

LE HAUT-PARTEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

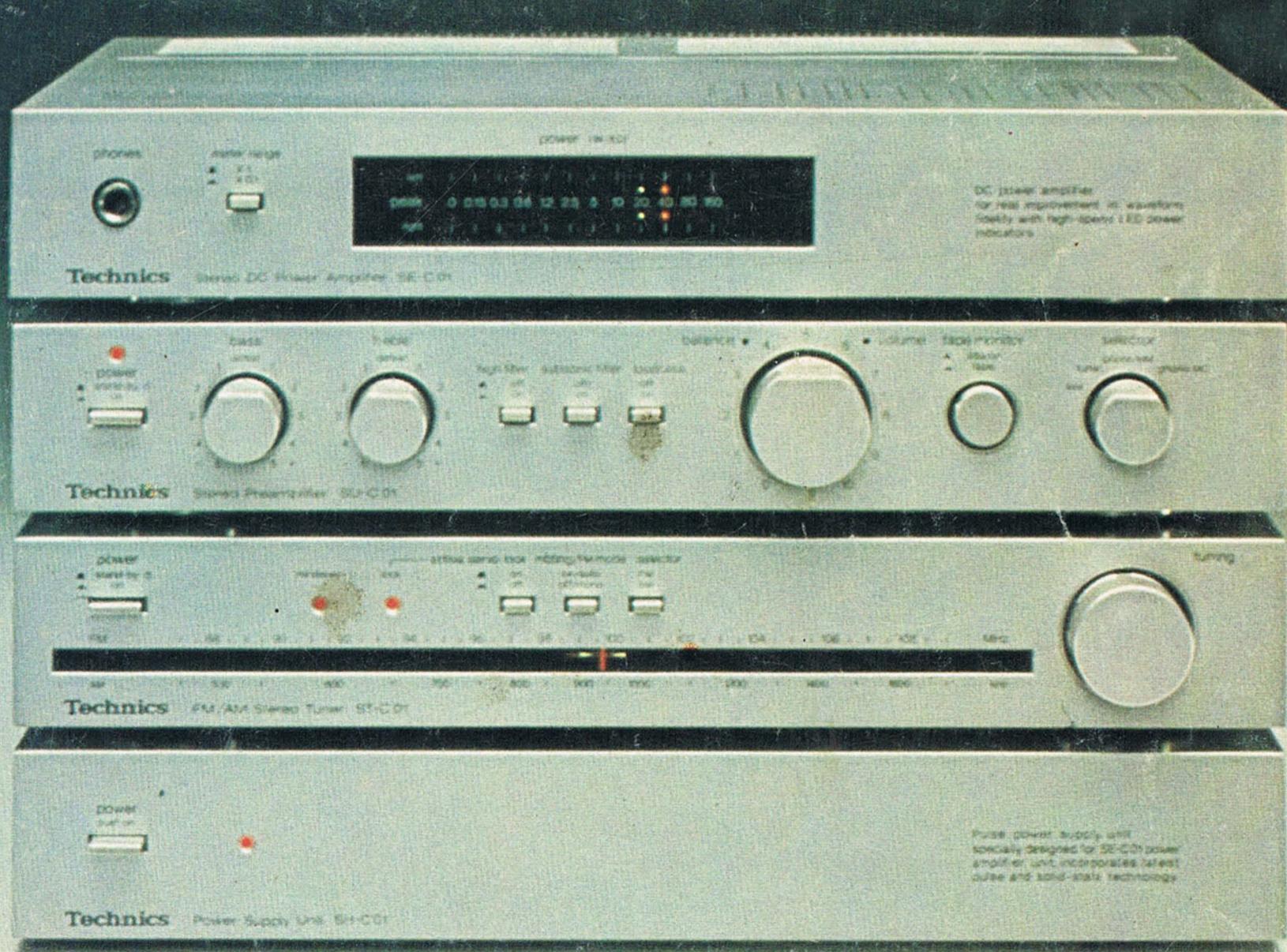
RETRONIK.FR ISSN 0337-1883

•AUDIO•VIDEO•ELECTRONIQUE•ARGUS HI-FI•

■ BANCS D'ESSAI : La micro-chaîne AUREX de TOSHIBA
La platine DUAL 714 Q ■ La platine SONY PS-B-80 ■ ■ ■

■ REALISATIONS : Appareils de mesure à diodes électroluminescentes ■ Un préamplificateur pour microphone ■ Un régulateur de vitesse pour perceuse électrique ■ ■ ■

«LECTEURS, QUI ÊTES-VOUS ?»



Technics

ADMINISTRATION – REDACTION

Fondateur : J.-G. POINCIGNON
 Directeur de la publication : A. LAMER
 Directeur : H. FIGHIERA
 Rédacteur en chef : A. JOLY
 Secrétaire de rédaction : C. DUCROS

SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital de 120 000 F

LE HAUT-PARLEUR
 2 à 12, rue de Bellevue
 75940 PARIS CEDEX 19
 Tél. : 200-33-05
 Telex : PGV 230472 F

La Rédaction du Haut-Parleur décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

ABONNEMENTS

	FRANCE	ETRANGER
HAUT-PARLEUR (12 nos + 3 nos spéciaux)		
1 AN	90,00 F	140,00 F
Abonnements groupés :		
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE + SONO		
1 AN	180,00 F	250,00 F
HAUT PARLEUR + E. PRATIQUE		
1 AN	125,00 F	195,00 F
HAUT PARLEUR + SONO		
1 AN	135,00 F	185,00 F

BULLETIN D'ABONNEMENT : voir page 115.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa premier de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

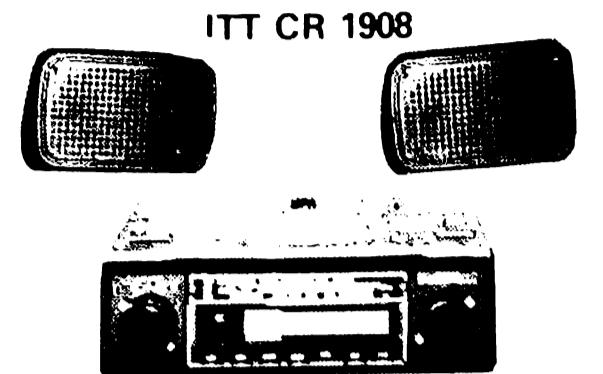
Sommaire

	Page
B.F. – Technique générale – HiFi	
● La table de lecture DUAL 714 Q	121
● La microchaîne AUREX de TOSHIBA	156
● Peut-on mesurer des taux de distorsion harmonique supérieurs à 100 %	167
● La table de lecture SONY PS-B-80	225
Radio – T.V. – Vidéo	
● Le radio-réveil RANDS RR 300	119
● Amplis vidéofréquence	173
Electronique – Technique générale	
● Fonctionnement, caractéristiques et utilisation des amplis O.P. ..	125
● Presse technique étrangère	147
Réalisations	
● Réalisez un amplificateur HiFi original et modulaire	132
● Réalisez un régulateur de vitesse pour perceuse électrique	140
● Réalisez un testeur universel pour semi-conducteurs	181
● Un préamplificateur pour microphone	193
● Etude et réalisation d'alimentations stabilisées à CI	196
● Electromètre et récepteur d'électricité statique	206
● Appareil de mesure à diodes électroluminescentes avec le circuit SN 29740	209
● Mini ordinateur domestique : Le terminal vidéo	213
Electronique et automobile	
● Une horloge chronomètre pour voiture en kit : HEATHKIT GC 1415	144
Journal des O.M. – Emission – Réception	
● C.B. Petite rubrique du 27 MHz	236
● Le transceiver IC 211 E – 144 MHz	238
Divers	
● Bloc-notes	116
● Bibliographies	153
● Sélection de chaînes HiFi	154
● Courrier technique	232
● Notre enquête : Lecteur, qui êtes-vous ?	243
● Petites annonces	244
● Carnet d'adresses	247
● Argus	248
● Encart EURELEC	179-180



CHOIX EXTRAORDINAIRE POSTES-RADIO

ITT AUTO RADIO GO PO
plus touches pré-réglées FR1 - EUR - RTL - MC. Voyant lumineux de mise en marche. Puissance 3.5 W. Alim. 12 V. Livré avec 1 haut-parleur 12x19/4 Ω et access. de montage. Possibilité pour H.P. suppl. Dim 170x40x95 mm **Prix 270 F** Port 14 F



ITT CR 1908

Auto-radio PO GO FM. Combiné cassette stéréo 4 stations pré-réglées en GO (France-Inter, Europe 1, RTL, RMC). Puissance de sortie 2 x 5 W. self antiparasite. Alimentation 12 V. Vitesse du lecteur de cassette 4.75 cm/s (4 pistes). Signalisation des fonctions cassette. Livré complet avec 2 HP (multipositions, orientable pour tous véhicules). Livré avec schéma, notice de montage et nécessaire antiparasitage. Rapport qualité/prix exceptionnel

850 F + port et emb 20 F

Garantie totale.

ITT Auto-radio CR 302 PO-GO
Voyant lumineux de mise en marche. Puissance 3.5 W - Al. 12 V - Livré avec 1 HP 12x19 4 M et accessoires de montage. Poss. HP supplémentaires. Facile à monter sur toutes voitures sans encastrement. **Prix : 230 F** Port 20 F

● IMAGE ET SON
PO-GO. Alimentation piles. Dim. : 19 x 15 x 6 cm. **Prix : 99 F** + port 15 F

● CONCORD
GO - PO. Piles/secteur. Bouton volume. Dimensions : 210 x 200 x 60 mm. **Prix 160 F** - Port 15 F

● SUPER RANGER
PO-GO-FM. Tonalité. Antenne extérieure télescopique. Piles ou alimentation 6 V. Housse. Dim. : 125 x 245 x 45 mm. **Prix 250 F** - Port 15 F

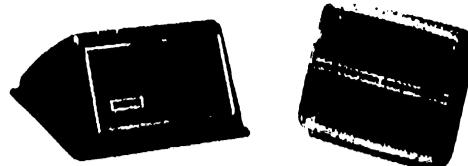
DYNAMIK STERN 2020
OC - PO - GO - FM. Tonalité. Antenne télescopique. Piles/secteur. Prise pour H.P. extérieur. Dim. 275 x 175 x 82 mm. **Prix 290 F** - Port 15 F

CAPTEZ LES POSTES ÉTRANGERS : PORTUGAL, ESPAGNE, ITALIE, BELGIQUE, ALLEMAGNE, ETC, AVEC LE SUPERBE STERN 1421.
QUANTITE LIMITÉE

2 OC (ondes courtes). PO-GO FM, avec pour la modulation de fréquence 3 potentiomètres de pré-réglage. Fonctionne sur piles et secteur (220 V). Prises extérieures pour H.P., magnétophone. Potentiomètre tonalité grave et aigu. Dimensions 322 x 212 x 97 mm. **PRIX INCROYABLE 390 F** TTC. Port 20 F

Et des centaines d'autres appareils de tous types à voir sur place

PROMOTION HP VOITURE



Exceptionnel jusqu'à épuisement des stocks. Marque ITT. Puissance 5 watts

La paire au choix : **59 F** + port 15 F
Deux modèles : HP portière (Dim. 129 x 151 mm) HP lunette arrière (Dim. 177 x 158 mm)

Les 4 HP : **99 F** + port et emb. 25 F
(Livré avec cordon de 5 m et fiche HP)

AUTO-RADIO SHARP
Modèle ANSS - RG 5800 H - 2 x 8 Watts

Prix 980 F Port 25 F

ACCESOIRS BIB

POUR L'ENTRETIEN DE VOS DISQUES

- Bras dépolisseurs métallique Réf. 42 F Prix 44 F Port et emb 12 F
- Couvre-plateau anti-statique Réf. 102 Prix 43 F Port et emb 10 F
- Réducteur et testeur de charge électro-statique Prix 178 F + 20 F

POUR L'ENTRETIEN DU MATERIEL HI-FI

- Pince à dénuder réglable Réf. 9 Prix 25 F Port 10 F
- Liquide anti-statique, par 2 flacons. Réf. 69A Prix 14 F Port et emb. 12 F
- Nécessaire pour l'entretien HI-FI, disques et magnéto. Prix 134 F Port et emb. 25 F

POUR L'ENTRETIEN DES BANDES MAGNÉTIQUES

- Kit pour l'entretien de têtes de magnétophones. Réf. J Prix 20 F Port et emb. 12 F
- Démagnétiseur pour têtes magnétiques (220V). Réf. 20 Prix 98 F Port et emb. 15 F

POUR L'ENTRETIEN DES CASSETTES

- Colleuse pour bande de cassettes. Réf. 30 A Prix 26 F Port et emb. 15 F
- Cassette nettoyante. Réf. 31

- Cassette nettoyante, démagnétisante et nettoyante. Réf. 93 Prix 54 F Port et emb. 8 F

- Kit ouvreur et pour sauvetage des cassettes. Réf. 108 Prix 38 F Port et emb. 12 F

POUR LE RANGEMENT DES CASSETTES

- Mallette pour 12 cassettes. Réf. 34 Prix 46 F Port et emb. 15 F
 - Mallette pour 30 cassettes. Réf. 37 Prix 98 F Port et emb. 20 F
 - Coffret pour 30 cassettes. Réf. 86 Prix 138 F Port et emb. 20 F
 - Coffret mural pour 40 cassettes. Réf. 87 Prix 228 F Port et emb. 25 F
- Documentation gratuite sur demande.

PLATINES DUAL NEUVES GARANTIE CONSTRUCTEUR

1225 T 500

Totalement automatique
HI FI



Plateau 200 mm (1.45 kg) Vitesse 33 1/3 et 45 tr/min Entrainement moteur asynchrone à 4 pôles avec suspension radiale élastique. Bras de lecture en tube d'aluminium antitorsion avec suspension par pointe à auto-adaptation. Force d'appui réglage continu de 0 à 5 g. Tête de lecture amovible pouvant recevoir tous types de cellule. La Dual 1225 T 500 est équipée de la cellule DMS 210 (Dual) Dimensions 329 x 274 Alimentation 110-220 V Prix 620 F (cellule comprise) + port et emballage 50 F

CS 510

Semi-automatique
HI FI
avec
stroboscope
lumineux



Plateau 300 mm, équilibré (1.3 kg). Entrainement moteur synchrone à 8 pôles par courroie plate de précision sur plateau. Vitesses 33 1/3 et 45 tr/min. Bras de lecture en tube d'aluminium antitorsion avec suspension par pivots à auto-adaptation. Longueur efficace du bras 220 mm. Force d'appui réglage continu de 0 à 3 g. Tête de lecture amovible pour tous types de cellule. La Dual CS 510 est équipée d'une cellule Shure M 95 G LM Dimensions 420 x 148 x 365 mm Alimentation 110-220 V

Prix 990 F (complète avec socle, capot et cellule Shure M 95 G LM), port et emballage 50 F

AMPLI-TÉLÉPHONE



L'ampli comprend 4 circuits intégrés + 2 transistors (au total 35 transistors). Bascule électronique. Notre amplificateur est livré soit (un choix), avec 1 HP blanc (style design) puissance 5 Watts, soit 1 HP noir bureau très discret. Il y a également d'interphones « bidons » que l'AG vous garantit le remboursement en cas de non satisfaction. Alarme 6 piles (1.5 V) ou sur alimentation secteur (220 V)

Valeur réelle 900 F Prix Lag 349 F

En option adaptateur + port et emb. 40 F, secteur 49 F.

CELLULE STEREO ITT

Réponse en fréquence 20 à 20 000 Hz ± 4 décibels. Force d'appui mini 1.5 gr maxi 3 gr Tension de sortie mini 4 mV maxi 6.5 mV

PRIX DE LA CELLULE
TTC + port 6 F **89 F**

PLATINE TEPPAZ



16, 45, 33, 78 tours avec arrêt automatique. Cellule Piezzo. 220 V alternatif, avec adaptateur fourni. 9 volts piles. Prix TTC : 69 F + port 12 F

EN AFFAIRE

PLATINE TYPE M 490

Avec arrêt automatique 16 33 45 78 tr/mm Cellule stéréo céramique 110 220 V avec sortie 18 V En prime valise adéquate.

Prix 129 F + port 15 F

GARRARD 86 SB



Caractéristiques. Vitesse 33 1/3, 45 tr/min. Diamètre du plateau 29 cm. Poids du plateau 2.5 kg. Lève-bras hydraulique. Moteur synchro. Cellule magnétique SHURE M 75 6S Dimensions 43 x 38 x 17.5 cm. Alimentation 110 220 volts commutable 50 Hz Platine livrée complète avec socle et capot.

Prix LAG 699 F TTC + port 39 F

PLATINE GT 25 P

Plateau 300 mm, type aluminium coulé. Entrainement par courroie, moteur 4 pôles synchrone, 33 1/3 et 45 t. Bras de PU en S, long. eff 230 mm. Excel ES 70 S. Dimensions (mm) avec couvercle 450 x 150 x 365, le capot ouvert 450 x 410 x 425.

Prix LAG 1 100 F + port 50 F

CELLULES AUDIO- TECHNICA



AT 11 104 F + Port 12 F
AT 11E 210 F + Port 12 F
AT 15 SA 699 F + Port 12 F

Pointe diamant de recharge pour tous les modèles

ATS 11	64 F	Port 9 F
ATS 11 E	108 F	+ Port 9 F
ATN 15	410 F	

W2 HI FI stéréo Bande passante 20 à 20 000 Hz Impédance 8 ohms.

Prix 49 F Port 14 F



L 18 STS Bande passante 25 à 20 000 Hz impédance 8 ohms Potentiomètre de puissance sur chaque écouteur. 1 cumulateur mono stéréo.

Prix 79 F Port 14 F



(1) **Micro crystal** (fabr. GOLDRING) avec support repliable. T.T.C. 16,00
(2) **Micro dynamique** (600 Ω) avec contacteur marche/arrêt T.T.C. 19,00

NOUVEAU



MICROPHONE A REVERBERATION RX 201
Réponse : 200 à 10 000 Hz. Imp. : 600 ohms. Temps de réverbération réglable : 1,5 seconde à 1 kHz. Sensibilité 0 dB = 1 V. 74 dB (à 1 kHz). Prix TTC : 199 F + port 14 F.

MICROPHONE DYNAMIQUE

présentation similaire avec télécommande avant - stop aussi bien en enregistrement qu'en écoute.

Prix TTC : 49 F + port 10 F.

PLATINES BSR
NEUVES - GARANTIE CONSTRUCTEUR
TYPE C 197 (notre photo)



Platine stéréo à chargeur automatique. Cellule céramique 33 45 t (220 V). Livrée avec axe 33 et 45 t

Prix 239 F + port et emb 15 F

TYPE C 198 (présentation similaire)

Platine stéréo à chargeur automatique. Cellule céramique 33 45 t (220 V). Livrée avec axe 33 et 45 t

Prix 259 F + port et emb 15 F

TYPE P 182

Platine HI FI avec cellule magnétique. Bras de lecture tubulaire en « S » muni d'un contrepoids. Lève-bras. Plateau evasé en aluminium 33 45 et 78 t. Alim. 220 V

Prix 349 F + port et emb 18 F

TYPE P 200

Platine HI FI avec cellule magnétique. Moteur à entraînement courroie. Bras de lecture tubulaire en « S » muni d'un contrepoids. Même présentation que P 182. Lève-bras. Plateau alu 33 45 et 78 t. Alim. 220 V

Prix 490 F + port et emb 18 F

LE HAUT-PARLEUR

Comment souscrire un abonnement ?

- par correspondance, en utilisant le bulletin d'abonnement ci-dessous, à retourner à :
LE HAUT-PARLEUR, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS Cedex 19. Tél. 200.33.05
- chez votre marchand de journaux habituel, en lui remettant le bulletin d'abonnement ci-dessous dûment rempli.

A découper suivant le pointillé

BULLETIN D'ABONNEMENT

Nos tarifs :

- HAUT-PARLEUR (12 numéros + 3 numéros spéciaux)
- Spécial Panorama HIFI – parution mars
- Spécial Electronique Automobile – parution octobre
- Spécial Radiocommande – parution novembre

(1) FRANCE ETRANGER

1 AN 90,00 140,00

Nous vous proposons, si vous le souhaitez, de souscrire des abonnements groupés :

- HAUT-PARLEUR (15 n°s) + E. PRATIQUE (11 n°s) + SONO (11 n°s) 1 AN 180,00 250,00
- HAUT-PARLEUR (15 n°s) + E. PRATIQUE (11 n°s) 1 AN 125,00 195,00
- HAUT-PARLEUR (15 n°s) + SONO (11 n°s) 1 AN 135,00 185,00

Informations :

- pour les changements d'adresse : joindre la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F en timbres-poste, et des références complètes de la nouvelle adresse.
- pour tous renseignements ou réclamations, concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

(1)

Je m'abonne pour la première fois à partir du numéro paraissant au mois de :

Je renouvelle mon abonnement :
et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

(1)

Je joins à ce bulletin la somme de :

par : – chèque postal sans n° de compte
– chèque bancaire
– mandat-lettre

A l'ordre de : LE HAUT-PARLEUR

(1) Mettre une croix dans les cases ci-dessus correspondantes

Ecrire en capitales, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre 2 mots. Merci

Nom, Prénom (Attention : prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M., Bâtiment, Escalier, etc.)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

Dept	Cne

Quartier	

Le bloc-notes du H.P...

INAUGURATION DES NOUVEAUX LOCAUX CHEZ SEXTAN

La société Sextan créée il y a cinq ans, a augmenté ses activités de location jusqu'à devenir l'un des deux ou trois plus importants loueurs de matériel de sonorisation et d'éclairage de France.

Le parc se compose actuellement :

a) En sonorisation : d'un équipement représentant une puissance de 25 000 W.

b) En éclairage : d'un ensemble de projecteurs dépassant 200 000 W.

Depuis deux ans, le développement de la société s'est diversifié et ce vers deux nouvelles activités. Le studio d'enregistrement, et la vente d'installations complètes en sonorisation et en éclairage.

La mise en place de ces deux nouveaux secteurs d'activités a conduit « Sextan » à déménager dans de nouveaux locaux (sur 2 300 m²) à Malakoff.

Après plusieurs mois de travaux cette société dispose d'un

outil de travail exactement adapté à ses besoins.

- Une grande Surface de stockage et de préparation du matériel.
- Un atelier d'entretien et de réparation,
- Une surface de vente comprenant un Auditorium de 400 m³.
- Un studio d'enregistrement 8 et 16 pistes.

Outre le studio d'enregistrement, qui depuis son ouverture (1^{er} janvier) a particulièrement bien démarré, nous avons pu constater la mise en place d'un auditorium de grande dimen-

sion reproduisant le volume et les caractéristiques acoustiques d'une discothèque.

Cet auditorium permet des démonstrations efficaces de tous les équipements de Haute-Qualité de sonorisation d'éclairage et d'enregistrement JBL, Altec, Cerwin Vega, Fostex, Power, Musique Industrie, Teac, DBX, Collyns, etc.

C'est bien entendu vers une clientèle de discothèque de music-hall, de théâtre, mais aussi vers les amateurs éclairés que « Sextan » portera ses efforts promotionnels.

UN PROGRAMMATEUR D'EPROM 2708

La Société MPU née des réflexions suscitées chez un petit groupe de microinformatiens pour le kit MEK 6800 DZ de Motorola propose un programmeur d'EPROM 2708 dont l'interfaçage avec tout matériel centré sur le 6800 ne demande qu'un PIA disponible.

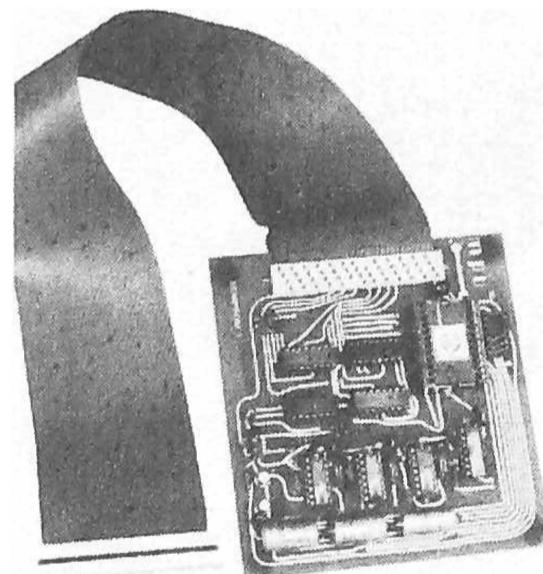
Il permet de recopier sur mémoire morte effaçable des zones mémoires élaborées en RAM, avec une très grande facilité. On peut ainsi :

- disposer instantanément des logiciels, données, fichiers, routines, développés, acquis, échangés ou même en cours de développement ;
- réduire le nombre de transferts cassette RAM ;

– protéger certaines zones de mémoire RAM contre des écritures accidentelles.

Prix H.T. : 680 F.

Pour de plus amples informations, contacter : MPU, 12, rue Chabanais, 75002 Paris. (261.81.03).



VOL DE MATERIEL

La Société A.P. France, distributrice pour la France du matériel Dynacord nous communique les types et numéros du matériel volé au cours des « Composants Electroniques 79 » sur son stand en dehors des heures d'ouverture du Salon.

- 1 pupitre de mélange Dynacord MC 20/8/2.
- 1 pupitre de mélange Dynacord MC 1233 C n° 10665.
- 1 amplificateur Dynacord A 2002 n° 10370.
- 2 amplificateurs Dynacord AX 303 n° 10211 et n° 10262.

- 1 amplificateur Dynacord ST 2100 n° 10548.
- 1 amplificateur ST 2200 n° 10355.
- 1 chambre d'écho Dynacord EC 504 n° 10280.
- 1 chambre d'écho Dynacord DRS 78 n° 10881.
- 1 appareil d'effets Dynacord TAM 19 n° 10499.

Tout professionnel amené à mettre en œuvre ou à dépanner un de ces appareils est prié de contacter M. Nivolon, A.P. France, 77, boulevard de Ménilmontant, 75011 Paris. Tél. 357.00.30.

NOTRE COUVERTURE

Technics MINI-SERIE

La « mini-série » **Technics** se compose de quatre éléments : pré-ampli, ampli, tuner et unité d'alimentation.

Considérée comme un véritable bijou, la « mini-série » **Technics** allie à la perfection, miniaturisation, esthétique, et hautes performances. D'une dimension moyenne de 25,5 cm sur 29,7 cm, pour une hauteur de 4,9 cm, tous les éléments de cette « mini-série » sont capables d'égaler, sinon de dépasser les meilleurs appareils traditionnels.

L'ampli SE CO1, 2 × 55 watts efficaces (8 Ω), est un véritable amplificateur courant continu. Sa distorsion maximum au plus haut niveau de puissance n'est que de 0,02 %. Il est équipé d'indicateurs de puissance à diodes électro-luminescentes bicolores.

Le pré-ampli SU CO1, offre un rapport S/B de 88 dB (phono), une distorsion de 0,003 %. Il est équipé du système bobines mobiles, d'un filtre infra acoustique antirumble, et ses prises de connexion sont plaquées or.

Le tuner STCO1, FM, AM, possède le nouveau système de diodes électro-luminescentes qui facilite la recherche de la station. De plus un servo-calage actif garantit l'accord optimal sur la station choisie dans n'importe quelles conditions.

Quant à l'**unité d'alimentation SH CO1**, elle est équipée des meilleurs blindages et son système d'alimentation à découpage lui permet d'assurer à l'ampli sa puissance maximum, malgré sa taille miniaturisée.

Nous les avions rapidement évoqués dans notre numéro de mai 79, voici à présent des informations plus complètes.

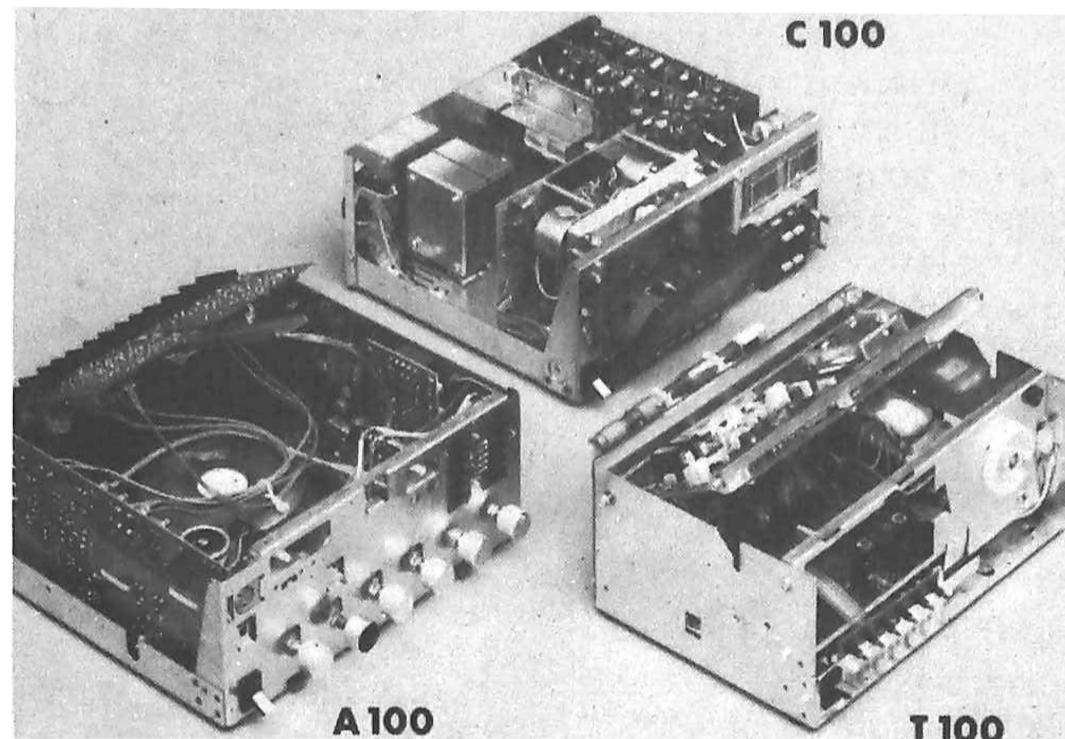
Tout d'abord, et dans un domaine où Körting est passé maître, celui des compacts, une chaîne 4 gammes d'une conception futuriste, dont les fonctions essentielles sont réglables par télécommande infrarouge et doté d'un contrôle de toutes les fonctions par microprocesseur.

D'une puissance de 2 x 50 W RMS, ce nouveau compact Körting possède les caractéristiques ci-après :

- Accord du récepteur AM/FM par synthétiseur de fréquences stabilisé par quartz, sans dérive.
- Affichage des canaux et fréquence.
- Recherche des programmes automatiques en FM.

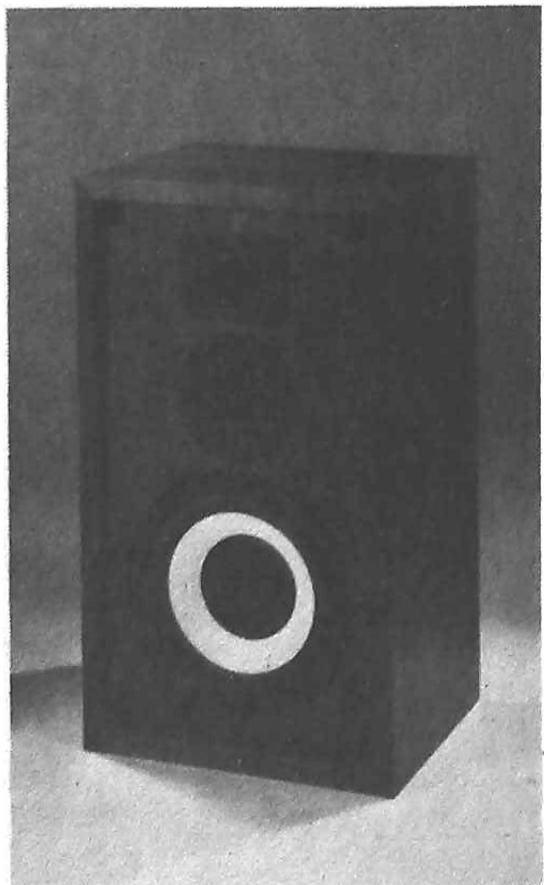
LES NOUVEAUX MODELES HIFI KÖRTING

- Recherche des programmes dans les gammes GO-PO par touches plus/minus.
- Sélection directe des stations en mémoire pour 49 stations AM et/ou FM par clavier et affichage digital.
- Tourne-disque Hi-Fi à cellule magnétique avec possibilité de télécommande.
- Magnétocassette pour 3 types de bandes, de fabrication allemande équipé de 2 moteurs, avec également



Audax équipe de longue date les enceintes les plus prestigieuses du marché international ; qu'il s'agisse d'enceintes Hi-Fi made in England » « made in Germany » ou même « made in USA », il n'est pas rare d'y trouver tout ou partie de haut-parleurs de la firme française de Montreuil.

Au dernier Salon des Composants Electroniques, Audax,



AUDAX : DE PLUS EN PLUS GRAVE

sans abandonner pour autant la Hi-Fi, a présenté cependant des modèles « afin de satisfaire les désirs nouveaux créés par la mode DISCO ».

C'est ainsi que nous avons pu découvrir à son stand deux boomers :

- Le PR S100, un boomer professionnel de 38 cm, destiné à la sonorisation de haute qualité, avec une efficacité de 103 dB/1 W/1m en bruit rose et capable d'encaisser 200 W.
- Le HD 33S66, un boomer de 33 cm de très haute qualité doté d'une bobine mobile de 66 mm de diamètre et d'un aimant de 180 mm. Capable d'encaisser 150 W, son efficacité est de 98 dB/1 W/1 m.

Du premier modèle, Audax a dérivé un modèle Hi-Fi, le HD38S100 caractérisé par une membrane plus légère et une plus faible raideur de sa suspension ce qui conduit à une fréquence de résonance particulièrement basse (15 Hz au lieu de 26 Hz pour le modèle Pro). Par ailleurs, son efficacité passe à 101 dB/1 W/1 m.

A noter également à l'actif d'Audax un nouveau médium de haute efficacité (96 dB/1 W/1 m) le HD 17 HR 37 et surtout une gamme élargie de Kits d'enceintes acoustiques. Rappelons qu'avec chaque Kit, Audax fournit une notice très détaillée avec les dimensions du coffret à construire vous-même et aussi les performances de l'ensemble terminé (si vous avez suivi ses conseils).

Donc cette année arrivée des Kit 31 et 51 en version bass-reflex (alors qu'ils n'existaient qu'en modèle clos ainsi que des modèles entièrement nouveaux :

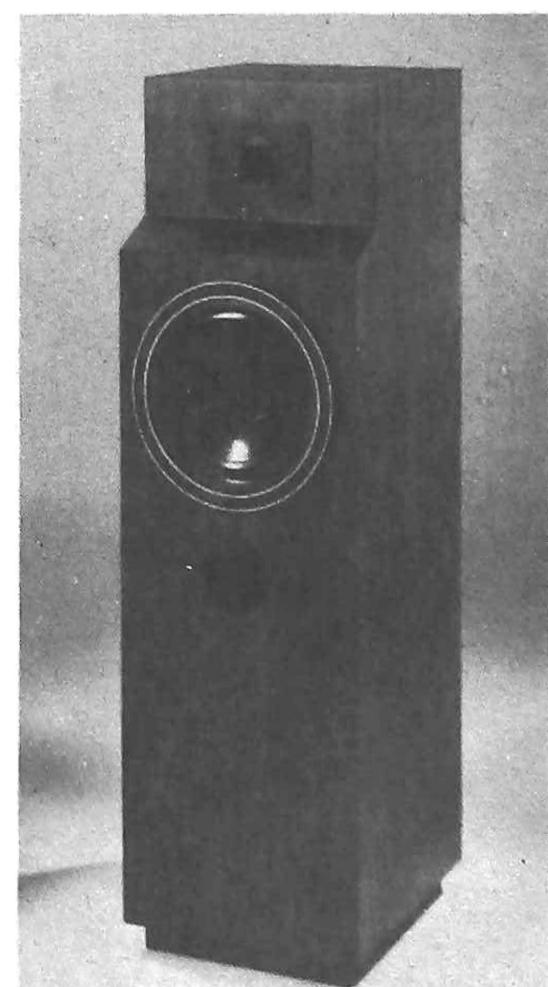
- Le Kit41, enceinte close à 3 voies équipée d'un boomer de 25 cm et d'un médium et d'un tweeter tous deux à dôme (Puissance admissible de 40 W).
- Le Kit Bex40 ; enceinte bass-reflex 2 voies équipée d'un boomer-médium de 20 cm avec filtre du troisième ordre du type Butterworth autorisant une descente jusqu'à 34 Hz dans l'extrême-grave sans atténuation notable

possibilité de télécommande.

- Dimensions : 70 x 16 x 39 cm (l x h x p). Par ailleurs, nous avons présenté la super-compact 100, du type « Super compact Components » qui sacrifie à la mode actuelle (Ampli A100, tuner T100 et magnétocassette C100). Ajoutons aux caractéristiques déjà données que toutes les platines sont accessibles des 2 côtés et en partie enfichables. Les platines du T100 et de l'A100 peuvent être complètement basculées vers l'arrière, les connexions enfichables sont marquées de couleurs différentes pour éviter des erreurs, les châssis sont entièrement métalliques et à la fois à l'épreuve de la torsion (1 mm d'épaisseur) et de l'oxydation. Enfin la plaque frontale de 4 mm est en aluminium, filée à chaud et anodisée et le coffret tout métal laqué.

et mise en phase acoustique des haut-parleurs par compensation spatiale de leur temps de propagation.

Ajoutons à toutes ces nouveautés, à la fois un mini-boomer, des tweeters à haut rendement et même des haut-parleurs d'autoradio venant compléter une gamme déjà bien fournie.



bloc-notes

PRIX DE LA FONDATION PHILIPPE COHEN

Le but de cette Fondation rappelons-le, est d'aider et d'encourager un jeune technicien de l'électronique et de l'acoustique dont la vocation est la Haute-Fidélité.

Cette année, le thème retenu pour le dossier est le préamplificateur dans la chaîne Haute-Fidélité.

Le lauréat recevra une bourse de 10 000 F et sera invité à un voyage d'études au Japon dans les usines Pioneer.

Les candidats, âgés d'au moins 18 ans, devront adresser à Musique Diffusion Française un dossier complet

concernant leur projet de recherche sur le sujet imposé. La date limite de dépôt des candidatures est fixée au 30 juillet 1979.

Le jury chargé de décerner le prix de la Fondation Philippe Cohen sera composé exclusivement de professionnels.

Il sera présidé par Jack J. Setton. L'attribution du prix aura lieu la première semaine de septembre 1979.

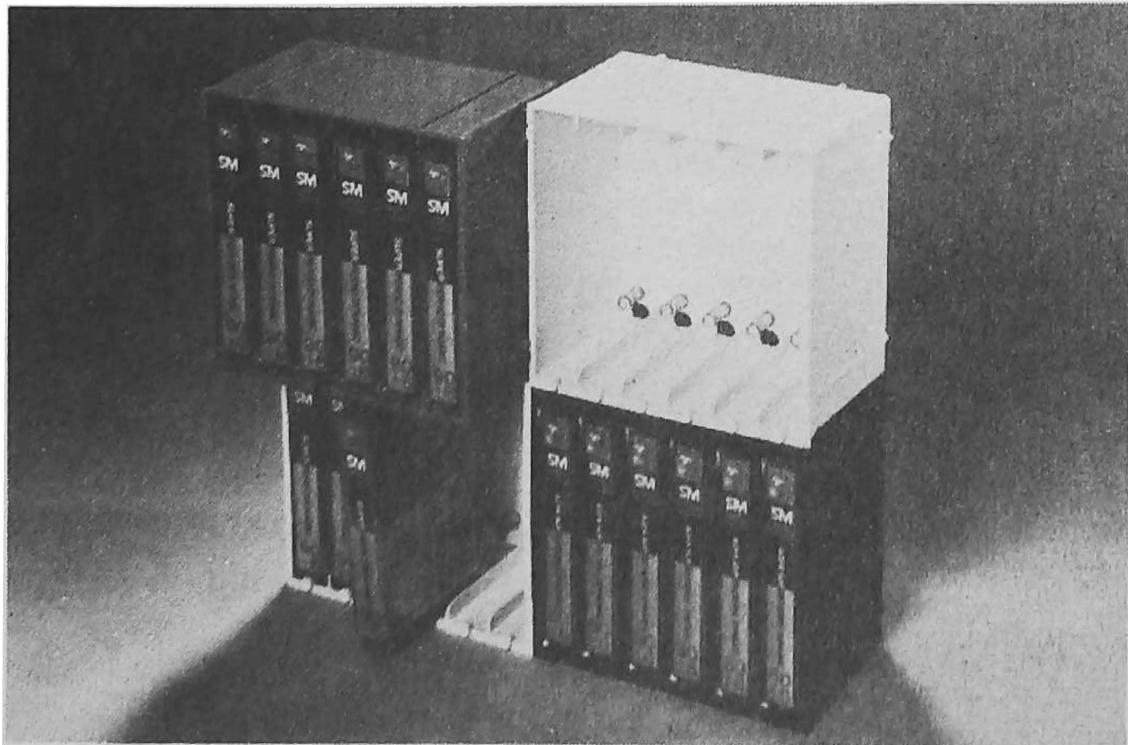
Pour toute correspondance s'adresser à Alix, secrétaire de la Fondation Philippe Cohen 8, rue Grange-Dame Rose, 78140 Vélizy-Villacoublay.

AGFA : NOUVELLE PRÉSENTATION DES BANDES

Nous avons signalé en leur temps les nouvelles présentations des cassettes Agfa-Gévaert et bénéficiant des dénominations internationales de la Hi-Fi. Depuis, pour le classement, Agfa a mis au point un range-cassettes qui se présente sous forme d'une petite boîte plastique très peu encombrante (12 x 12,5 x 7,5 cm) pouvant recevoir 6 cassettes visibles sur la tranche ; la préhension d'une cassette s'obtient par simple pression du doigt grâce à un système très simple d'éjection automatique constitué par un petit ressort fixé à l'intérieur du boîtier. Par ailleurs, des glissières extérieures permettent l'assemblage des range-cassettes entre eux pour la cons-

titution d'une véritable « cassettothèque ».

Mais l'effort de renouvellement d'Agfa-Gévaert ne s'est pas limité aux cassettes puisque les bobines ont bénéficié d'un conditionnement à la fois plus esthétique et plus fonctionnel. Qu'il s'agisse des bandes PEM Professional Hi-Fi des types PEM 368 et PEM268 ou des bandes PE Hi-Fi des types PE36, PE46 ou PE66, ces bandes sont présentées dans de nouvelles boîtes plastiques noires. Ces boîtes comportent un système d'assemblage les reliant verticalement entre elles, les bobines pouvant être sorties séparément ce qui ne peut que faciliter à la fois le rangement et l'utilisation.



Gustavo ALTIERI et Brigitte Anne MADRAS
« ... IL ÉTAIT UNE FOIS LE SON »



176 pages (illustrées de figures et photographies). 16 x 24 cm. Editions « Fréquences ». 56 F.

C'est à la fois un livre curieux et déroutant que nous ont fait parvenir G. Altieri et B.A. Madras. Curieux par la multiplicité des domaines abordés et son caractère insolite d'y retrouver immanquablement le son, objet de l'ouvrage, à partir des voies les plus détournées ; déroutant parce que, en dépit du fil conducteur qu'annonce son titre, le dépaysement continu qu'amène son contenu se traduit par la nécessité permanente de faire le point.

« ... Il était une fois le son » vous entraîne dans un voyage non seulement temporel, et ce à partir des âges les plus reculés, mais aussi interdisciplinaire dans la mesure où se retrouvent étroitement emmêlés des chapitres de la Physique (bien sûr) mais tout autant de la Physiologie, la Psychologie, l'Entomologie, la Bioacoustique et l'Archéologie...

En d'autres termes, et pour être plus explicite, vous y trouverez à la fois des considérations pertinentes, et quelquefois à la limite de l'esotérisme, sur l'aménagement des théâtres romains par les anciens en général et celui de Bayreuth par Richard Wagner en particulier, sur le sonar des chauves-souris et des dauphins (vous y apprendrez que, d'après les expériences les plus récentes, et à condition de faire appel à certains artifices,

l'homme est capable de faire mieux !...), sur le cri des karatékas ou sur la psychoacoustique « utilitaire » mise en œuvre par Adolf Hitler lors des rassemblements de masse à Nuremberg, sur les mystérieuses bouteilles sifflantes de l'ancien Pérou...

Nous ne pouvons, hélas, énumérer tous les sujets dont se sont préoccupés les auteurs, pour faire preuve d'originalité et étonner sans doute, mais surtout pour essayer de ne rien oublier.

Peu de formules mathématiques, deux seulement, non indispensables d'ailleurs. Nous avons eu bien du mal à interpréter l'une d'entre elles, directement tirée d'un ouvrage anglo-saxon – mais à chaque page une aura philosophique, métaphysique même ; ce qui fait que l'ouvrage de G. Altieri et B.-A. Madras ne se lit pas d'une traite, mais chapitre par chapitre, et quelquefois paragraphe par paragraphe, tant il s'avère être générateur de réflexions personnelles et de réminiscences.

Une bibliographie de près de quatre pages permettra au lecteur de satisfaire sa curiosité éveillée. Nous ne pouvons toutefois que regretter de ne pas y avoir rencontré l'ouvrage à la fois classique et fondamental d'Yves Rocard : « Dynamique générale des Vibrations », toujours d'actualité.

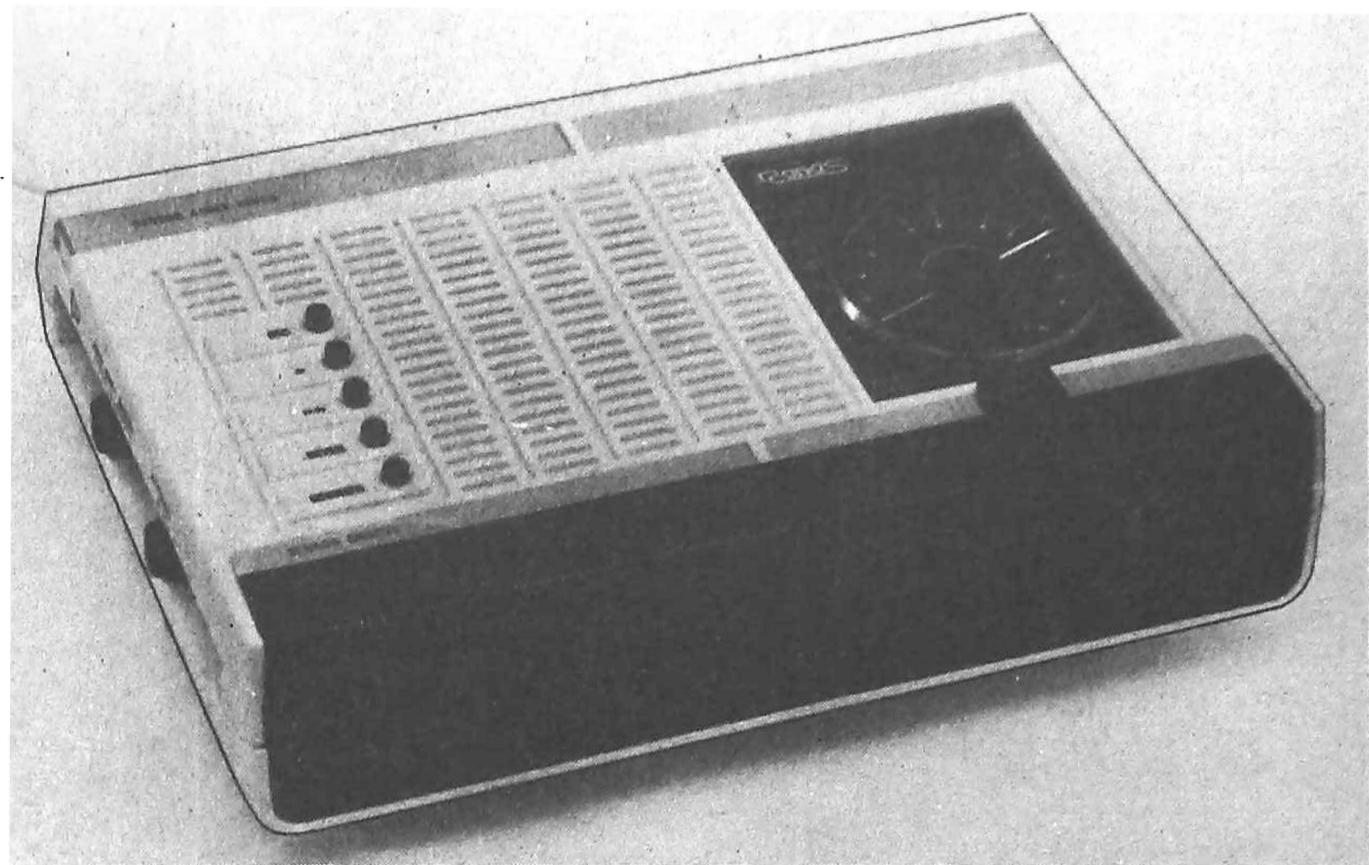
Les quelques imperfections mineures que nous avons pu déceler – Les « stukas » allemands n'étaient pas équipés de « sifflets », mais de « sirènes », d'autant plus angoissantes que leur action était agrémentée de l'effet Doppler, « logarithme » n'a nul besoin d'un « y »... – et qui s'expliquent par l'impérative nécessité de sortir l'ouvrage pour le Festival International du Son n'enlèvent rien intrinsèquement à l'intérêt de cette merveilleuse aventure que nous content G. Altieri et B.-A. Madras, en quelque sorte une nouvelle « re-vue » du son.

CH. P.

LE RADIO REVEIL

RANDS

RR 300



ES réveils musicaux ne sont pas les plus désagréables, bien au contraire. Certes, en période électorale, vous vous lasserez peut-être des déclarations politiques incessantes que ponctuent quelques airs à la mode et les traditionnelles publicités de marque ou non de toutes les stations radio. Heureusement pour nous, qui nous levons tard (après 7 heures), ce poste dispose de la modulation de fréquence. Vous savez ce que cela veut dire : un réveil de haute qualité, sans parasite et aussi la présence de stations nationales qui ne diffusent pas trop de publicité pour ne pas dire pas du tout.

7 heures, c'est parce que les émissions ne démarrent pas avant cette heure. Si vous programmez votre réveil quelques minutes avant, vous aurez droit à un sifflement fort désagréable mais très efficace pour se lever... Passons maintenant au matériel.

Le RR300 de Rands se présente avec une forme très propice à une installation sur table de chevet. Le radio réveil que nous avons eu entre les mains est de couleur ivoire, cette couleur étant indiquée

par une pastille sur la boîte, nous en avons conclu que d'autres couleurs étaient disponibles.

Un aperçu de la physionomie de l'appareil : le cadran est en matière plastique teintée de couleur noire, les chiffres apparaissent au travers de la matière lorsque l'appareil est alimenté. Sinon, tout disparaît. Une fois la radio en service, une échelle frontale apparaît sur la droite, c'est une échelle de volume, l'aiguille se présente avec un trait rouge vertical dont la position indique le réglage du potentiomètre de niveau.

Le cadran de recherche des stations est installé à la partie supérieure. Une étiquette imprimée porte uniquement les chiffres repérant les fréquences des stations.

Deux bandeaux d'aluminium anodisé bordent la face supérieure, deux sections ont un rôle fonctionnel, celui de se comporter en touches électriques.

Les boutons de commande du réveil sont situées sur la gauche de la partie supérieure. Quant aux boutons de sélection du mode de fonctionnement, ils sont répartis sur les côtés de l'appareil.

Fonctions

Trois gammes d'ondes, elles sont choisies par un commutateur placé sur la face droite de radio-réveil. Le second commutateur de cette face est un commutateur permettant de se faire réveiller soit par la radio soit par la sonnerie. Cette sonnerie n'est pas trop désagréable, il s'agit d'un sifflement presque mélodieux dont le volume est presque constant. Pour le réveil par la radio, on disposera de la commande de volume. Attention donc à ne pas mettre le son trop bas, le volume risque de ne pas être suffisant.

Les touches sensibles permettent d'arrêter la sonnerie ou la radio pour accorder un sursis de 9 mn. La touche la plus proche permet d'assurer ce sursis alors que celle du fond sera pour ceux qui désirent se lever tout de suite.

Attention à ne pas accrocher les boutons de réglage de l'heure en essayant d'atteindre les touches, ces boutons sont suffisamment proéminents pour ne pas être déréglés intempestivement.

Le réglage de l'heure se fait par deux boutons, l'un permet

de faire défiler très rapidement les minutes (60 mn défilent en une seconde), l'autre permet d'avoir une cadence ralenti : deux minutes par seconde. Si vous avez besoin d'une grande précision, un bouton sert à afficher le dernier chiffre des minutes, il sera suivi du chiffre des secondes. En appuyant sur trois boutons à la fois, on affichera 0 : 00, ce qui permet une mise à l'heure très précise (top à la radio).

L'éclairage est fourni par des diodes Led, un commutateur permet de faire varier l'intensité de l'éclairage. Deux positions sont offertes, une pour le jour, une pour la nuit.

Dernière fonction, c'est la mise en service de la radio pour s'endormir, dans ce cas, on programera une durée de 1 à 59 mn.

La technique

Le schéma de principe est représenté ici. La section radio est à dix transistors, six sont utilisés pour la radio, quatre pour l'amplificateur audio.

L'antenne est reliée à un transistor monté en base commune. Une limitation est exer-

cée par des diodes montées en écrêteuse sur les bobinages L_2 , T_2 et T_1 . L'accord se fait par condensateur variable. Le transistor Q_1 est monté en amplificateur, Q_2 en mélangeur auto-oscillateur. Une commande automatique de fréquence est appliquée en modulation de fréquence par la tension de sortie du discriminateur. La diode D_3 est montée en parallèle sur le circuit accordé de l'oscillateur. Le premier transistor amplificateur à fréquence intermédiaire est équipé de Q_3 . L'étage suivant, Q_4 est un transistor amplificateur commun aux fréquences intermédiaires de la modulation de fréquence et de celle d'amplitude.

Pour la modulation d'amplitude, l'inductance de T_3 peut être considérée comme une impédance nulle. Pour la modulation de fréquence, c'est le condensateur d'accord de T_8 qui pourra être assimilé à un court-circuit. Le courant continu passera dans les deux bobines.

Q_5 est chargé de la même façon par deux bobinages en série, celui du discriminateur et celui du démodulateur MA. Le discriminateur MF est un discriminateur de rapport.

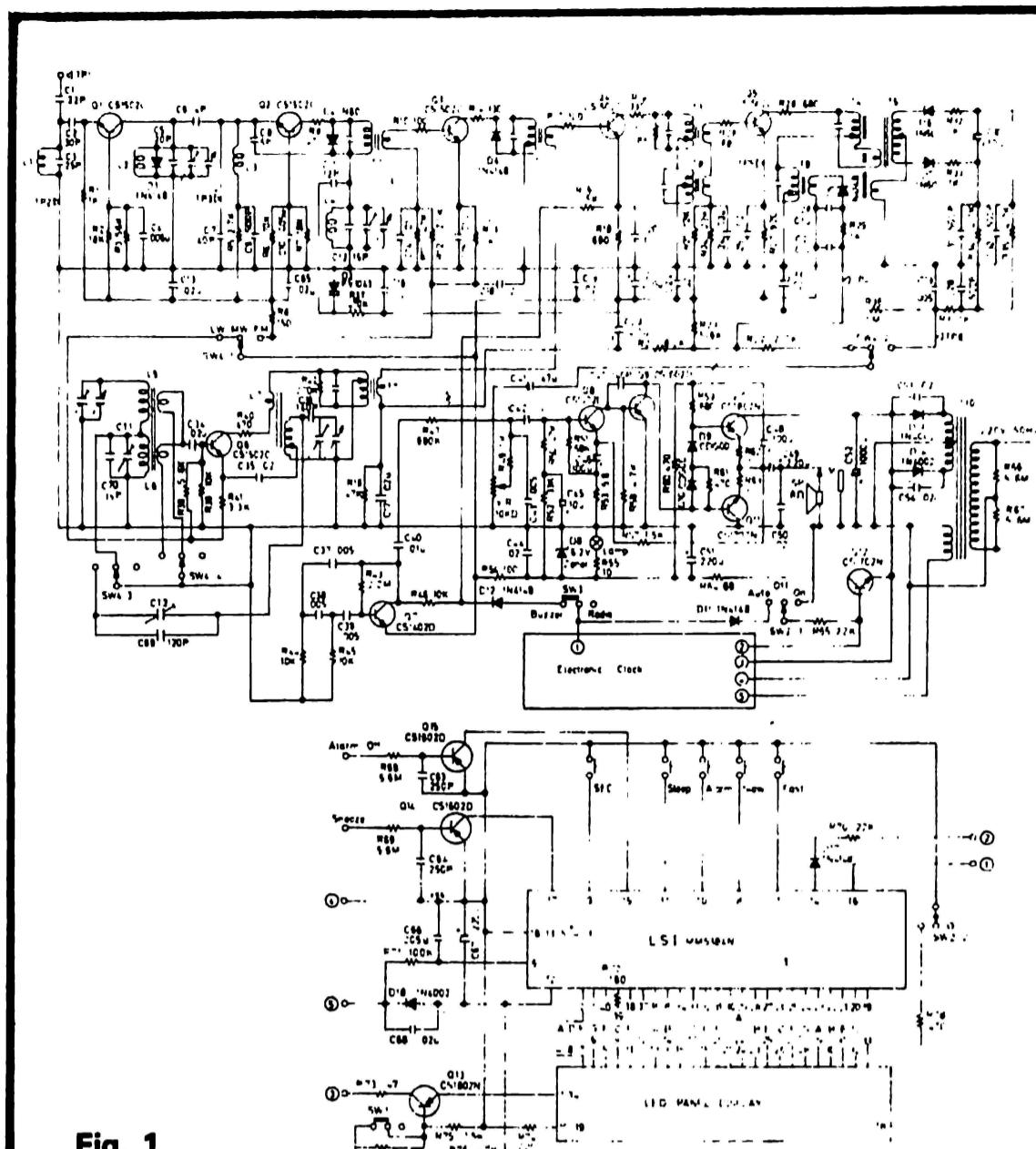


Fig. 1

L'étage MA comporte un étage utilisé en mélangeur et convertisseur. L'amplificateur MA ne comportera donc en fait que trois transistors.

L'amplificateur audio est à trois transistors couplés en

continu. Les transistors de sortie sont complémentaires. La polarisation est assurée par deux diodes montées en série. Le haut-parleur est couplé par condensateur.

Le transistor Q_7 est un oscil-

ateur, il attaque directement, par une résistance de $680\ 000\ \Omega$ l'entrée de l'amplificateur. Lorsque le curseur du potentiomètre sera au zéro, on entendra la sonnerie, si ce curseur est plus haut, le volume de la sonnerie sera légèrement augmenté. Il n'y a pas à proprement parler de réglage de volume, la plage étant très limitée.

Le schéma de l'horloge électronique est représenté dans la partie basse du schéma. Un circuit intégré de NS est utilisé, il s'agit d'un MM5384N. Les touches sensibles sont reliées à des transistors montés en amplificateurs, ces transistors reçoivent une tension parasite issue du secteur. Le transistor Q_{13} permet de régler l'intensité lumineuse de l'afficheur. Cet afficheur est un module, à chiffres LED.

La réalisation

Le RR300 est fabriqué à Singapour, un pays spécialisé dans ce type d'appareils, des appareils devant être vendus à un prix relativement bas. Le travail est de grande série et les circuits sont soudés à la vague. L'appareil fonctionne convenablement à condition qu'il soit correctement alimenté, il ne souffre pas les chutes de tension secteur.

Ces chutes de tension entraînant un mauvais fonctionnement du déclenchement de la sonnerie ou du réveil par radio.

Conclusions

Un radio-réveil tout à fait dans la tradition, pour la fabrication comme pour les techniques. Il y a deux façons de faire un radio-réveil, avec un moteur synchrone ou avec un circuit intégré d'horloge. C'est ce second mode qui a ici été exploité, il nous conduit à un appareil agréable et peu encombrant, la présentation est propre, sans être exceptionnelle.

E.L.

Photo A. – Vue interne. Un grand circuit intégré pour l'horloge, derrière, l'afficheur. Sur la droite, la section radio.

LA TABLE DE LECTURE DUAL

714 Q



DERNIERE née d'une longue lignée de tables de lecture, le Dual 714 Q présente beaucoup de raffinements technologiques, raffinements indispensables pour faire face à une concurrence nipponne fort agressive. Cette table de lecture est là pour démontrer que la technologie européenne reste à la pointe de l'actualité.

Dans cette table de lecture, on trouvera une régulation de vitesse à asservissement de phase et pilotage par quartz, un moteur à entraînement direct et commutation électronique, une génératrice tachymétrique. Pour la section bras, nous avons ici un résonateur accordable, et surtout une cellule nouvelle, due à Ortofon et associée à ce bras, une cellule dont la masse a été fortement réduite par rapport aux modèles précédents.

Présentation

Pratiquement rien ne la distingue des autres tables de lecture de la marque. Socle noir, châssis noir, plateau bordé d'un stroboscope, bras tubulaire d'aluminium, couvre-plateau de caoutchouc noir.

Le bout du bras, côté cellule se remarque cependant. Nous nous trouvons en effet devant une tête de lecture dont la largeur n'est que de 5 mm, au point que le fabricant de la cellule l'a dotée d'un protecteur transparent faisant loupe ! Le corps de la cellule est doré, les supports, de connecteur, d'équipage mobile sont moulés dans une matière plastique noire.

Le support de bras, un cardan, cher à la firme de la Forêt Noire, est usiné dans la masse et donne une belle impression de robustesse.

La finition est très soignée, bien entendu.

Technique

Le moteur est un EDS 920, une référence qui ne vous dit sans doute rien. C'est un moteur dont le rotor est constitué d'un aimant à plusieurs pôles, un aimant dont la forme est celle des aimants qui équipent les haut-parleurs mais dont la répartition des pôles est différente. Nous avons sur cet aimant huit paires de pôles. Le flux de cet aimant se referme au travers de quatre bobines plates et sans noyau ni support qui seront parcourues par le courant de commande.

Une plaque de champ, plane, réduit l'entrefer et abaisse la réluctance du circuit magnétique.

La détection de la position du rotor est confiée à deux détecteurs à effet Hall SBV 566 judicieusement disposés. Ces détecteurs donnent la position relative des bobines et des pôles de l'aimant et permet ainsi une commande de la commutation.

Ce moteur est également équipé d'une génératrice tachymétrique. Elle est de type magnétique. La pièce mobile est un pignon à 200 dents qui tourne à l'intérieur d'un aimant comportant le même nombre de paires de pôles que le pignon a de dents. Lorsque les dents sont devant un pôle positif, le flux passe dans un sens, lorsqu'elles sont devant le pôle négatif, le flux est inversé. A chaque tour du moteur, il y a un nombre d'alternances égal à celui des dents.

Le synoptique, trilingue s'il vous plaît, est donné sur la figure 1. La référence de base est un quartz, ce quartz est suivi de deux diviseurs, un pour la vitesse 33 t/mn, l'autre pour 45 t/mn. La fréquence du quartz est de 4068 kHz. Un second diviseur par 512 alimente le stroboscope, à diode LED, le troisième est employé pour l'asservissement du moteur.

Sur cette table de lecture, on disposera d'un système de réglage de la vitesse. Ce sys-

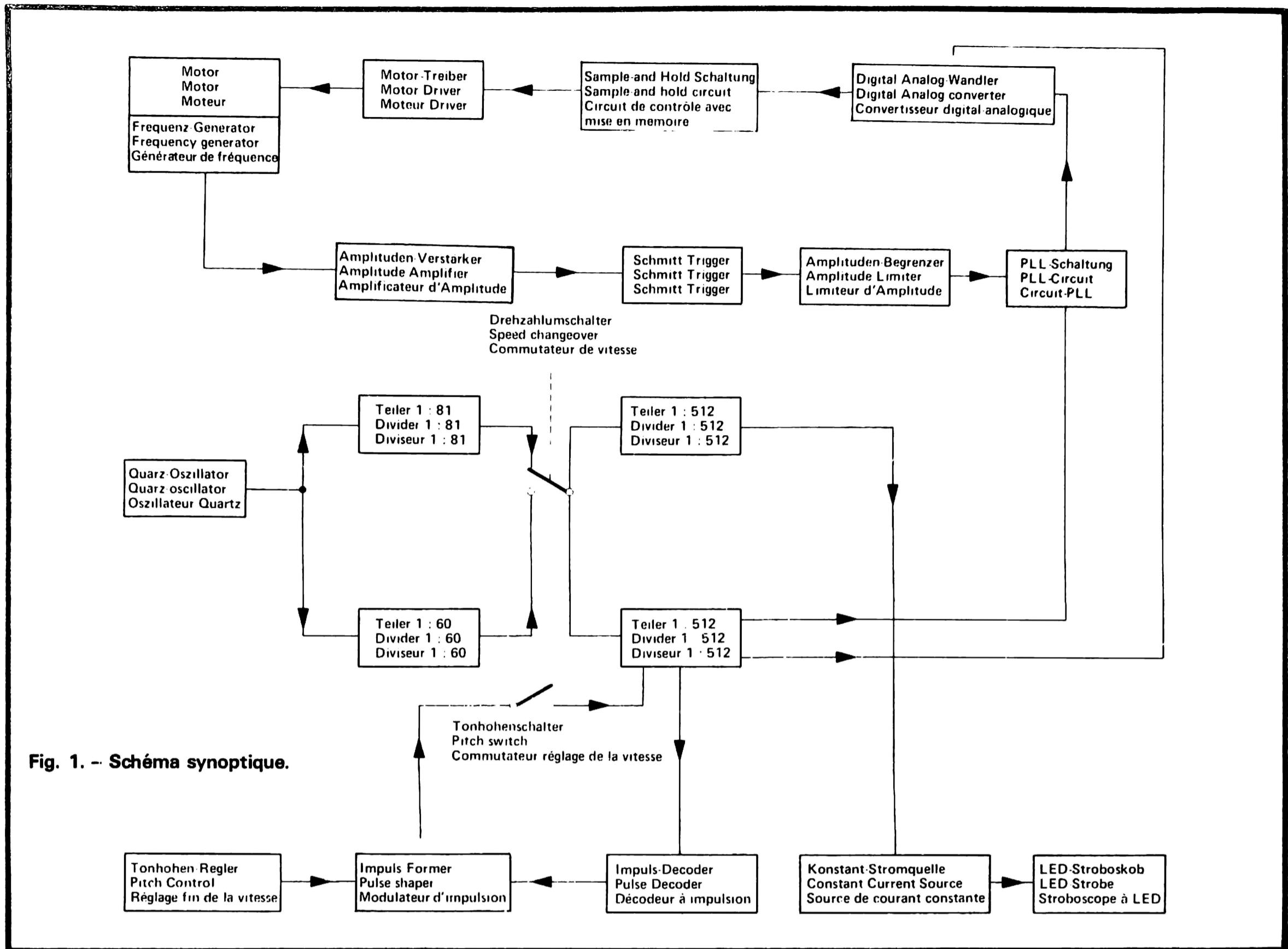


Fig. 1. -- Schéma synoptique.

ème est basé sur un modulateur d'impulsions. La référence est toujours donnée par le quartz, mais on agit sur le diviseur pour modifier progressivement le diviseur. Cette modification se fait, selon notre estimation par la coupure du circuit d'entrée pendant un faible nombre de périodes. Pour chaque période de sortie du diviseur par 512, on enlève 1,2 ou davantage de périodes. Le modulateur d'impulsions est un monostable dont la durée est commandée par le potentiomètre de réglage de la vitesse, il commande une porte située à l'entrée du diviseur.

Le circuit du moteur est piloté par ce système de diviseur. La génératrice tachymétrique attaque un conformateur d'impulsions donnant un signal exploitable par le système PLL. Un convertisseur digital analogue, donne à sa sortie une tension de com-

mande échantillonnée permettant de commander la vitesse du moteur.

Le moteur et son circuit de commande ne permettent le fonctionnement que dans un sens. Si la vitesse est trop grande, il y aura une coupure

de l'alimentation et non une inversion de sens de commande provoquant un freinage. Ce freinage aurait pu être intéressant dans certaines applications du genre discothèque, ici, on se contentera de freiner le plateau à la main.

La section électronique ne fait pas appel à des circuits intégrés trop spécialisés, le constructeur ne donne pas le schéma de ses circuits, nous notons cependant la présence de 4011, quadruple Nand, de 4013, double bascule; de 4066, quadruple commutateur, de 4040 compteur binaire à 12 étages, de 74LS90, compteur décade, 74LS92, diviseur par 2, 6, 12.

Le lève-bras dispose d'une commande frontale, un électro-aimant agit sur un système de conception proche de celle des télérupteurs; il actionne, depuis le dessous de l'appareil le levier lève-bras.

Le retour automatique du bras en fin de disque est paradoxalement assuré par une came entraînée par le plateau. Les bonnes vieilles techniques sont toujours d'actualité. Un système de mise en court-circuit des bornes de sortie est commandé mécaniquement.

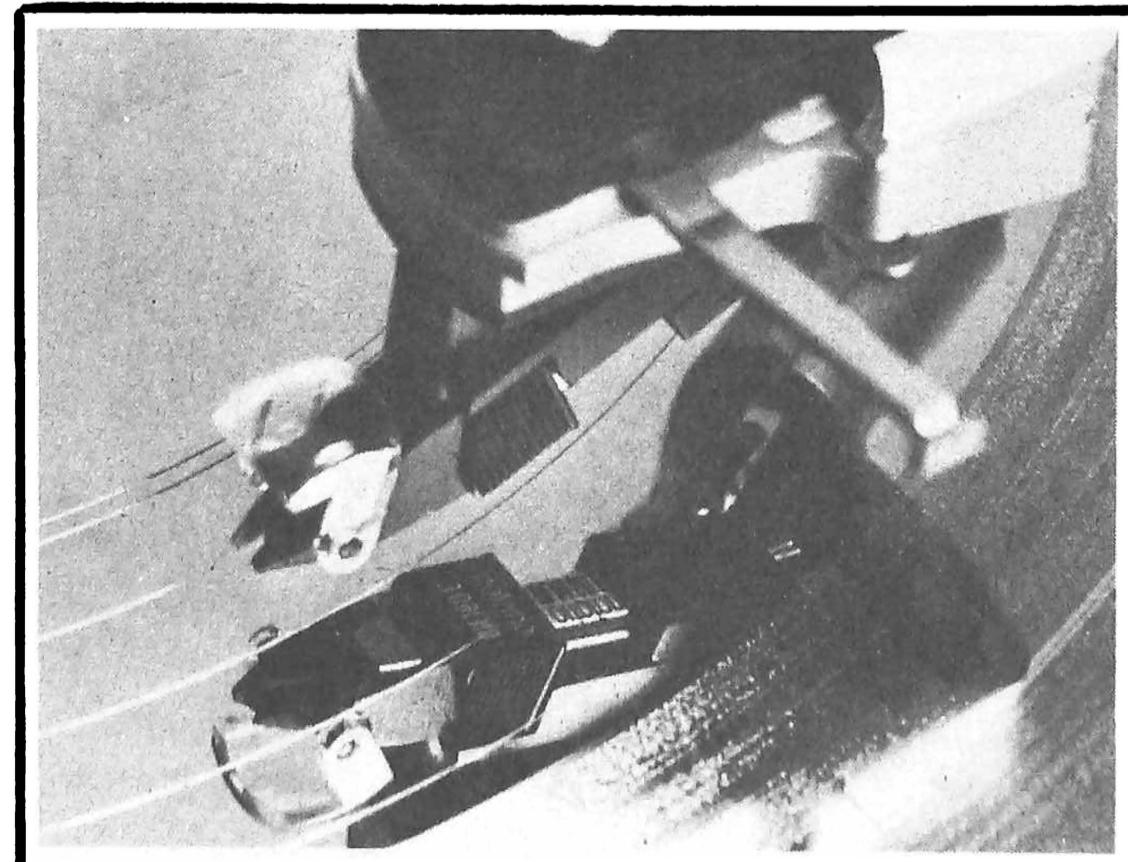


Photo A. -- La tête de lecture qui équipe d'origine la 714 Q.

La mise en place du bras pour les disques de 30 et 17 cm de diamètre est facilitée par un repérage mécanique. Lorsque le bras tourne, une pointe pénètre dans une encoche, ce qui entraîne un léger dur.

Lorsque le système est débrayé, cette pointe se déplace sur une partie lisse de la plaquette.

La compensation de la force centripète est assurée par un ressort. La force d'appui par un autre ressort, spiral. Le bras est monté sur des roulements à billes.

Le contrepoids mérite une attention particulière. Depuis quelques années, Dual étudie les associations entre les cellules et les bras et, sur sa 701 présentait cette association. Le contrepoids était alors suspendu et sa souplesse était étudiée pour une cellule Ortofon VMS 20.

Sur la 714Q, le constructeur a prévu une utilisation avec diverses cellules. Le contrepoids antirésonnant est accordable. Un index rouge se déplace devant une échelle et un tableau donné dans la notice du constructeur indique la position de l'index en fonction de la masse de la cellule et de sa compliance. Un tableau donne également les réglages pour 11 cellules citées dans trois marques.

La cellule adoptée ici est une

ULM 60 E, c'est une cellule dont le poids est de 2,5 g. Elle utilise le principe du shunt magnétique variable dont on a réalisé ici une version miniature. Le circuit magnétique au repos n'est traversé par aucun champ magnétique, il a pu être miniaturisé. Les bobines sont longues et le système mobile peut être placé très près de l'extrémité du circuit. Le blindage est un tube de section carrée ne faisant que 4 mm de côté (contre 7 x 12 pour une FF15 de la même marque). L'équipage mobile est resté le même. Les broches de sortie sont dorées, un mini-connector est installé au bout des fils d'amenée du signal. On évite ainsi les risques de court-circuit que l'on aurait avec des cosses indépendantes.

Le porte-cellule a vu sa taille réduite, ce qui n'empêche pas le constructeur de prévoir une coquille supplémentaire pour ceux qui désireraient adopter une cellule au standard international. Le principe de fixation et de changement des cellules est celui cher à Dual, un levier

Fonctions

Nous allons ici résumer les fonctions de cette table de lecture. Le moteur a sa vitesse fixée une fois pour toutes lorsque l'on repousse en arrière. Ceux qui passeront d'une Dual à une autre ne seront pas dépayrés.

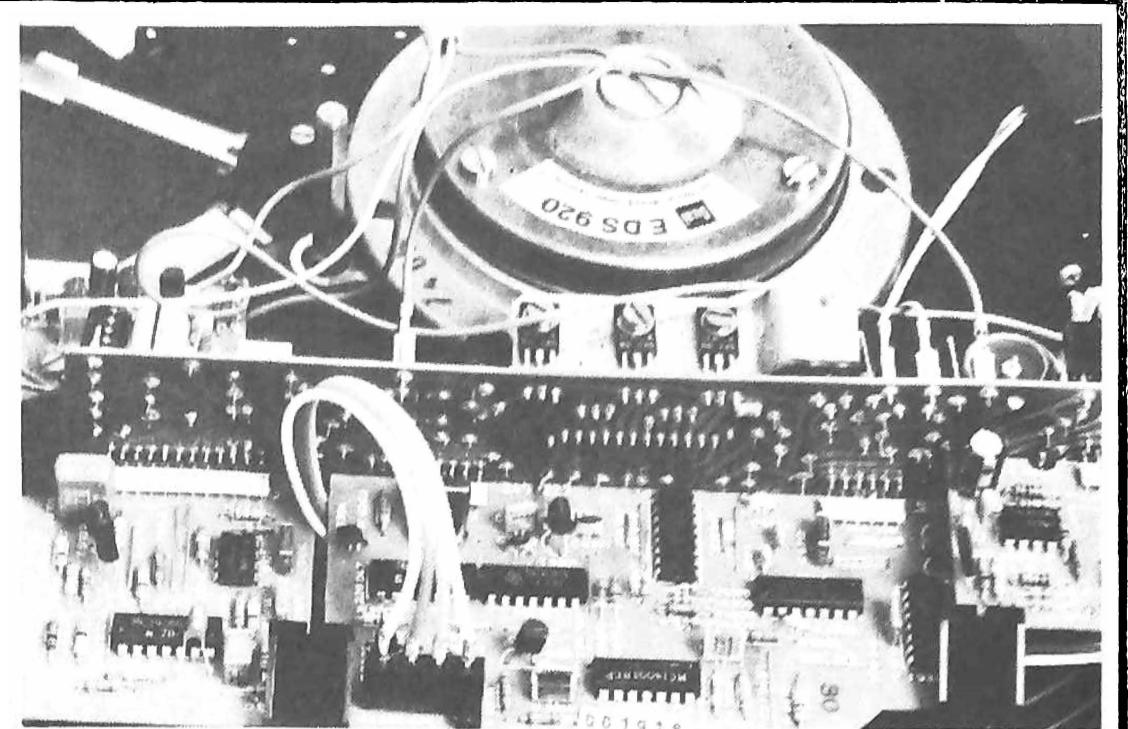


Photo C. - Le moteur et ses circuits de commande, un système PLL qui n'utilise que des circuits classiques.

que l'on fonctionne en mode fixe. Le stroboscope est immobilisé après la mise en vitesse.

En mode variable, on dispose de deux potentiomètres indépendants. Le réglage de la vitesse se fera à l'oreille, des repères figurent sur la face avant. Dans ce cas, le stroboscope indique l'écart de vitesse, 20 traits défilent en une minute devant un repère, l'écart de vitesse est de 0,3 %.

La table est du type manuel, la pose est manuelle, le retour et l'arrêt en fin de disque sont automatiques. Le moteur se met en route lorsque le bras est avancé vers le centre.

La force d'appui se règle par un bouton après équilibrage par le contrepoids arrière. La compensation de force centripète est confiée à une molette

portant un index se déplaçant devant plusieurs échelles. Le lève bras est amorti, il est réglable et commandé depuis la face avant ou le dessus de la platine. Le temps de descente est réglable.

Pendant le transport, la platine est bloquée par vis ; ces vis restent à demeure sur la table de lecture lorsque cette dernière est en service.

Mesures

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,04 % en mesure pondérée DIN. La valeur indiquée par le constructeur est meilleure (0,025 %), notre mesure est faite à partir d'un disque du commerce et donne une idée de ce que l'on peut attendre de la lecture d'un disque commercial. Pour atteindre la valeur donnée par le constructeur, il faut utiliser des disques sélectionnés, ce que l'on ne peut pas faire au moment de l'achat d'un disque musical (comment sélectionner). La valeur trouvée ici est excellente.

La variation de vitesse permise par les boutons de réglage est de $\pm 6\%$ environ.

Le rapport signal/bruit mesuré avec un disque vierge est de 34 dB sans pondération et de 65 dB avec pondération. Là encore, nous sommes un peu moins optimistes que le constructeur.

La mesure peut aussi être faite avec une potence au bout de laquelle est posée la pointe. Dans ce cas, il n'y a pas de frottement ni de bruit provoqué

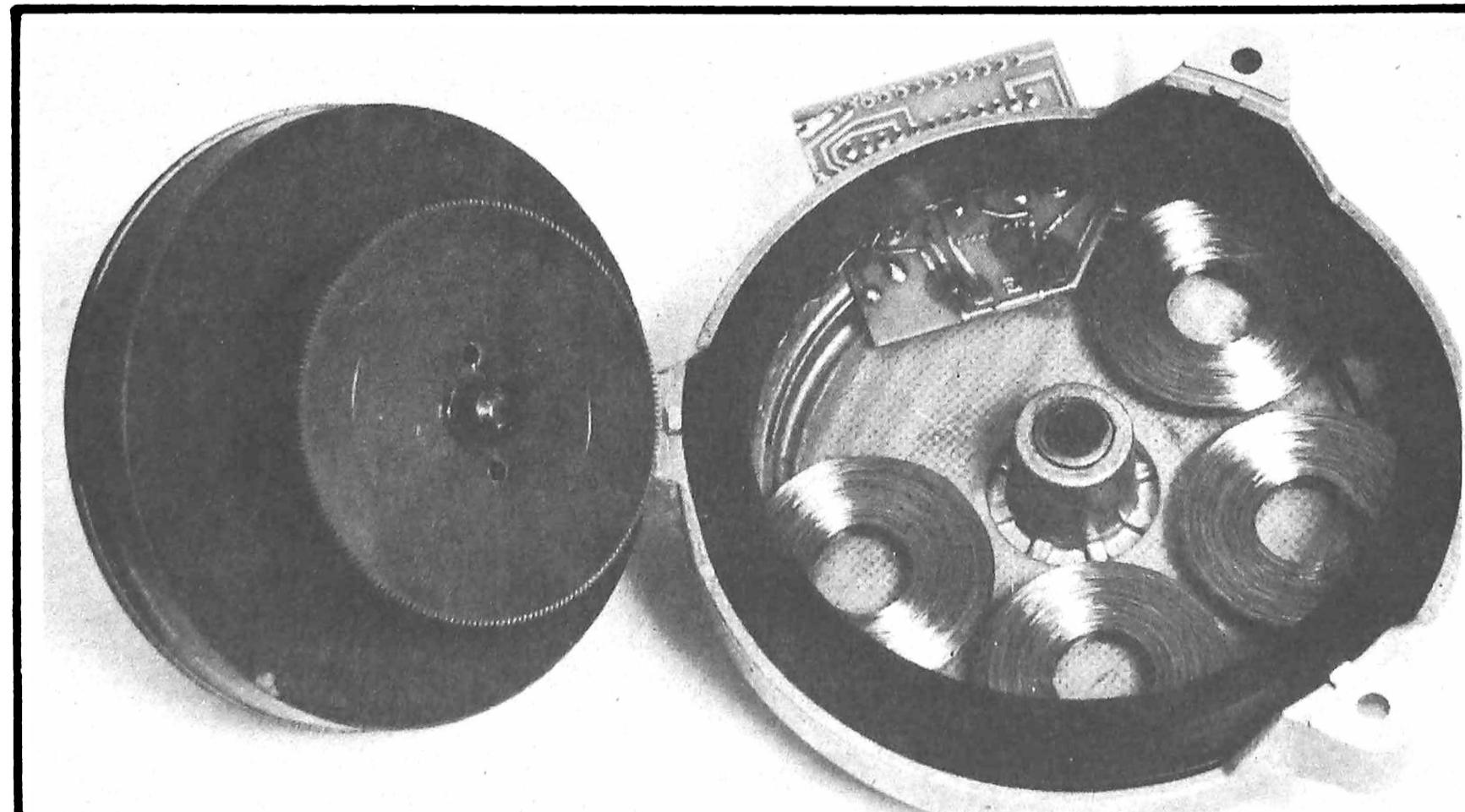
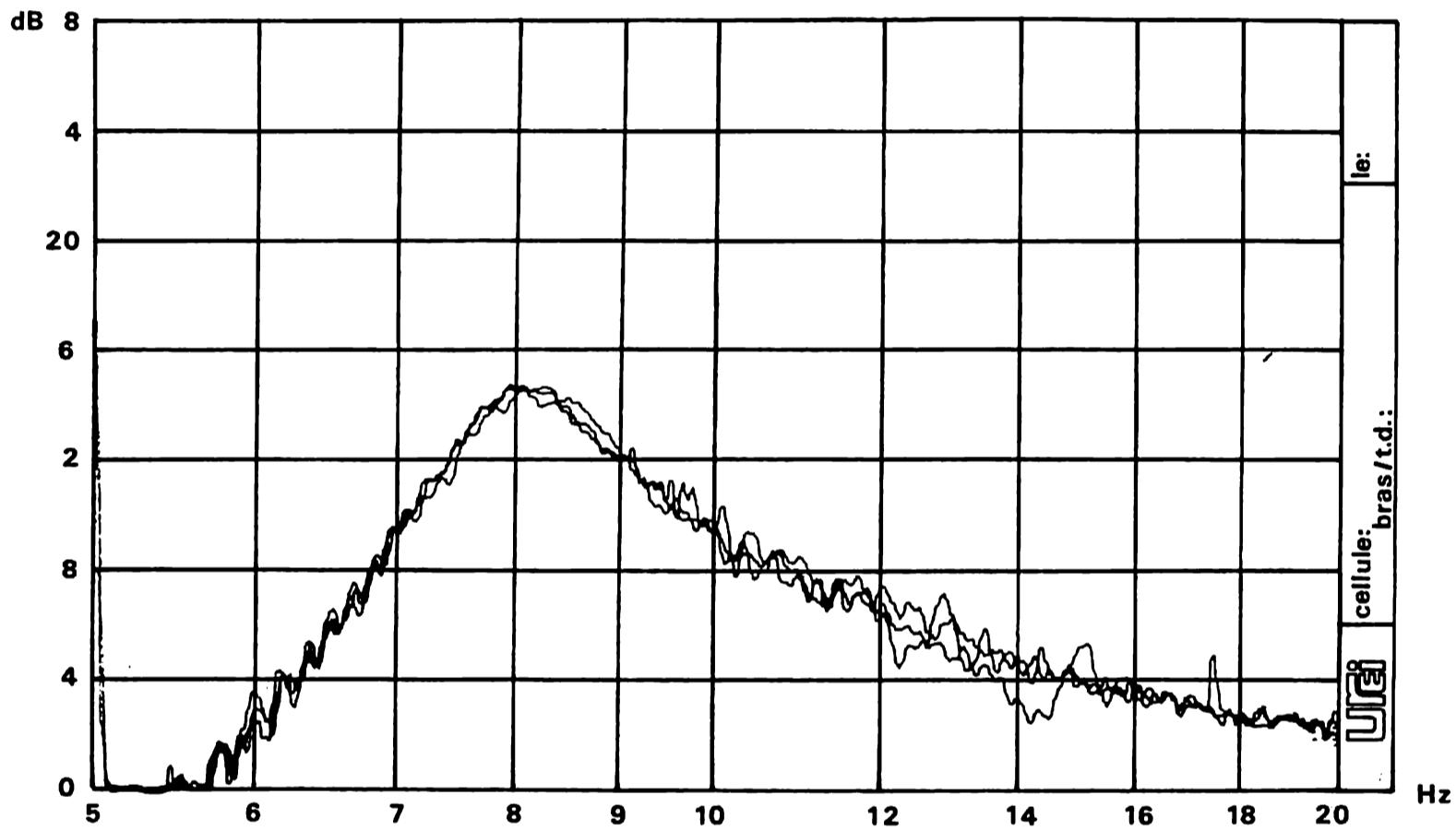


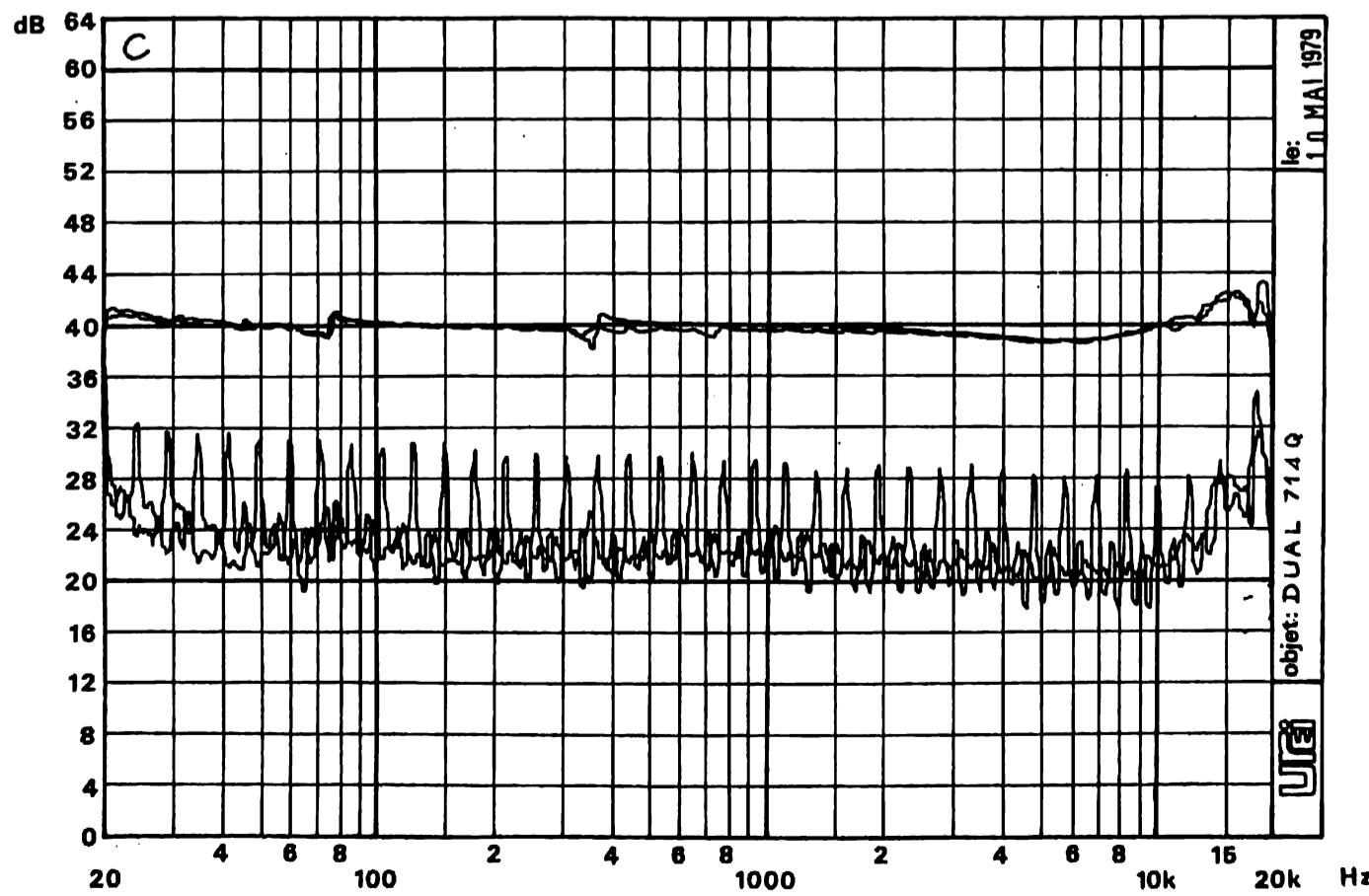
Photo B. - Le moteur DUAL mis à nu, à gauche, l'aimant et la roue dentée de la génératrice tachymétrique.



Courbe A. – Courbe de démarrage, de changement de vitesse et d'arrêt d'une table de lecture DUAL 714 Q.



Courbe B. – Table de lecture DUAL 714 Q. Courbe de résonance avec plusieurs réglages du système antirésonnant.



Courbe C. – Courbe de réponse et diaphonie de la cellule Ortofon ULM 60E sur DUAL 714 Q.

par la matière du disque. Dans ces conditions, nous mesurons un rapport signal/bruit de 43 dB sans pondération et 77 dB avec pondération. Pour donner une idée de ce bruit, nous avons laissé tomber une rondelle de 3 mm de diamètre (poids 0,1 g) d'une hauteur de 1 cm sur la table de lecture. Cette chute entraîne une remontée du bruit de fond de 30 décibels ! Si on parle normalement à 3 m de la table de lecture, le bruit remonte de 5 dB !

Les performances constatées ici sur le plan du bruit de fond sont donc excellentes et la limitation du bruit ne sera due qu'à la matière du disque. Lors d'une mesure non pondérée, on tient compte du voilement du disque et par conséquent de composantes à très basses fréquences.

Nous donnons courbe A le temps de démarrage de la table de lecture et aussi son temps de passage de 33 à 45 t. Ensuite, nous commutons sur 33 t. Le ralentissement est ici uniquement dû à l'inertie du plateau. Pour changer plus rapidement de vitesse, il faudra assurer un freinage manuel.

La courbe B est celle de la résonance du bras associé à la cellule, nous avons aussi fait varier le réglage de l'index du contrepoids sans effet notable sur la courbe de résonance.

La dernière courbe (C) est celle de la réponse de la cellule Ortofon associée à ce bras. La diaphonie est un peu supérieure à celle que nous avons mesurée, le bruit de fond du disque, pourtant d'une marque réputée, laisse son empreinte sur le tracé.

Conclusions

Très bonne technique et excellentes performances pour cette table de lecture. Les techniques actuelles permettent de réaliser des appareils dont les qualités techniques sont tout à fait à la hauteur de celles de l'électronique. Le disque même de mesure apparaît ici comme une limite pour les performances/ globales que l'on peut attendre.

Etienne LEMERY

FONCTIONNEMENT, CARACTÉRISTIQUES ET UTILISATION DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

GROSSIÈREMENT, et pour une première approche qui n'ira pas sans souffrir nombre d'exceptions, on peut répartir en deux vastes catégories l'ensemble des circuits de l'électronique. La première contient tout ce qui touche à la logique : c'est là le domaine du tout ou rien, de la présence ou de l'absence de tension, bref du comptage en système binaire, avec les seuls chiffres 0 et 1. Dans la deuxième catégorie, s'entassent tous les montages de l'électronique analogique, où les grandeurs électriques (tensions, courants), prennent des valeurs continûment variables.

De même que les techniques de l'intégration ont révolutionné l'électronique digitale, elles ont apporté, bien que de façon peut-être moins nette, une large évolution dans la conception des circuits analogiques. On en trouve l'illustration la plus parfaite, à travers l'essor des amplificateurs opérationnels.

Ces derniers, qu'on peut considérer et utiliser comme de simples « boîtes noires », ne s'emploient tout de même efficacement, que pour autant que leur utilisateur comprenne toutes leurs caractéristiques, et en maîtrise l'exploitation. Tel sera le premier objectif visé par cette étude. Son franchissement nous permettra d'aller au deuxième : la constitution d'une schématique, illustration des grandes catégories d'application des amplificateurs opérationnels.

Certains pourront s'étonner, voire s'alarmer, de la place accordée à la théorie, et aux calculs qui la soutiennent. Rassurons-les : nous n'en avons extrait que le minimum indispensable à l'intelligence des problèmes, et hors duquel ne pourrait exister qu'une accumulation de recettes, peu productive, et surtout excluant tout progrès. Voilà qui justifie les quelques efforts demandés à ceux qui ne sont peut-être pas familiers de la théorie.

Première partie : théorie de l'amplificateur opérationnel

I – Qu'est-ce qu'un amplificateur opérationnel ?

Le développement des circuits logiques, et l'essor pris, en conséquence, par le calcul

numérique, conduisent parfois à oublier que l'électronique a longtemps cherché la solution de problèmes par voie analogique, et qu'elle le fait encore, d'ailleurs. Dans ce mode de travail, la résolution d'une ou plusieurs équations, à quoi se ramène tout problème, exige la combinaison de diverses opérations : addition, multiplication, intégration, dérivation, etc. Un tel résultat s'obtient

par l'emploi d'amplificateurs associés à des réseaux de réaction, et qui doivent satisfaire à trois impératifs essentiels :

- une impédance d'entrée théoriquement infinie, ou en tout cas extrêmement élevée ;
- un gain en tension lui aussi infini, ou très grand ;
- une bande passante partant de la fréquence zéro, c'est-à-dire la possibilité de traiter des

tensions ou des courants continus.

De par leur vocation, ces amplificateurs ont tout naturellement reçu l'appellation « d'amplificateurs opérationnels ».

Nous préciserons dès maintenant cette notion de calcul analogique, en même temps que les conditions qu'elle impose aux amplificateurs opérationnels, sur l'exemple de

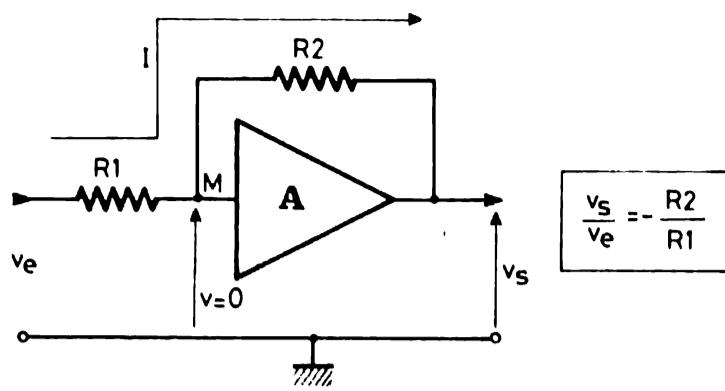


Fig. 1

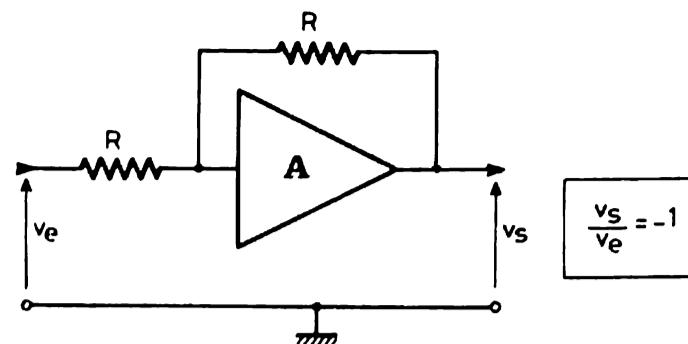


Fig. 2

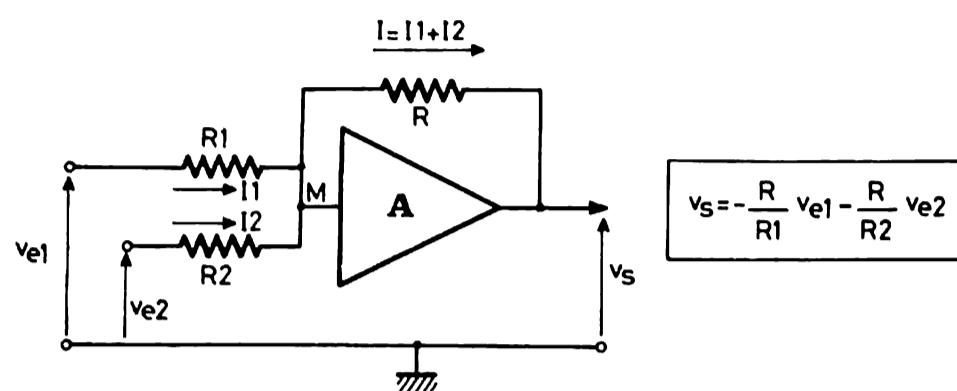


Fig. 3

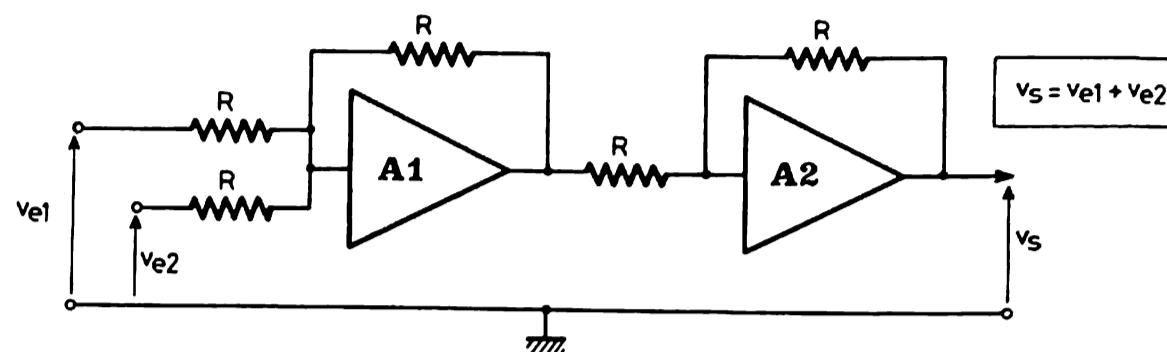


Fig. 4

la figure 1. L'amplificateur A, supposé idéal, répond donc aux critères énumérés ci-dessus. Muni d'une entrée et d'une sortie uniques, il est associé au réseau des résistances R_1 et R_2 . Nous noterons :

- v_e , la tension d'entrée du montage, appliquée entre la masse et l'extrémité gauche de la résistance R_1 ;
- v_s , la tension de sortie, recueillie entre la masse et la sortie de l'amplificateur ;
- v , la tension sur l'entrée même de l'amplificateur, comptée elle aussi à partir de la masse.

A l'évidence, la tension de sortie v_s ne peut croître à l'infini. Or, le gain de l'amplificateur étant infini, on ne peut borner v_s que si v reste nulle : le potentiel sur l'entrée de l'amplificateur, égale celui de la masse.

Aux bornes de R_1 , la chute de tension est alors v_e ; la loi d'Ohm nous permet de calculer l'intensité I traversant cette résistance :

$$I = \frac{v_e}{R_1} \quad (1)$$

Cette relation s'applique en grandeur et en signe, avec les conventions d'orientation de la figure 1.

Dire que l'impédance d'entrée de l'amplificateur A est infinie, signifie qu'aucun courant ne pénètre dans la borne d'entrée, ou n'en sort. La loi de conservation des intensi-

tés, appliquée au nœud M, impose alors que la totalité du courant I , traverse aussi R_2 . Une nouvelle application de la loi d'Ohm, en tenant compte des signes, conduit alors à l'expression de v_s :

$$v_s = -R_2 I \quad (2)$$

Par élimination de I entre les relations (1) et (2), on déduit le gain en tension du montage :

$$G_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Ainsi apparaît la justification même du calcul analogique, découlant des caractéristiques imposées à l'amplificateur opérationnel : le gain, ou plus généralement la fonction de transfert, du montage, ne dépend que du réseau de contre-réaction (ici, R_1 et R_2) et non de l'amplificateur.

II – Les opérations du calcul analogique

Puisque l'amplificateur opérationnel a été défini, conçu, puis réalisé primitivement pour résoudre électriquement les opérations du calcul analogique, nous commencerons par analyser les plus classiques d'entre elles, en même temps que les réseaux de contre-réaction autorisant la recherche de leurs solutions.

Multiplication par une constante :

C'est l'exemple que nous venons de citer. La constante k de multiplication est le rapport :

$$k = -\frac{R_2}{R_1}$$

qui ne peut évidemment prendre que des valeurs négatives. On accéderait à des valeurs positives de k en réalisant un changement de signe, grâce au circuit de la figure 2, cas particulier de la figure 1, et qui donne $k = -1$.

Précisons aussi (et cette remarque s'appliquera à toutes les autres opérations décrites), que les relations établies valent aussi bien pour des tensions v_e et v_s continues, que variables. Dans ce deuxième cas, toutefois, les limitations en fréquence des amplificateurs opérationnels réels introduiront des limites au domaine d'application : nous y reviendrons ultérieurement.

Addition :

Le raisonnement effectué sur l'exemple type de la figure 3 concerne le cas de deux variables d'entrée. Il s'étendrait à un nombre quelconque de variables, en augmentant corrélativement celui des entrées, donc des résistances telles que R_1 et R_2 .

Pour les raisons déjà exploitées précédemment (gain et impédance d'entrée de l'ampli-

ficateur infini), on pourra appliquer la loi d'Ohm aux résistances R_1 , R_2 et R , en tenant compte de la conservation des courants au nœud M, qui donne :

$$I = I_1 + I_2$$

Il vient alors :

$$-\frac{v_s}{R} = \frac{v_{e1}}{R_1} + \frac{v_{e2}}{R_2}$$

soit :

$$v_s = -\frac{R}{R_1} v_{e1} - \frac{R}{R_2} v_{e2}$$

L'addition est ici réalisée avec application d'un changement de signe, et des coefficients :

$$k_1 = \frac{R}{R_1}$$

et

$$k_2 = \frac{R}{R_2}$$

On obtiendrait la stricte addition en prenant $R = R_1 = R_2$, et en faisant suivre le circuit de la figure 1 d'un inverseur de signe. La figure 4 montre le dispositif qui donne :

$$v_s = v_{e1} + v_{e2}$$

Intégration :

A l'amplificateur opérationnel, le circuit de la figure 5 associe la résistance R et le condensateur C . Comme pré-

cédemment, le courant passant dans la résistance et d'intensité :

$$I = \frac{v_e}{R}$$

est aussi celui qui pénètre dans le condensateur C , et le charge. Au signe près, la tension de sortie v_s égale, à chaque instant, la différence de potentiel aux bornes du condensateur. Or, pendant un intervalle de temps élémentaire dt , la variation de quantité d'électricité emmagasinée, dq , et la variation de potentiel dv_s , sont liées par :

$$dq = I dt = -C dv_s$$

On trouve donc :

$$I = \frac{v_e}{R} = -C \frac{dv_s}{dt}$$

soit finalement, après intégration des deux membres de cette égalité :

$$v_s = -\frac{1}{RC} \int v_e dt$$

La tension de sortie v_s est donc, au coefficient $-1/RC$ près, l'intégrale, par rapport au temps, de la tension d'entrée.

Dérivation :

Par rapport au circuit précédent, R et C sont permuts (fig. 6). Le raisonnement appli-

cable se transpose ainsi directement du précédent, et donne :

$$dq = I dt = C dv_e$$

$$v_s = -R I$$

d'où l'on déduit :

$$v_s = -RC \frac{dv_e}{dt}$$

qui montre que la tension de sortie v_s est la dérivée, par rapport au temps, de la tension d'entrée v_e , au coefficient $-RC$ près.

III – L'amplificateur opérationnel réel

D'abord, et d'évidence, il ne saurait accéder aux deux caractéristiques idéales que constituent le gain infini d'une part, et l'impédance d'entrée infinie d'autre part. La non-satisfaction totale de ces deux conditions introduira des erreurs dans le résultat des opérations du calcul analogique.

Les inévitables limitations en fréquence réduisent la bande dans laquelle il est possible de travailler, vers les fréquences élevées. Mais nous verrons aussi qu'elles sont la cause, de manière paradoxale, des oscil-

lations parasites souvent observées dans les circuits travaillant en boucle fermée, et contre lesquelles il convient de lutter soit par des compensations externes, soit par des compensations intégrées sur la pastille.

Enfin, la structure à une seule entrée, que nous avons retenue jusqu'à ce stade de notre exposé, n'est jamais adoptée. En effet, la nécessité de transmettre le continu expose les amplificateurs opérationnels aux risques de dérive. Pour limiter celle-ci on construit toujours des amplificateurs différentiels qui offriront donc deux bornes d'entrée.

Bien qu'on puisse utiliser les amplificateurs opérationnels en les considérant comme de simples « boîtes noires », un examen succinct de leur structure interne permet de mieux comprendre les différents phénomènes parasites donc de mieux les maîtriser. C'est à quoi nous consacrons les lignes qui suivent.

IV – Structure d'un amplificateur opérationnel

A l'époque, maintenant révolue, des tubes électroni-

ques, on a construit des amplificateurs opérationnels et même des calculateurs relativement puissants, à partir de pentodes. Les transistors et les composants passifs discrets ont d'abord succédé à ces montages. A l'heure actuelle, l'intégration s'impose et nul ne songerait plus, tant pour des considérations de performances que d'encombrement, de coût et de consommation, à réaliser des amplificateurs opérationnels par assemblage de composants discrets.

Les technologies de l'intégration se prêtent mieux à la fabrication de jonctions et de transistors, qu'à celle de composants passifs, résistances ou condensateurs. Il en résulte une telle spécificité des schémas que ceux-ci ne sauraient même se concevoir sous forme discrète. Toutefois, les premiers individus de l'espèce « amplificateurs opérationnels en circuits intégrés » (et nous pensons notamment au célèbre 709) s'inspiraient encore d'une configuration classique. Nous les prendrons comme base de nos explications.

La quasi totalité des amplificateurs opérationnels peut se ramener au synoptique de la figure 7 où se succèdent trois étages : un étage différentiel d'entrée (avec son générateur de courant constant), un étage amplificateur de tension, et un

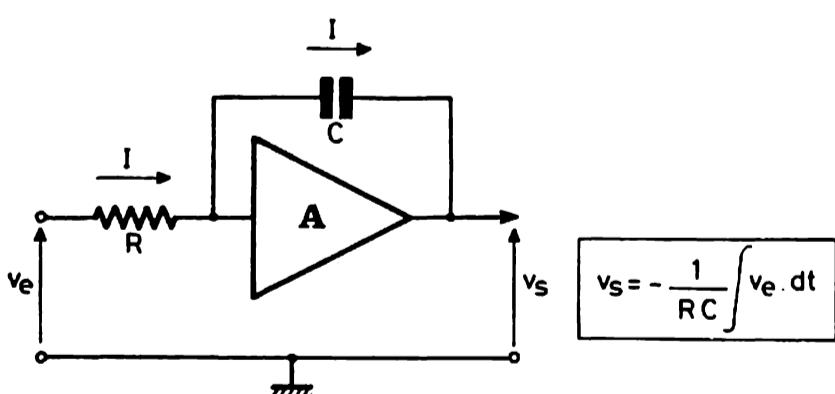


Fig. 5

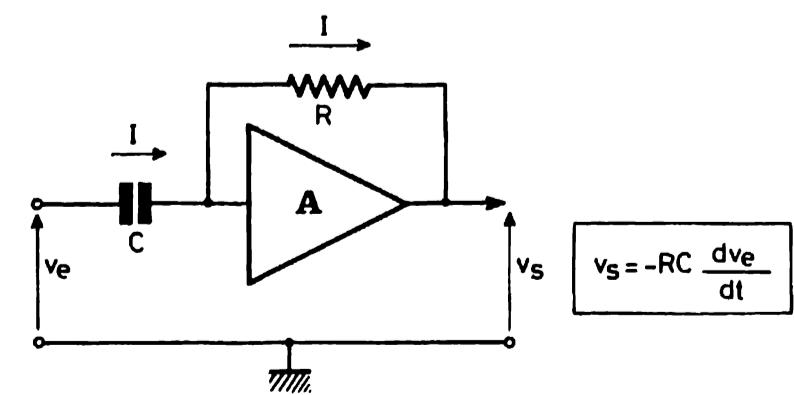


Fig. 6

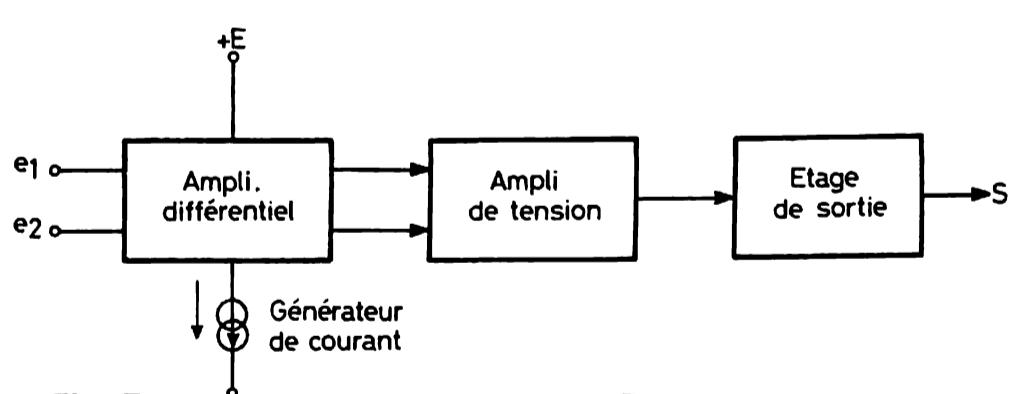


Fig. 7

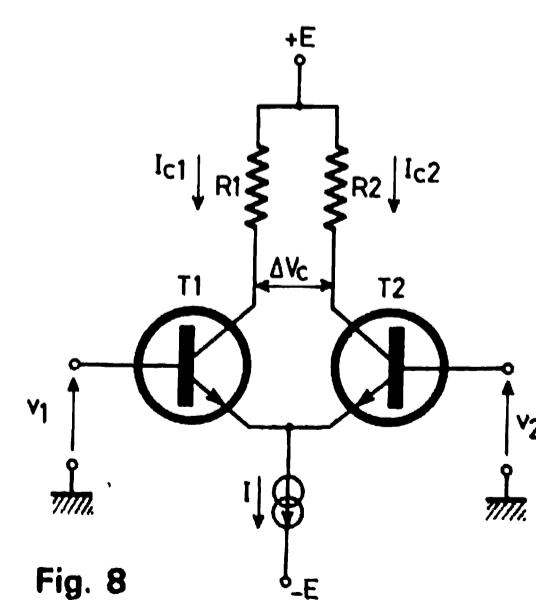


Fig. 8

V - Symbolisme et courbe de transfert

Nous tiendrons désormais pour acquis que tout amplificateur opérationnel se présente comme un amplificateur différentiel. De ses deux entrées, l'une est alors en opposition de phase avec la sortie : on la dit « entrée inverseuse », et on la note généralement e_- ; l'autre entrée, en phase avec la sortie, est dite « entrée non-inverseuse », et est notée e_+ . La figure 12 indique alors la représentation symbolique adoptée pour les amplificateurs opérationnels.

Nous définirons dès maintenant, pour n'avoir pas à y revenir ultérieurement, la « courbe de transfert » d'un amplificateur opérationnel. Il s'agit, dans un plan rapporté à un système de référence orthonormé, de la courbe qui traduit les variations de la tension de sortie V_s , en fonction de la tension d'entrée différentielle, c'est-à-dire de la différence des tensions appliquées respectivement sur les entrées inverseuse et non-inverseuse, $v_2 - v_1$. La figure 13 donne l'allure de ce graphe.

Le plus souvent un amplificateur opérationnel est alimenté sous deux tensions, l'une positive $+E$ et l'autre négative $-E$, symétriques par rapport à la masse. En aucun cas, par conséquent, la tension de sortie ne saurait dépasser ces limites. L'écrêtage se manifeste au niveau haut V_H et au niveau bas V_L (L pour low, en anglais).

Les décalages en tension supposés résolus (nous avons un peu plus haut esquissé l'une des méthodes permettant d'y parvenir), et en négligeant les imperfections statiques dont nous traiterons plus loin, la tension de sortie s'annule lorsque s'annule la tension différentielle d'entrée, $v_2 - v_1$. La courbe de transfert passe donc par l'origine 0 du système d'axes de coordonnées. De part et d'autre de ce point, et avant que n'intervienne la

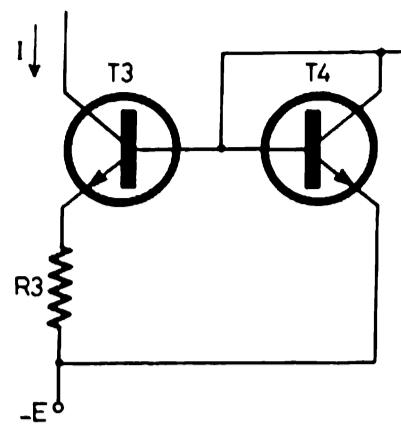


Fig. 9

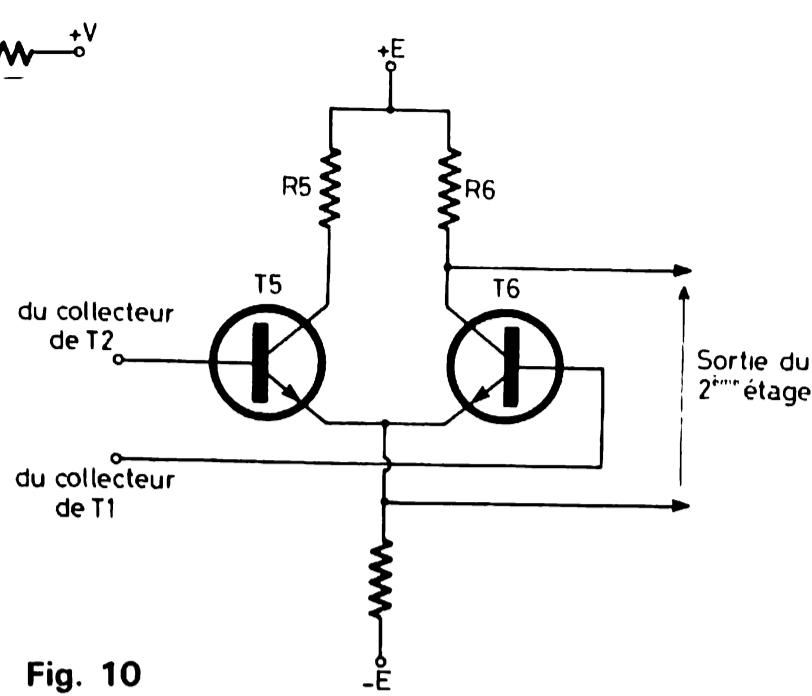


Fig. 10

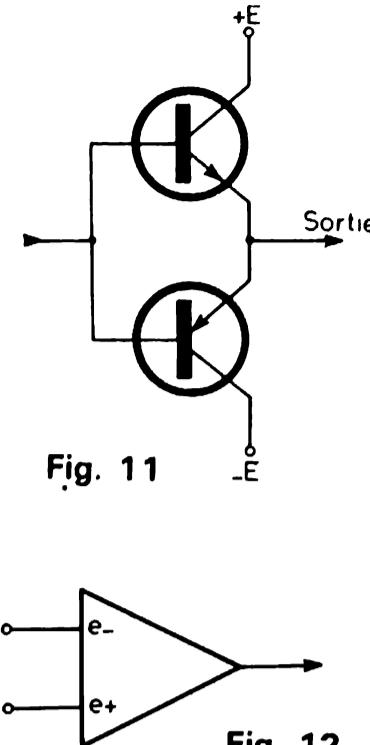


Fig. 11

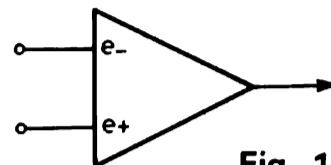


Fig. 12

étage de sortie, auquel on confie le double rôle d'abaisser l'impédance et de décaler la tension de sortie, pour qu'elle s'annule lorsque s'annulent aussi les tensions d'entrée. Nous examinerons donc successivement ces différentes parties.

L'amplificateur différentiel d'entrée :

On peut lui donner la structure très classique de la figure 8. Les collecteurs de chacun des transistors T_1 et T_2 sont alors chargés par des résistances R_1 et R_2 . Dans des versions plus récentes, on remplace ces charges résistives par des transistors travaillant en générateurs de courants, ce qui simplifie la technologie et apporte un gain supérieur mais ne modifie pas fondamentalement le fonctionnement.

Les courants de collecteurs I_{C1} et I_{C2} d'égales intensités à l'état d'équilibre, se retrouvent dans les émetteurs (aux courants de base près), et s'ajoutent pour donner l'intensité I de la source de courant constant. Sans refaire la théorie de l'amplificateur illustré par la figure 8, nous rappellerons l'expression de son gain différentiel en tension. En appelant $v_1 - v_2$ la tension différentielle d'entrée (entre les deux bases), et ΔV_c la tension différentielle de sortie (entre les deux collecteurs), on trouve :

$$G_1 = \frac{\Delta V_c}{v_1 - v_2} = \frac{q}{kT} R_1 I_{C1}$$

Dans cette expression : q est la charge de l'électron k est la constante de Boltzman, T est la température absolue. A la température ambiante ($T = 293^{\circ}\text{K}$, soit 20°C), le rapport kT/q vaut 28 mV.

Le générateur de courant :

Il dérive la plupart du temps du circuit de la figure 9. Le courant constant I est ici absorbé par le collecteur du transistor T_3 , identique au transistor T_4 . Si on désigne par I_1 le courant de collecteur de ce dernier, obtenu à partir d'une tension fixe $+V$ et à travers la résistance R_4 , la différence de potentiel ΔV_{BE} entre les émetteurs de T_3 et T_4 s'exprime par :

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \log_e \frac{I_1}{I}$$

On retrouve ΔV_{BE} aux bornes de R_3 ce qui fixe l'intensité I traversant à la fois l'émetteur et le collecteur de T_3 .

L'amplificateur de tension :

Le deuxième étage de l'amplificateur opérationnel adopte la structure illustrée par la figure 10. Les bases des transistors T_5 et T_6 reçoivent respectivement les tensions des collecteurs de T_2 et de T_1 .

Comme les amplificateurs opérationnels ne comportent qu'une seule sortie, on pourrait penser à ne prélever la tension du deuxième étage qu'entre le collecteur de T_6 et la masse.

Malheureusement, ceci conduirait à diviser par deux le gain en tension de l'ensemble. Pour pallier ce défaut, on préleve parfois la tension entre émetteur et collecteur de T_6 ce qui introduit une réaction positive à partir du collecteur de T_1 .

L'étage de sortie :

Tous les transistors utilisés (T_1 , T_2 , puis T_5 et T_6) appartenant au type NPN ; si les deux entrées de l'amplificateur opérationnel, c'est-à-dire les bases de T_1 et T_2 , se trouvent au potentiel de la masse, on dispose, au collecteur de T_6 , d'une tension de repos positive. Or, il est nécessaire que cette tension soit nulle : un étage de transposition se révèle donc nécessaire.

Plusieurs solutions sont concevables. La plus généralement retenue fait appel à un transistor de type PNP, sur le collecteur duquel on préleve le signal.

Enfin, la sortie, qui doit fournir la puissance finale, met généralement en jeu un circuit à symétrie complémentaire, polarisé en classe C, comme le montre la figure 11. Cette disposition, on le sait, provoque une distorsion à cause du seuil de conduction des deux transistors de l'étage (distorsion de raccordement). On limite cette distorsion par un très fort taux de contre-réaction, entre la sortie et l'étage précédent. Ce procédé donne, finalement, un seuil de l'ordre du microvolt (3 à 4 μV au maximum), si on le ramène à l'entrée de l'amplificateur opérationnel.

saturation, il y a proportionnalité entre la tension différentielle d'entrée, et la tension de sortie : c'est la partie linéaire de la courbe de transfert.

VI – Les écarts statiques de l'amplificateur pratique à l'amplificateur idéal

Que ne puissent croître infiniment ni le gain, ni l'impédance d'entrée, d'un amplificateur opérationnel, confine à la Lapalissade. Mais les écarts du pratique à l'idéal méritent une analyse plus fine, pour autant qu'ils entraîneront des erreurs dans les applications et imposent souvent des méthodes de correction dont nous dirons quelques mots.

Sur le plan statique, c'est-à-dire en excluant pour l'instant tous les problèmes dus à l'altération du gain et à l'introduction du déphasage aux fréquences élevées, trois phénomènes retiendront successivement notre attention : la tension résiduelle d'entrée (ou tension d'offset), le courant de polarisation d'entrée, et la sensibilité au mode commun.

Tension résiduelle d'entrée :

La dissymétrie de tous les composants de l'amplificateur, et notamment celle des gains en courant, des résistances de charge et des différences de potentiel base-émetteur des

deux transistors d'entrée, font que la tension de sortie ne s'annule pas lorsque les deux entrées sont portées au même potentiel. Graphiquement, ceci se traduit par une translation horizontale de la courbe de transfert, ainsi qu'il apparaît à la figure 14.

Dans ces conditions, il faut appliquer entre les deux entrées une tension V_d dite tension de décalage, ou tension d'offset, pour annuler la tension de sortie V_s . Variable avec le type d'amplificateur considéré, la tension d'offset oscille le plus souvent entre 1 mV et 10 mV. Pour chaque type de circuit, le constructeur donne dans ses caractéristiques la valeur maximale que peut atteindre V_d .

La tension d'offset est d'ailleurs fonction de la température, qui agit sur les différences de potentiel entre bases et émetteurs des transistors de l'étage d'entrée.

Courant de polarisation d'entrée :

Pour que circulent, dans les collecteurs de chacun des transistors d'entrée, les courants I_{C1} et I_{C2} définis à la figure 8, il faut faire entrer des courants I_{B1} et I_{B2} dans chacune de leurs bases.

Si on suppose que la tension d'offset a été corrigée, en appliquant sur l'une des entrées la tension V_d nécessaire pour annuler le potentiel de la sortie (fig. 15), tandis que l'autre entrée est maintenue à la masse, on appelle courant de polarisation d'entrée la

moyenne arithmétique I_B des intensités pénétrant dans les bases :

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

Le courant de polarisation d'entrée varie de quelques nA à 1 mA environ.

Courant résiduel d'entrée (ou courant d'offset) :

Chaque base des transistors T_1 ou T_2 consomme, ainsi que nous venons de le dire, un courant d'intensité I_{B1} ou I_{B2} . A cause des inévitables dispersions dans la réalisation des composants, ces deux courants ne peuvent être rigoureusement égaux. Leur différence I_D

$$I_D = I_{B1} - I_{B2}$$

constitue le courant résiduel d'entrée, ou courant d'offset. Il peut varier, selon les dispositifs, de 0,5 nA à 300 nA environ.

La sensibilité au mode commun :

En définissant et en traçant la courbe de transfert de l'amplificateur opérationnel nous avons implicitement admis que la tension de sortie V_s ne dépendait que de la différence $v_1 - v_2$ des tensions appliquées sur les deux entrées et non d'une éventuelle polarisation commune de ces entrées par rapport à la masse.

Dans la réalité, V_s dépend à la fois de $v_1 - v_2$, et de la

moyenne des tensions v_1 et v_2 . On peut traduire cette double dépendance par la relation :

$$V_s = k_1 (v_1 - v_2) + k_2 \frac{v_1 + v_2}{2}$$

Dans cette relation, k_1 est évidemment le gain différentiel, donc la donnée utile. Le coefficient k_2 qui apparaît aussi comme le rapport de deux tensions, est le gain en mode commun de l'amplificateur. Dans l'idéal, il conviendrait que k_2 fut nul. On caractérisera la sensibilité relative de l'amplificateur au mode commun, noté RMC, et qui se définit par le rapport :

$$RMC = \frac{k_2}{k_1}$$

ce taux s'exprime en décibels.

VII – Le comportement dynamique des amplificateurs opérationnels

Aucun amplificateur ne peut offrir une bande passante s'étendant à l'infini vers les fréquences élevées. Tout amplificateur opérationnel pouvant se ramener à la mise en cascade de deux étages (nous ne tenons pas compte de la sortie qui n'apporte aucun gain en tension), il est intéressant de reconnaître d'abord les causes physiques de la diminution du gain vers les fréquences hautes, avant d'en analyser les

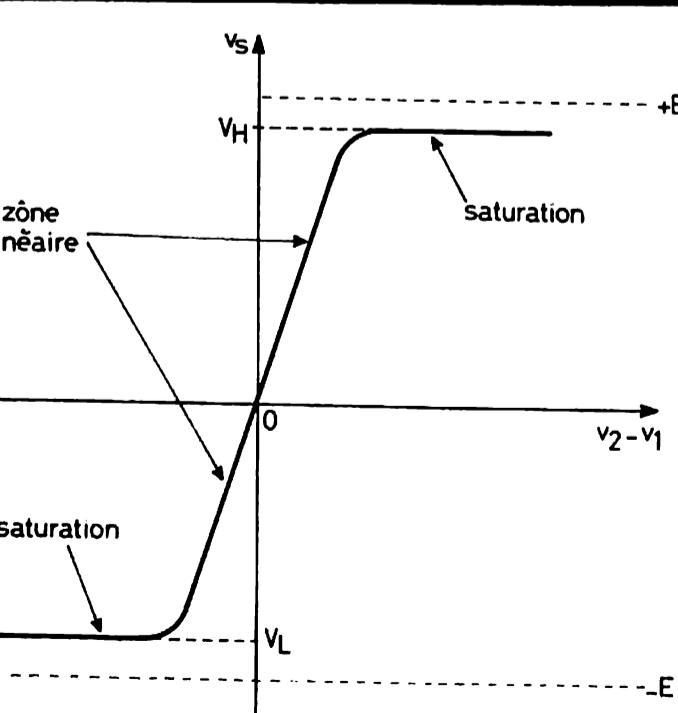


Fig. 13

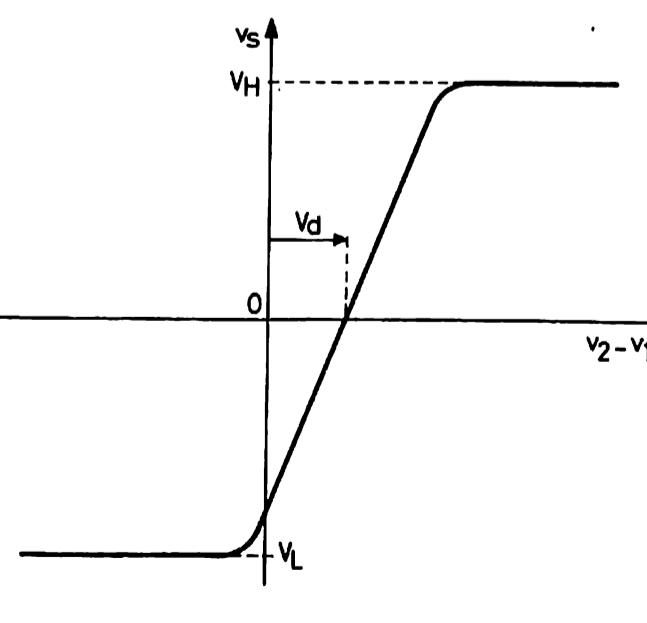


Fig. 14

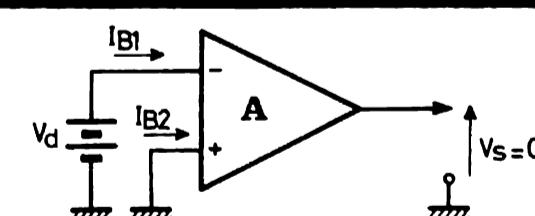


Fig. 15

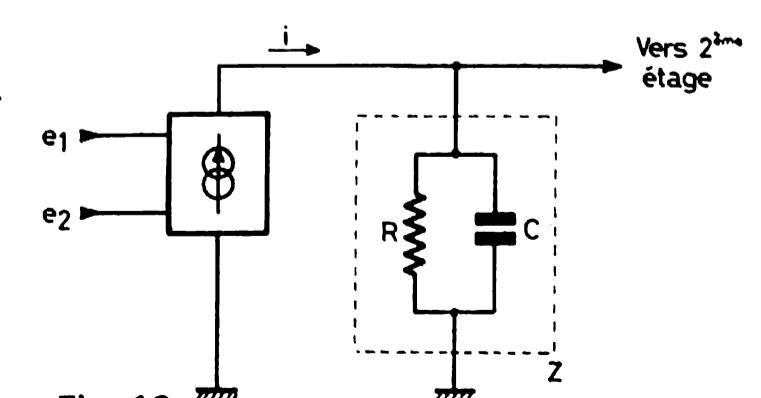


Fig. 16

manifestations pratiques et les conséquences.

On peut ramener le premier étage à un ensemble formé d'une source de courant (à ne pas confondre avec la source de courant constant qui n'intervient que pour la polarisation), débitant dans une impédance Z . Celle-ci (voir figure 16) englobe deux composantes :

- la résistance de sortie du premier étage qui résulte de la mise en parallèle de sa résistance propre, et de la résistance d'entrée du deuxième étage;
- la capacité d'entrée du second étage, due à la capacité collecteur-base de ses transistors, multipliée par effet Miller.

Si on désigne par s la pente (ou transconductance) de l'étage d'entrée, le gain de celui-ci peut s'exprimer par la relation :

$$G_1 = s Z$$

La courbe de réponse se présente donc comme celle d'un filtre du premier ordre : c'est la courbe (1) du graphique de la figure 17, caractérisée par une fréquence de coupure f_1 , suivie d'une décroissance à 6 dB par octave (ce qui signifie que le gain est divisé par 2, chaque fois que la fréquence est multipliée par 2).

Assimilable à un amplificateur en émetteur commun, le second étage présente aussi une courbe de réponse identique à celle d'un filtre passe-bas du premier ordre, avec une fréquence de coupure f_2 , suivie par une décroissance à 6 dB par octave. Cette deuxième coupure se situe à une fréquence f_2 beaucoup plus faible que f_1 (courbe (2) de la figure 17).

La réponse globale de l'amplificateur opérationnel se caractérise par un gain en tension produit, pour chaque fréquence, du gain de chacun des deux étages : en coordonnées logarithmiques, on obtient la courbe (3) de la figure 17.

L'analyse de cette courbe fait apparaître trois zones successives. Dans la première, du continu à la fréquence f_2 , le gain reste constant. Après le premier pôle, et avant le der-

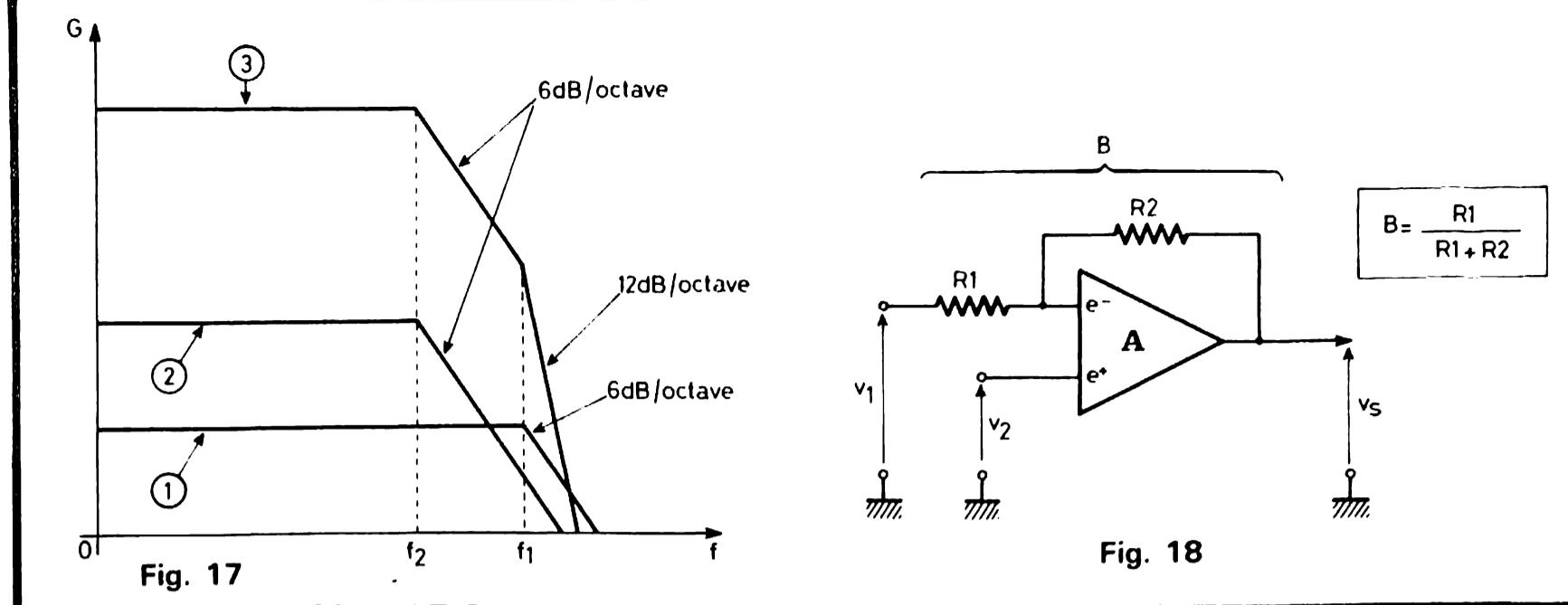


Fig. 17

Fig. 18

nier, il décroît avec une pente de 6 dB par octave, due au seul deuxième étage. Au-delà du deuxième pôle, le produit des deux réponses conduit à une décroissance de 12 dB par octave : c'est la courbe de réponse d'un filtre passe-bas du second ordre.

Pour un tel filtre, on peut définir un coefficient de surtension Q , qui s'exprime en fonction des pôles f_1 et f_2 . Sans donner le calcul, et en tenant compte des simplifications permises par le fait que :

$$f_1 \gg f_2$$

nous retiendrons l'expression de Q en fonction des deux fréquences de coupure :

$$Q = \sqrt{\frac{f_2}{f_1}}$$

ce coefficient de surtension, inférieur à l'unité, se situe en général aux alentours de 0,3.

VIII - Le coefficient de surtension en boucle fermée

Le circuit de la figure 18 reproduit celui de la figure 2 avec une seule différence : l'amplificateur opérationnel utilisé comporte maintenant deux entrées.

Appelons A son gain propre, et B celui de la chaîne de contre-réaction formée par les résistances R_1 et R_2 . Celles-ci se comportant comme un simple diviseur de tension, on peut d'ailleurs aisément calculer B :

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

La figure 19 permet de comparer le gain en boucle ouverte, c'est-à-dire le gain A de l'amplificateur seul et le gain en boucle fermée, c'est-à-dire celui de l'ensemble contre-réactionné par R_1 et R_2 . Pour le premier, la courbe théorique, avec ses pôles f_1 et f_2 est représentée en (1). Dans la courbe réelle (1'), les transitions sont évidemment moins anguleuses.

La contre-réaction entraîne une diminution du gain, en même temps qu'elle élargit le domaine des fréquences dans lequel ce gain reste constant. Un calcul, que nous ne développerons pas ici, montre que le coefficient de surtension Q' , est plus élevé que le coefficient Q de l'amplificateur seul. Il prend pour expression :

$$Q' = Q \sqrt{A \cdot B}$$

où le produit $A \cdot B$ demeure toujours supérieur à 1, sans quoi le circuit de la figure 18 deviendrait un atténuateur et non un amplificateur.

Cette augmentation du coefficient de surtension est responsable de l'apparition d'une bosse dans la courbe de réponse, pour une fréquence f_0 dont on peut montrer qu'elle égale sensiblement la valeur :

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2 \cdot A \cdot B}$$

La forme et l'amplitude du pic dans la courbe de l'amplificateur contre-réactionné, dépendent du coefficient de surtension Q' . La figure 20 illustre cette dépendance, grâce au tracé de plusieurs courbes correspondant chacune à une valeur du coefficient de surtension.

On voit que la pente de décroissance, après le pic, dépasse 12 dB par octave. Or, cette limite correspond à un déphasage de 360°, pour lequel la contre-réaction devient une réaction positive et risque d'entraîner une oscillation spontanée du montage de la figure 18.

On ne peut éviter ces oscillations qu'en diminuant le coefficient de surtension Q' : c'est le rôle des réseaux de compensation en fréquence, qui peuvent mettre en jeu soit des composants (résistances et condensateurs) extérieurs au circuit intégré de l'amplificateur opérationnel, soit des composants directement intégrés sur la pastille.

Le cas de la figure 18 n'est d'ailleurs que le plus simple de tous ceux qui peuvent se présenter, notamment parce que la fonction de transfert B du réseau de contre-réaction, composé seulement de résistances, est réelle. Dans le cas où cette fonction comporterait un terme imaginaire (utilisation de condensateurs dans le réseau), il deviendrait nécessaire d'étudier les conditions de stabilité par une méthode plus générale, par exemple en appliquant le critère de Nyquist.

Nous ne discuterons pas ici la structure et l'efficacité des divers types de réseaux destinés à la compensation en fréquence. Pour beaucoup de circuits, les constructeurs en fournissent des modèles dans leurs caractéristiques, précisant même les résultats obtenus pour différentes valeurs numériques des composants.

Remarquons simplement que nombre d'amplificateurs

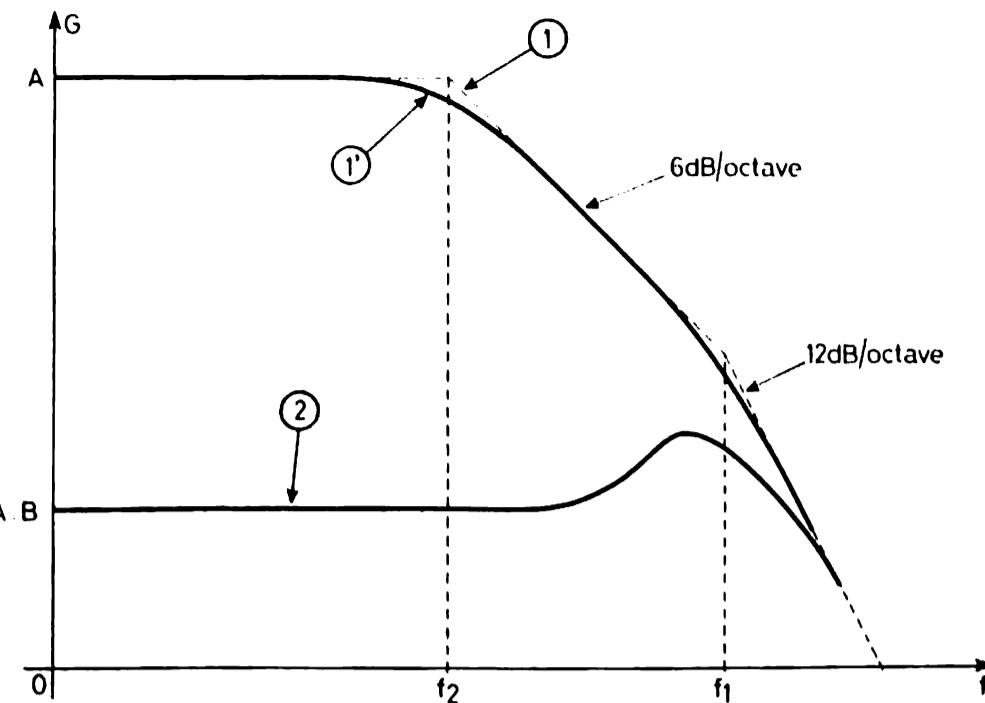


Fig. 19

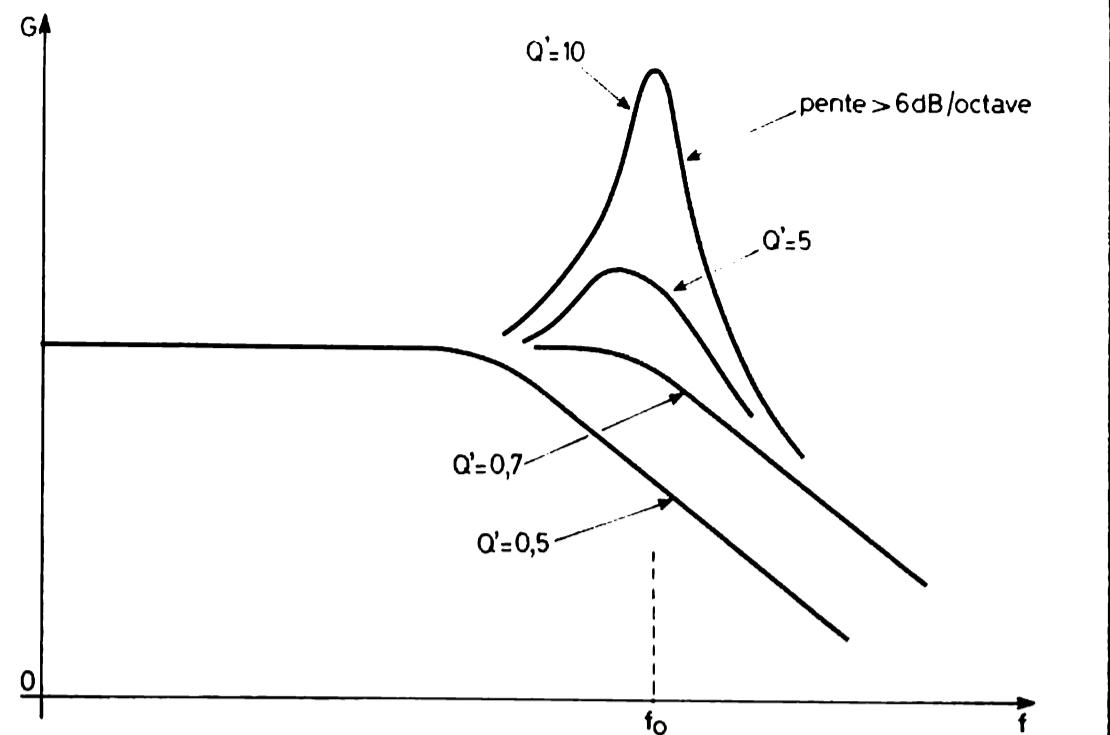


Fig. 20

opérationnels, comportent une compensation intégrée, garantissant leur stabilité inconditionnelle, quel que soit le taux de contre-réaction appliquée.

IX – Le slew-rate, ou vitesse de montée

Revenons au schéma de la figure 16, et supposons qu'on applique, entre les deux entrées de l'amplificateur, un échelon de tension. Il en résulte une variation, que nous supposerons instantanée, de l'intensité I débitée par le premier étage, dans son impédance de charge Z . Comme cette dernière comporte un terme capacitif, il faut un certain temps pour charger cette capacité C . La tension appliquée sur le deuxième étage ne reproduit donc pas l'échelon d'entrée. Elle se caractérise par une croissance (ou une décroissance) à vitesse limitée, fixée à la fois par la valeur de C et par l'intensité maximale i que peut débiter l'étage d'entrée.

On a pris l'habitude d'exprimer la vitesse de montée, ou slew-rate pour ceux que séduisent les appellations anglo-saxonnes, par le rapport entre la variation de tension en sortie de l'amplificateur opérationnel et le temps que dure cette variation. Pour des raisons d'ordre de grandeur, la vitesse de montée ne s'exprime cependant pas en volts par seconde, ce qu'exigerait le res-

pect d'homogénéité dans le système MKSA, mais en volts par microseconde ($V/\mu s$). Il est fréquent d'observer des vitesses de montée s'échelonnant entre 0,1 ou 0,2 $V/\mu s$ (circuit très lent), et 100 ou quelques centaines de volts par microseconde pour les circuits très rapides, applicables aux vidéo-fréquences.

X – Incidence de la vitesse de montée en régime sinusoïdal

Tout le monde perçoit directement les limites qu'impose la

vitesse de montée à la reproduction correcte de tensions d'entrée rectangulaires. Mais il importe aussi de tenir compte des distorsions introduites, par ce même slew-rate, dans le cas du régime sinusoïdal. Nous en explicitons les effets, par référence à la figure 21.

Dans ce graphique, les droites en tirets longs, telles que Oz ou Bz , matérialisent la pente maximale, positive ou négative, que peut atteindre la courbe représentative de la tension de sortie V_s , en fonction du temps pris comme variable (axe horizontal du repère de référence). Pour une fréquence donnée, considérons alors plusieurs tensions sinusoïdales, qui ne diffèrent que par leurs amplitudes.

Aux très faibles amplitudes (courbe (1) de la figure 21), la pente de la sinusoïde n'atteint jamais la pente maximale autorisée par la vitesse de montée : dans ce cas, aucune déformation n'apparaît. Il en est ainsi jusqu'à une amplitude maximale, correspondant à la courbe (2) du même graphique, et pour laquelle la pente de la sinusoïde, à ses intersections avec l'axe des temps, devient égale à la vitesse de montée du circuit. Pour la fréquence considérée, V_A est donc l'amplitude maximale d'une sinusoïde délivrée sans distorsion.

Au-delà de cette limite (courbe (3) de la figure 21 par exemple), il devient clair que toute la partie OA de la sinusoïde (représentée en pointillés), est remplacée par le segment de droite OA ; il en va de même à la descente sur la première arche et ainsi de suite pour les arches suivantes. Le signal délivré se trouve donc entaché d'une distorsion d'autant plus grande que son amplitude est plus élevée. On remarquera que ce phénomène intervient bien avant la saturation, qui ne se produirait qu'aux niveaux V_H et V_L pour les crêtes supérieures et inférieures respectivement.

Ce phénomène explique que, souvent, les constructeurs indiquent une bande passante maximale en petits signaux.

(à suivre)

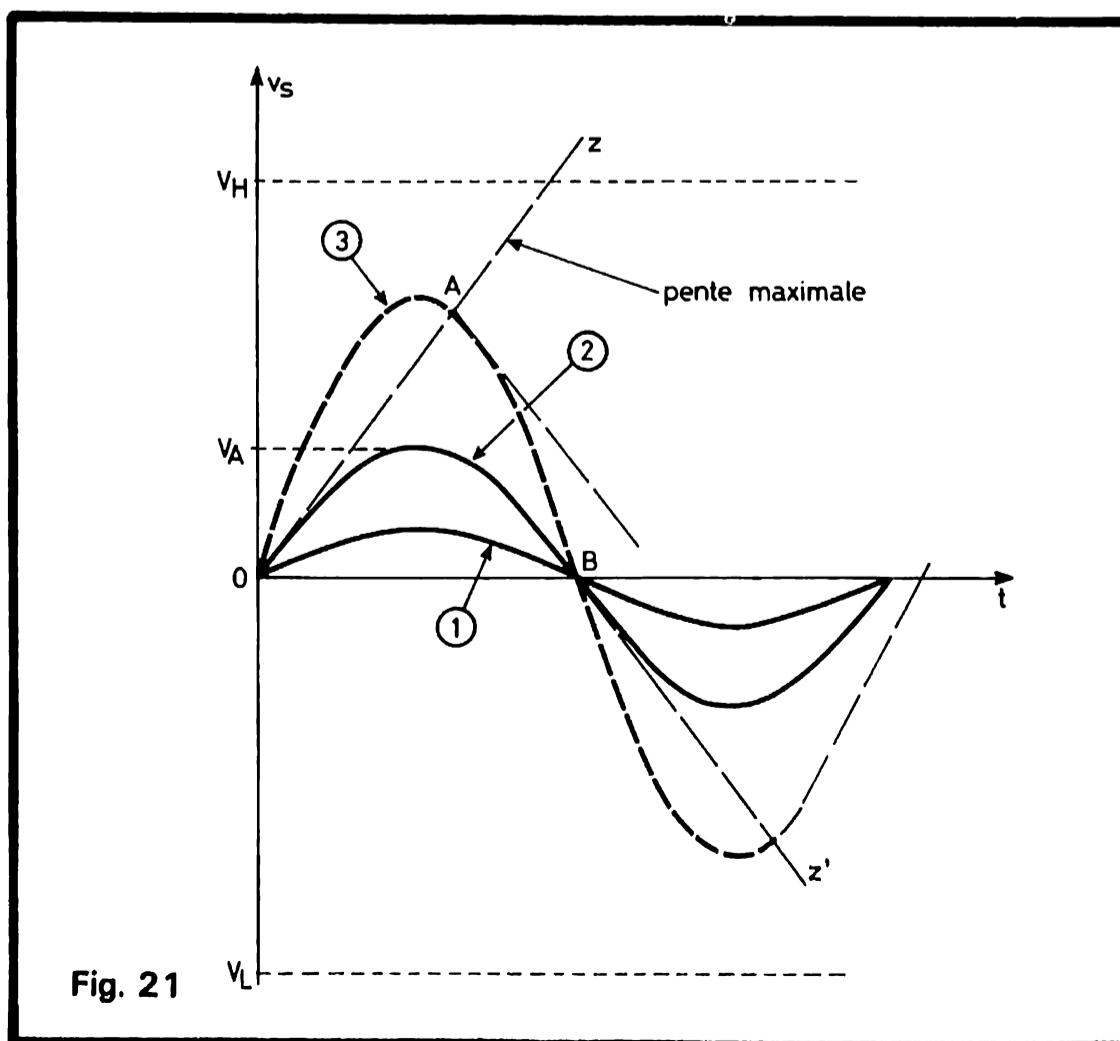


Fig. 21

REALISEZ UN AMPLIFICATEUR

HIFI

ORIGINAL ET MODULAIRE

(Suite voir N°s 1640, 1641, 1642, 1643 et 1644)

NOUS abordons aujourd'hui la dernière partie de cette série d'articles avec l'étude de trois thèmes très différents puisque nous allons parler successivement, des préamplis de micro, de la liaison entre éléments éloignés d'une chaîne HiFi et enfin du problème des enceintes acoustiques avec l'exemple de la réalisation pratique d'une enceinte à filtre classique puis, avec les mêmes matériaux et haut-parleurs d'une enceinte à filtres actifs. La descrip-

tion pratique de l'enceinte peut sembler sortir du cadre de cette série d'articles mais, comme nous décrivions le module filtre actif, nous avons pensé qu'il était bon de l'asservir à un exemple pratique réel ; d'autant plus que plusieurs lecteurs nous ont déjà posé des questions à ce sujet et que d'autres hésitent encore à construire leurs enceintes eux-mêmes. Pour respecter l'ordre ci-avant indiqué, nous allons commencer par...

Les préamplis de micro

Nous allons être francs : à notre avis, ils n'ont aucune utilité sur un ampli HiFi ; en effet, si l'on joue d'un instrument de musique, en général on s'enregistre sur magnétophone auquel cas c'est le préampli du magnéto qui fonctionne ; si l'on veut chanter ou parler pour animer des soirées ou des spectacles, ce n'est pas un ampli HiFi qu'il faut prendre mais un ampli de sonorisation. Quoi qu'il en soit, nous allons vous proposer plusieurs schémas ; nous les avons essayés mais pour l'un d'eux nous n'avons

pas dessiné de circuit imprimé ; le plan de celui-ci étant simple un tel travail vous sera relativement facile à faire.

Le premier schéma que nous vous proposons est indiqué figure 1 ; il est aisément reconnaissable, c'est en effet le préampli RIAA à transistors déjà étudié dont le réseau de contre-réaction a été changé pour avoir une courbe de réponse linéaire. Ce réseau de contre-réaction est constitué principalement d'une résistance dont la valeur fixe le gain conformément au tableau de la figure 2 ; un condensateur de faible valeur peut être monté en parallèle sur celle-ci si l'on désire atténuer un peu les hau-

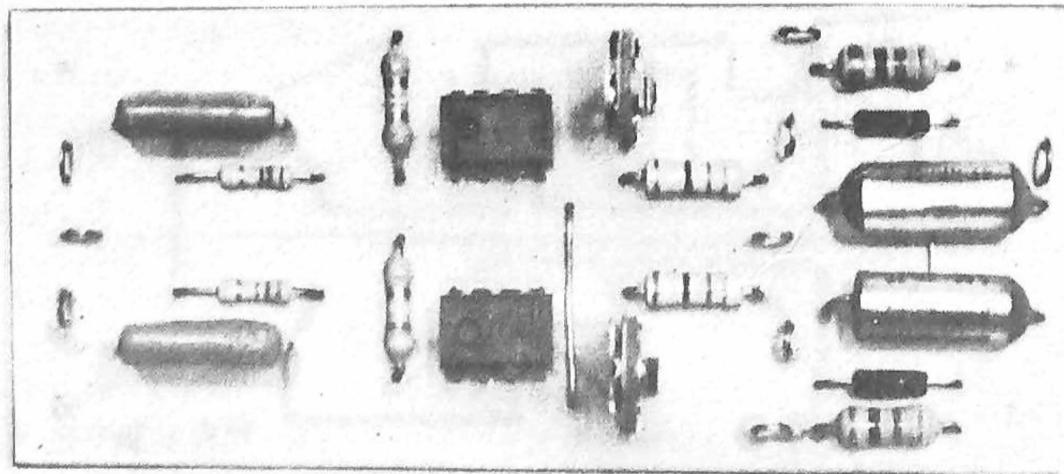


Photo A. - Gros plan sur l'adaptateur « longue distance ».

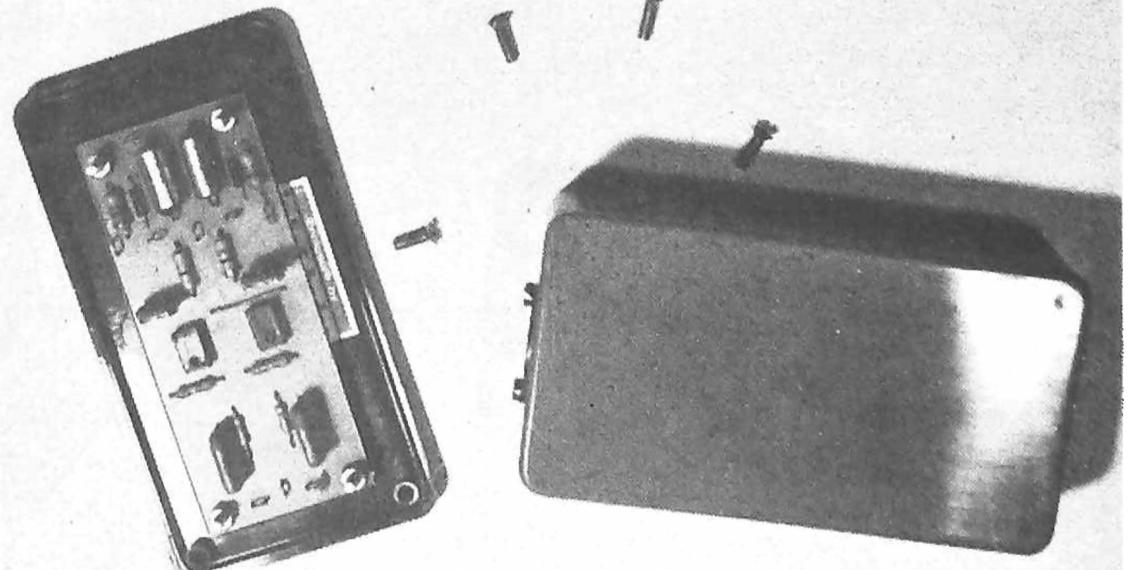


Photo B. - L'adaptateur « longue distance » avant la mise en boîte.

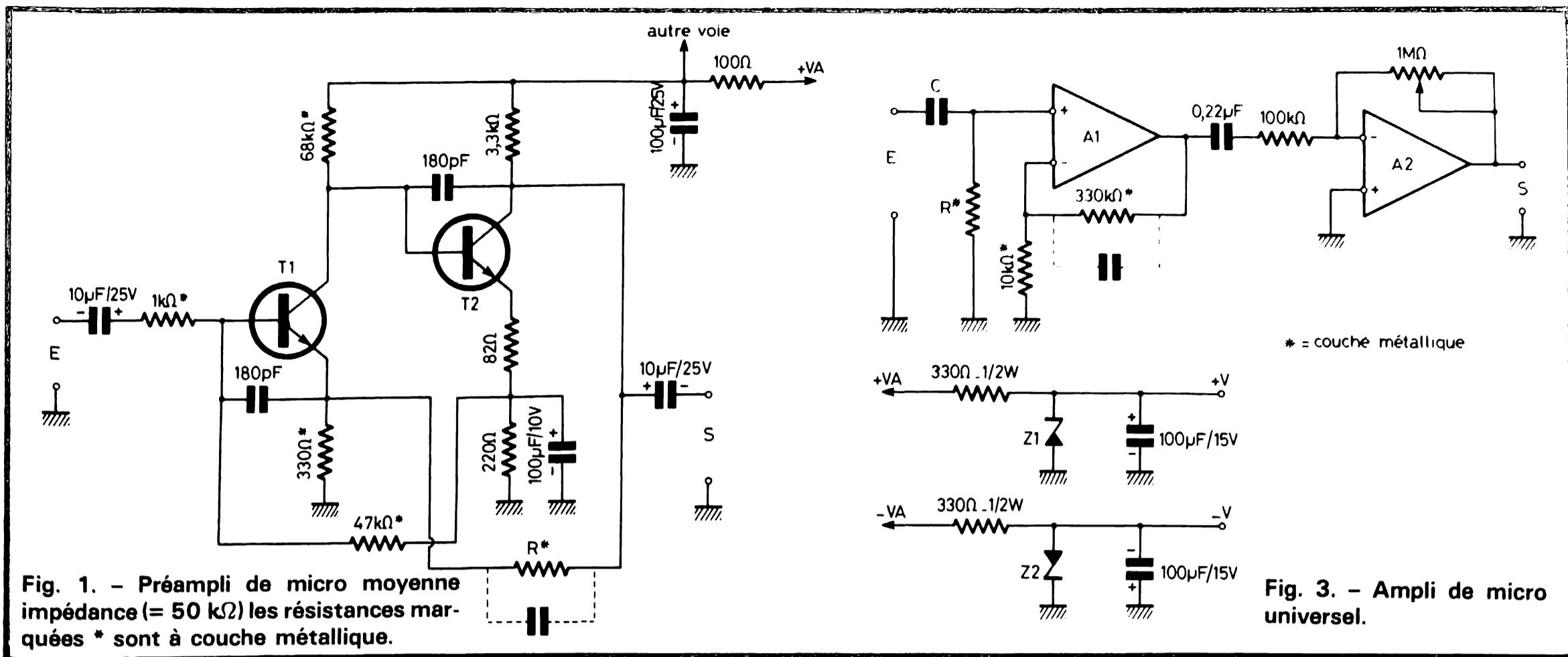


Fig. 1. - Préampli de micro moyenne impédance ($= 50 \text{ k}\Omega$) les résistances marquées * sont à couche métallique.

* = couche métallique

Fig. 3. - Ampli de micro universel.

tes fréquences pour éviter des phénomènes de réception radio qui peuvent avoir lieu avec des fils de micro mal blindés ou trop longs; une dizaine à une centaine de picofarads doivent donner satisfaction. Les résistances marquées d'une astérisque seront à couche métallique pour assurer un bruit aussi faible que possible.

L'impédance d'entrée d'un tel préampli est de $50 \text{ k}\Omega$ et convient donc à des micros dits « moyenne impédance ». Nous verrons la réalisation pratique de ce préampli après l'étude du deuxième schéma que voici.

Pour pallier les lacunes du précédent schéma, en particulier pour ce qui est du choix de l'impédance d'entrée, nous avons réalisé le montage visible figure 3. Un premier ampli opérationnel est monté en amplificateur non inverseur de gain fixe et égal à 30; il est suivi d'un ampli au gain ajustable entre 0 et 10 ce qui confère à l'ensemble un gain maximum total de 300. L'impédance d'entrée du montage se choisit au niveau de A_1 en changeant tout simplement R et éventuellement le condensateur C afin d'assurer une bande passante, dans les graves, suffisante. Le tableau de la figure 4 indique la valeur minimum de C compte tenu de la valeur de R ; valeur de R qui sera choisie aussi proche que possible de l'impédance du micro que l'on sou-

haite utiliser. Les amplis choisis sont en technologie BIFET pour conserver une bonne bande passante et pour assurer surtout un très faible bruit; les résistances marquées d'une astérisque sont ici encore à couche métallique. L'ensemble s'alimente sous $\pm 10 \text{ V}$ au moyen de deux ensembles résistance, condensateur, diode zener, connectés sur $\pm \text{VA}$.

Réalisation pratique

Pour ce qui est du schéma de la figure 1, il suffit de reprendre le dessin du circuit imprimé du préampli RIAA à transistors publié dans le numéro 1643 page 154, et, lors du câblage, de remplacer l'ensemble 22 nF et $150 \text{ k}\Omega$ par un strap; la résistance R et l'éventuel condensateur étant câblé à la place de l'ensemble

$6,8 \text{ nF}$ et $12 \text{ k}\Omega$. Le fonctionnement est assuré dès la carte mise en place, le brochage de celle-ci est évidemment identique à celui indiqué pour ce préampli RIAA dans le numéro 1643.

Le deuxième ampli de micro (celui de la figure 3) a fait l'objet d'un câblage sur plaque expérimentale mais nous n'avons pas réalisé de dessin sur nos circuits au format standard, quoi qu'il en soit, celui-ci est suffisamment simple pour que tout le monde puisse le mener à bien.

Il suffit de choisir R et C conformément à l'impédance du micro et au tableau de la figure 4 et de mettre éventuellement un condensateur de 10 à 100 pF en parallèle sur les $330 \text{ k}\Omega$ (même rôle que pour le préampli précédent) pour que le montage fonctionne. Le gain sera réglé par l'ajustable de $1 \text{ M}\Omega$ compte tenu du type de micro utilisé.

Nous attirons également

R	gain	gain en dB
$3,3 \text{ k}\Omega$	10	20
$15 \text{ k}\Omega$	50	34
$33 \text{ k}\Omega$	100	40
$68 \text{ k}\Omega$	200	46
$100 \text{ k}\Omega$	300	49
$120 \text{ k}\Omega$	400	52
$160 \text{ k}\Omega$	500	54

Fig. 2. - Gain du préampli de micro à moyenne impédance en fonction de R .

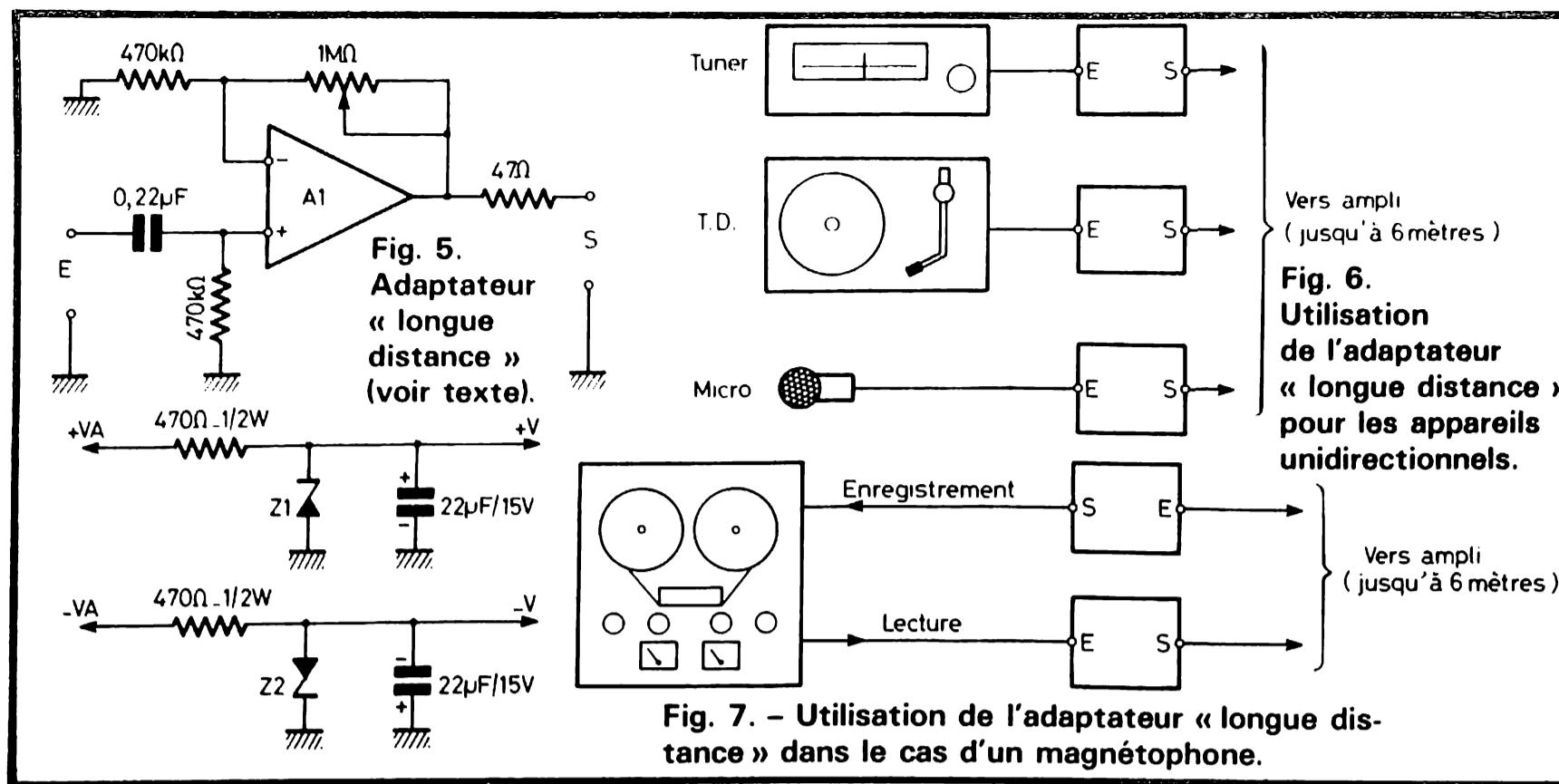
C	R
$47 \mu\text{F} 25 \text{ V}$	50Ω
$22 \mu\text{F} 25 \text{ V}$	100Ω
$4,7 \mu\text{F} 25 \text{ V}$	470Ω
$3,3 \mu\text{F} 25 \text{ V}$	560Ω
$2,2 \mu\text{F} 25 \text{ V}$	$1 \text{ k}\Omega$
$0,22 \mu\text{F}$	$10 \text{ k}\Omega$ et au-dessus

Fig. 4. - Valeur minimum de C en fonction de R .

votre attention sur le fait que, si le circuit est distant de l'ampli, la solution décrite le mois dernier pour le préampli RIAA est applicable; le même circuit imprimé est utilisable en remplaçant les composants de contre-réaction comme indiqué ci-avant puisque le schéma du préampli RIAA monté dans la boîte métallique est, à la contre-réaction près, celui de notre figure 1.

Adaptateur longue distance

Bien que les « meubles » HiFi que l'on trouve maintenant facilement soient une bonne solution pour supporter une chaîne, il arrive souvent que certains maillons de ladite chaîne soient éloignés de plusieurs mètres en raison, par exemple, du type de mobilier utilisé. Dès lors le déplacement de signaux d'une centaine de mV sur de telles distances, même avec du fil blindé, n'est pas sans poser des problèmes. Ces signaux étant en général fournis par des sorties à moyenne impédance (de l'ordre de 50 à $100 \text{ k}\Omega$); ils sont assez sujets aux inductions parasites à 50 Hz qui diminuent ainsi le rapport signal sur bruit mais le plus gros défaut vient du fait que : - les sorties ne peuvent fournir qu'un courant BF très faible



(généralement de l'ordre de 500 μ A maximum) ;

– plusieurs mètres de câble blindé BF présentent une capacité parasite (entre fil central et masse) non négligeable puisqu'atteignant facilement plusieurs centaines de pF.

Dès lors, toute variation rapide de niveau BF est incorrectement transmise à cause du temps de charge de cette capacité parasite, temps d'autant plus long que le courant disponible en sortie est faible (donc que l'impédance de sortie est élevée).

Nous avons donc réalisé un circuit qui possède des caractéristiques permettant de résoudre ce problème, de plus afin d'être universel, il possède les propriétés suivantes :

- haute impédance d'entrée (470 k Ω),
- basse impédance de sortie (50 Ω),
- gain ajustable entre 1 et 3,
- alimentation fournie par l'ampli par le câble de liaison,
- montage très compact pouvant être logé dans un boîtier autonome ou monté directement dans le maillon lointain de la chaîne.

Lorsque l'on voit le schéma ridiculement simple de la figure 5 qui possède toutes ces propriétés, on se demande pourquoi tous les matériels n'en sont pas systématiquement équipés.

Un seul ampli opérationnel, en technologie BIFET pour les raisons maintes fois exposées, réalise la haute impédance d'entrée fixée ici à 470 k Ω mais que rien n'empêche

d'augmenter en changeant cette 470 k Ω . On peut aller sans problème jusqu'à 10 M Ω ; il réalise la basse impédance de sortie, impédance cependant majorée de 47 Ω par la résistance de protection de sortie autorisant un court-circuit de durée illimitée

sur la sortie. Le courant que peut fournir un tel ampli sans distorsion appréciable peut atteindre 5 mA ce qui est largement suffisant pour au moins 5 mètres de blindé BF.

Le gain est ajusté par le potentiomètre de 1 M Ω ; nous avons prévu ce réglage dans

un souci de rendre identiques entre eux les niveaux de sortie des différents maillons de la chaîne. Si un gain de 3 ne vous est pas suffisant, vous pouvez diminuer la 470 k Ω (gain maxi de 21 dans ce cas). Toutes les autres caractéristiques restent identiques.

L'utilisation d'un tel montage est fort simple comme le montre la figure 6. Un fil aussi court que possible relie l'appareil au coupleur « longue distance », celui-ci pouvant être suivi par 6 m de fil blindé pour aller à l'ampli.

Dans le cas d'un magnétophone, il faut évidemment utiliser deux adaptateurs montés en sens inverse comme le montre la figure 7 ; attention au fait que :

- l'adaptateur lecture doit être près du magnéto ;
- l'adaptateur enregistrement doit être près de l'ampli.

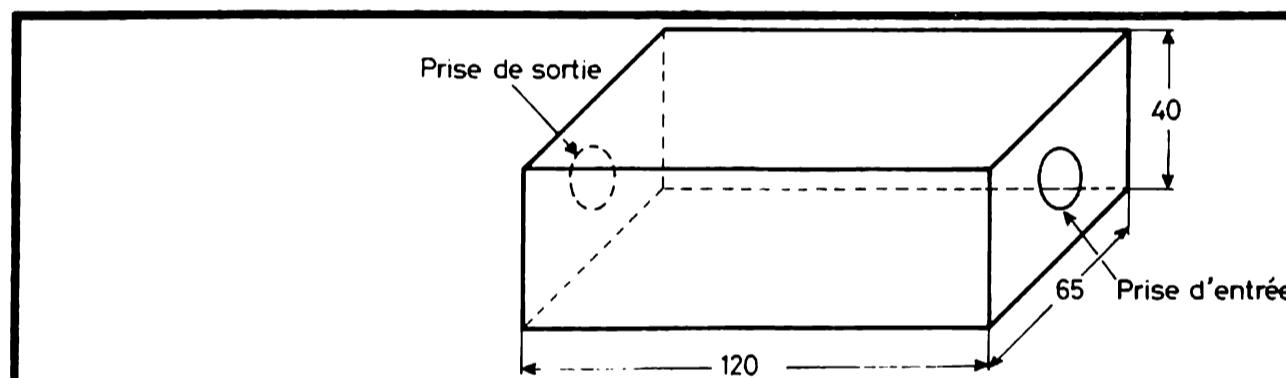


Fig. 8. – Aspect et cotes de notre boîtier.

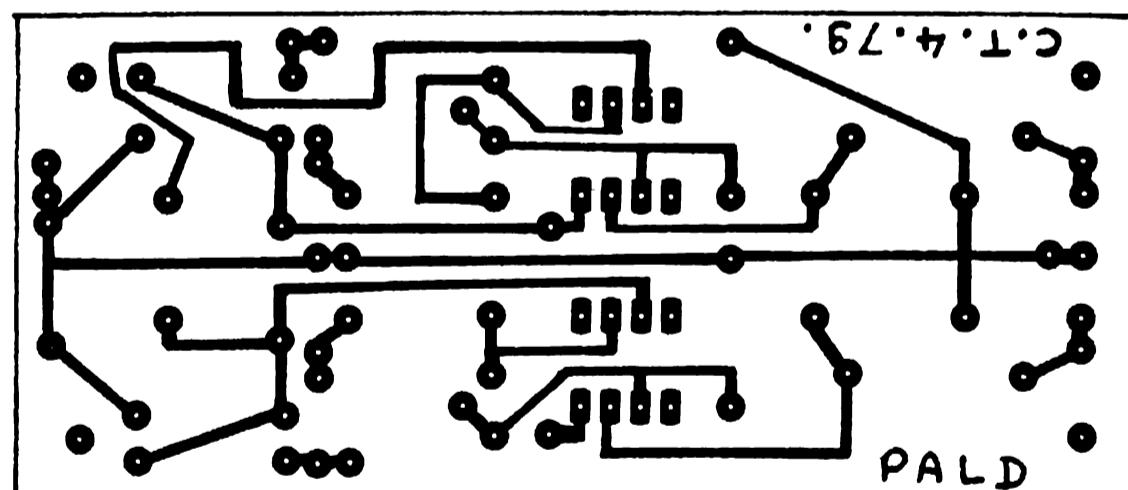


Fig. 9. – Dessin du C.I. de l'adaptateur « longue distance » vu côté cuivre (échelle 1).

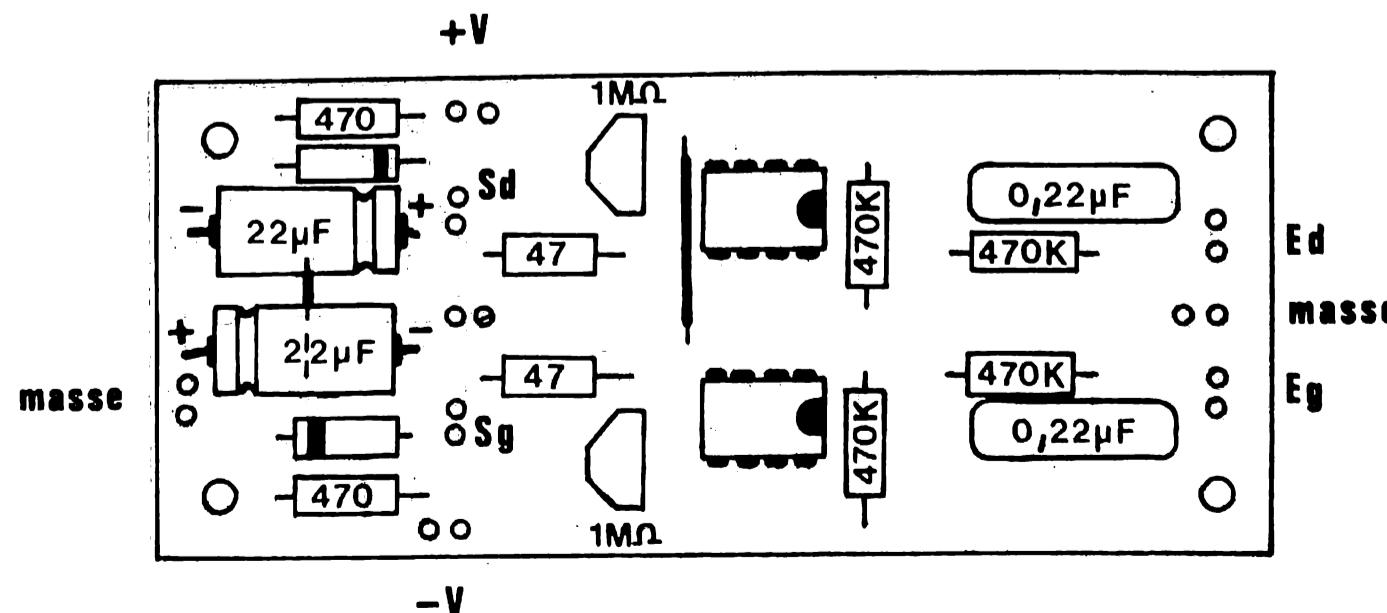


Fig. 10. – Implantation des composants de l'adaptateur « longue distance ».

Réalisation pratique

Comme le montrent les photos, nous avons choisi la solution de la « petite boîte » externe à élément à raccorder à l'ampli. Nous avons utilisé un boîtier du commerce (Teko ou autre) dont les dimensions sont indiquées figure 8. Le circuit imprimé a été dessiné en conséquence et présente l'aspect visible figure 9 ; tandis que la figure 10 montre le plan d'implantation des composants.

Le seul point à respecter est la mise en place du strap situé sous les $22\ \mu\text{F}$ de découplage avant le câblage de ceux-ci !

Les liaisons entre le circuit et les prises d'entrée et de sortie seront réalisées en fil blindé. L'alimentation sera ramenée sur les pinoches laissées libres de la prise située côté ampli (généralement la prise de sortie sauf dans le cas du magnétophone sur la liaison enregistrement). Le montage, ici encore, fonctionne dès la dernière soudure effectuée.

Le pourquoi du filtre actif

Les systèmes faisant appel à des filtres actifs ont fait une timide percée dans le monde de la HiFi ce qui fait que ce principe est relativement inconnu du grand public ; il présente cependant de très nombreux avantages sur le système classique pour un seul inconvénient qui est son prix de revient plus élevé ; cependant lorsque l'on construit son ampli soi-même ce critère devient moins important.

La figure 11 présente le principe d'une enceinte acoustique traditionnelle à plusieurs voies. L'ampli de puissance « passe » la totalité du spectre BF, spectre qui est coupé en plusieurs bandes dans un filtre passif (à selfs et condensateurs) ; les diverses bandes de fréquence étant ensuite appliquées aux haut-parleurs correspondants.

L'avantage de ce système est sa relative simplicité

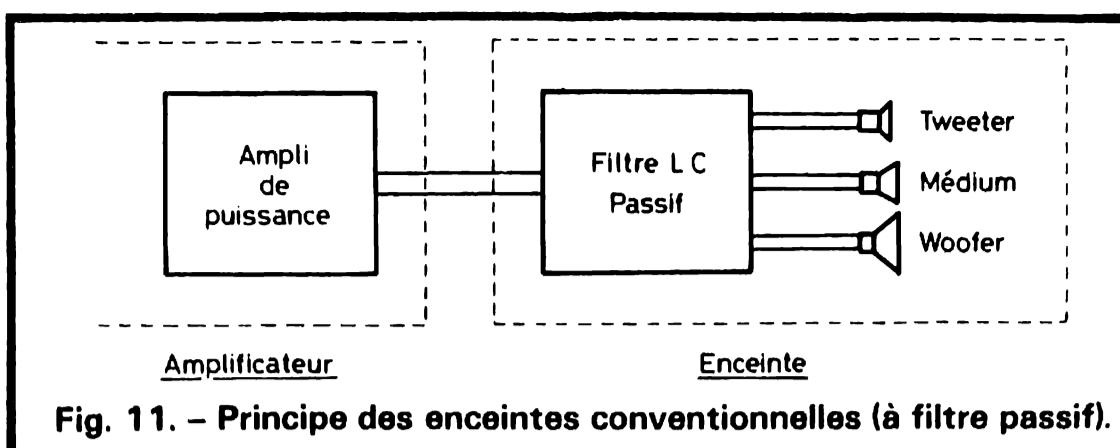


Fig. 11. – Principe des enceintes conventionnelles (à filtre passif).

(encore que la conception du filtre passif soit loin d'être chose aisée, mais c'est du domaine du constructeur des H.P.) avec pour corollaire son prix de revient assez bas. Les inconvénients sont, par contre, nombreux et nous allons en citer quelques-uns dans le désordre :

- perte de puissance importante dans le filtre ce qui diminue le rendement général de l'enceinte,
- souplesse de réalisation très réduite, pour ne pas perdre la délicate adaptation haut-par-

leurs et filtre, il faut s'en tenir aux combinaisons proposées par le constructeur des H.P. et du filtre. Si l'on essaye des combinaisons « panachées », l'ensemble n'est en général plus adapté et les résultats sont curieux.

– filtre pouvant introduire des distorsions s'il n'est pas bien réalisé ce qui est hélas souvent le cas des modèles de bas de gamme ; en effet, et par exemple, le filtre comporte au moins une self de forte valeur ; pour économiser sur le volume de cuivre utilisé (donc pour

réduire le nombre de spires de ce fil) certains équipent celle-ci d'un noyau ; noyau qui n'a de hâte que de se saturer dès que le courant traversant la self est un peu intense ce qui conduit à des distorsions à forte puissance,

– le filtre introduit aussi des déphasages, assez difficilement maîtrisables, en fonction de la fréquence, entre les signaux appliqués aux différents haut-parleurs.

L'enceinte à filtres actifs dont le principe est exposé figure 12 permet de s'affranchir de bon nombre des défauts exposés ci-dessus. Les étages préamplis sont suivis par un filtre actif électronique réalisé par exemple au moyen d'amplis opérationnels et d'éléments R et C, les fréquences de coupure sont très facilement calculables et peuvent être modifiées à loisir ainsi que le niveau de sortie de chaque

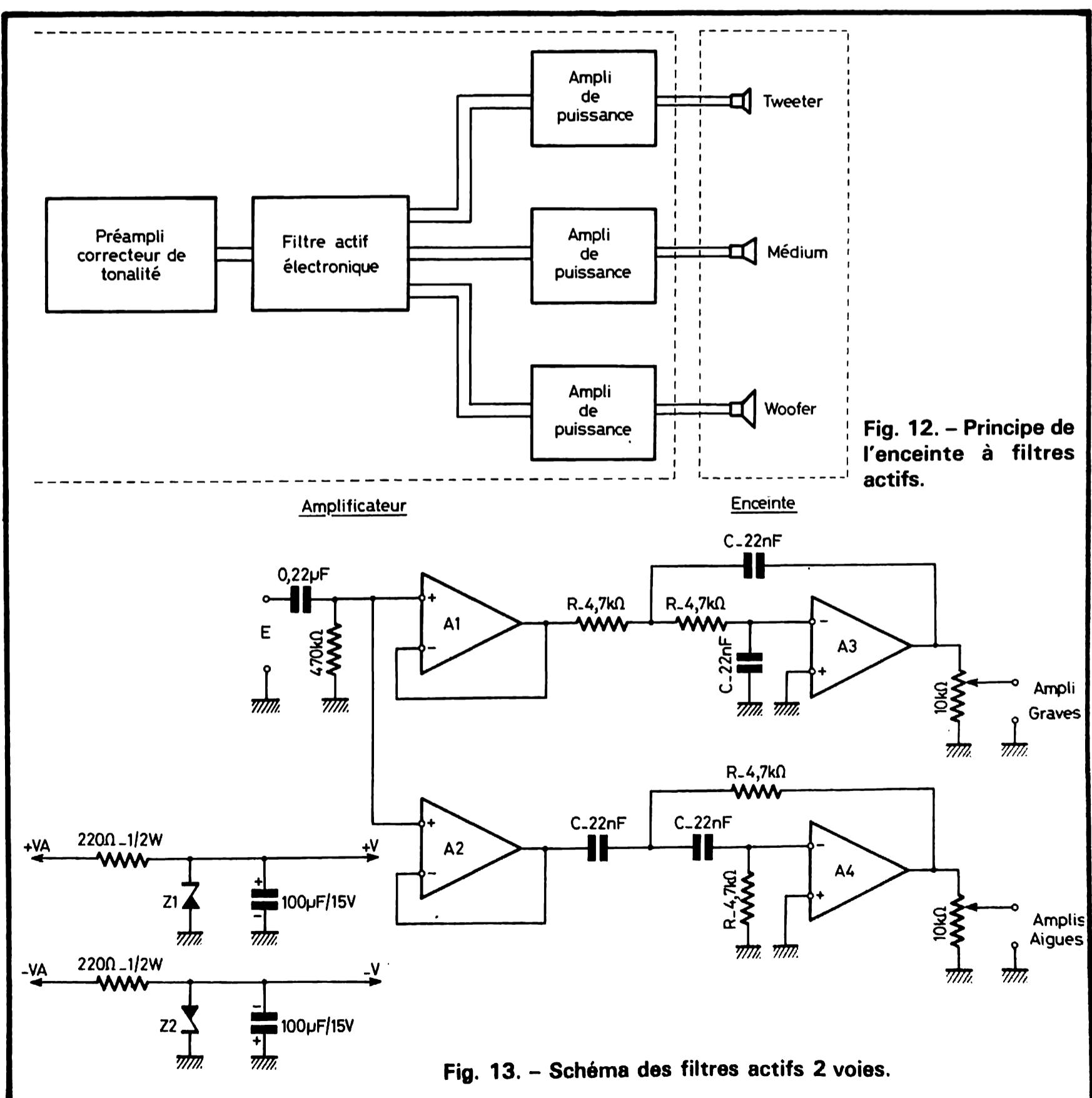


Fig. 12. – Principe de l'enceinte à filtres actifs.

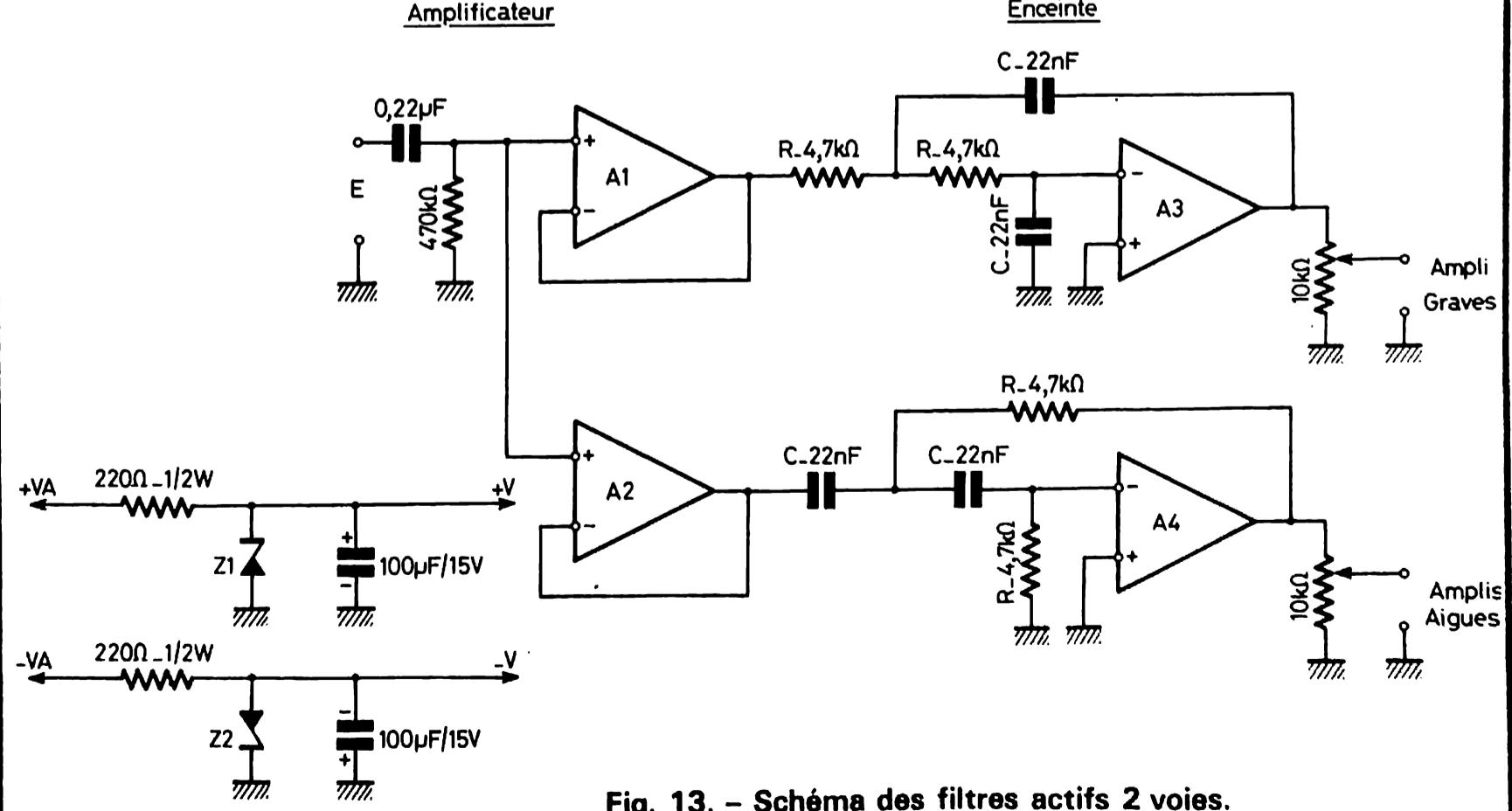


Fig. 13. – Schéma des filtres actifs 2 voies.

filtre ; nous allons voir que cela est très important. Chaque sortie de filtre est suivie par un ampli de puissance qui commande le haut-parleur concerné ; c'est là l'écueil majeur de ce système car pour un ensemble stéréo à 3 voies, cela fait 6 amplis de puissance ce qui, dans une réalisation commerciale, coûte très cher.

Par contre, on retire de ce principe les avantages suivants :

- grande souplesse d'adaptation à n'importe quel type de H.P. (même d'impédances différentes) en agissant sur les niveaux de sortie des voies du filtre électronique et sur sa fréquence de coupure,
- excellentes conditions de fonctionnement des haut-parleurs qui demandent en général un fort amortissement assuré ici par leur raccordement direct à la sortie des amplis (qui sont, rappelons-le, à très basse impédance),
- aucune puissance perdue dans le filtre, ce qui fait qu'avec des amplis de 30 watts par exemple, l'intensité sonore est plus importante qu'avec un ensemble classique alimenté par un ampli de 60 watts,

Fréquence de coupure	R	C
500 Hz	15 k Ω	22 nF
1 000 Hz	6,8 k Ω	22 nF
1 500 Hz	4,7 k Ω	22 nF
2 000 Hz	8,2 k Ω	10 nF
2 500 Hz	6,8 k Ω	10 nF
3 000 Hz	5,6 k Ω	10 nF
5 000 Hz	6,8 k Ω	4,7 nF

Fig. 14. – Tableau des fréquences de coupure en fonction de R et C.

- adaptation des caractéristiques de l'enceinte au local d'écoute en agissant sur les caractéristiques d'amplitude de sortie du filtre électronique.

Nous allons voir que la mise en œuvre d'un tel système est relativement simple pour tout amateur digne de ce nom sans pour autant demander un investissement important.

Notre système

Afin de ne pas faire un « monstre » nous avons réalisé un ensemble à deux voies ce qui, en choisissant bien les haut-parleurs, donne des résultats très satisfaisants. Rien n'empêche de passer aux trois voies, la description qui va suivre étant faite surtout pour servir d'exemple.

La figure 13 montre le schéma adopté pour notre filtre, deux amplis, A_3 et A_4 sont montés, l'un en passe-haut et l'autre en passe-bas, selon une structure de Sallen and Key qui procure une pente d'atténuation de 12 dB par octave. La sortie de chacun passe par un potentiomètre ajustable dosant ainsi l'équilibre entre les signaux appliqués aux deux haut-parleurs et autorisant l'emploi de H.P. aux rendements acoustiques différents. Pour éviter tout couplage entre les filtres par leurs entrées, ils sont chacun précédés d'un suiveur ; l'impédance d'entrée de l'ensemble étant fixée à 470 k Ω . Ce filtre se place, bien sûr, après le potentiomètre de volume situé en sortie des préamplis correcteurs de tonalité.

Les valeurs de R et C sont adaptées aux H.P. que nous avons choisis, afin de vous permettre un tout autre choix, nous vous précisons que la fréquence de coupure d'un tel type de filtre est donnée par (aussi bien pour le passe-haut que pour le passe-bas) :

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

R en ohms, C en farads, F en hertz.

Pour simplifier votre tâche, nous indiquons dans le tableau de la figure 14 quelques valeurs correspondant aux fréquences de coupure qui reviennent le plus souvent dans les ensembles à deux voies.

Réalisation pratique

Il est fait appel ici encore à notre format standard de circuit imprimé sur lequel nous avons réussi à faire tenir les deux canaux (gauche et droite) du filtre actif 2 voies ce qui fait que le dessin visible figure 15 est assez serré sans être

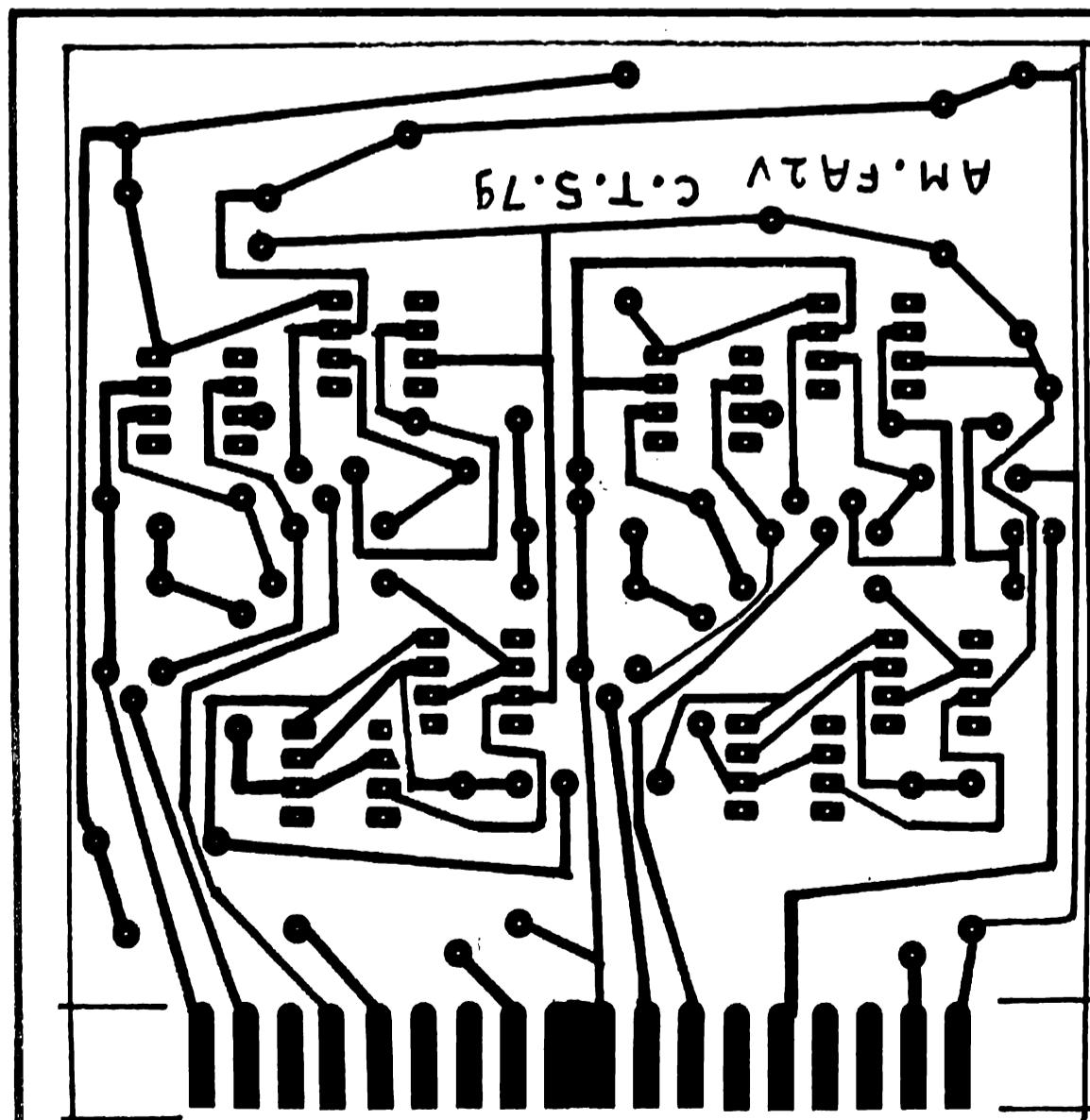


Fig. 15. – Dessin du C.I. du filtre actif 2 voies, vu côté cuivre (échelle 1).

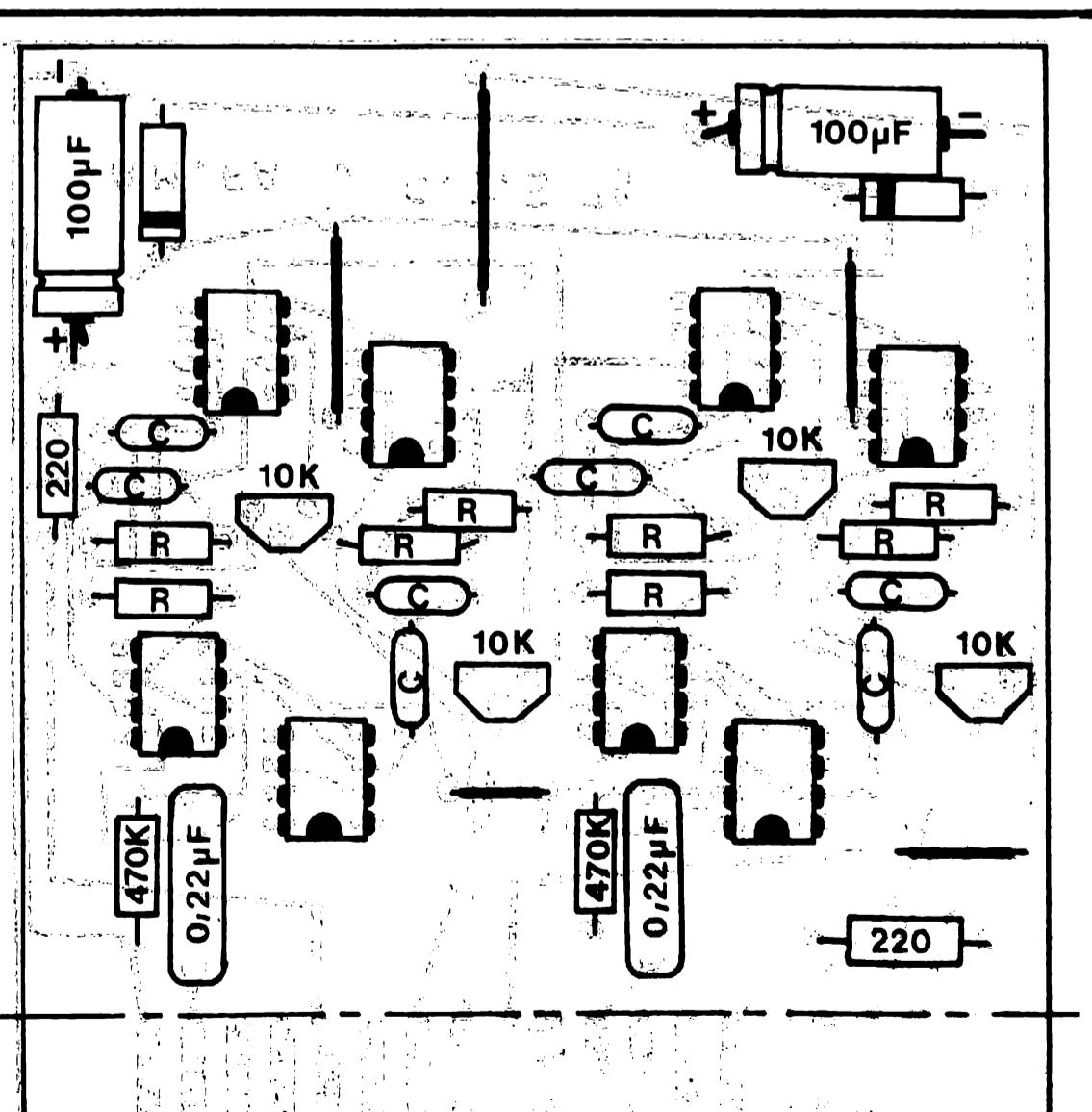


Fig. 16. – Implantation des composants du filtre actif 2 voies.

$$R = 4,7 K$$

$$C = 22 nF$$

cependant irréalisable par l'amateur. Il est complété par le plan d'implantation des composants figure 16 ainsi que par les tableaux 1 et 2 indiquant la nomenclature des composants et le brochage du correcteur de bas de carte. Le montage ne pose aucun problème particulier, par contre, nous allons insister un peu sur la mise en œuvre qui risque de vous inquiéter inutilement.

Mise en œuvre

La meilleure façon de faire est, à notre avis, de placer le module filtre actif dans le châssis de l'ampli et de câbler les amplis de puissance, au nombre de quatre, ainsi qu'un volumineux transfo d'alimentation et une alimentation de puissance du type de celle décrite en début de cette série d'articles, dans un boîtier à part qui pourra être dissimulé aux regards puisque ne comportant aucun réglage.

Dans ces conditions, l'alimentation de « l'ampli » n'a plus besoin d'un gros transfo puisqu'en fait, celui-ci n'est plus qu'un préampli ; par contre, il est nécessaire de câbler en face arrière une prise secteur qui recevra celle de l'ampli de puissance afin que la mise en marche de celui-ci soit commandée par l'interrupteur

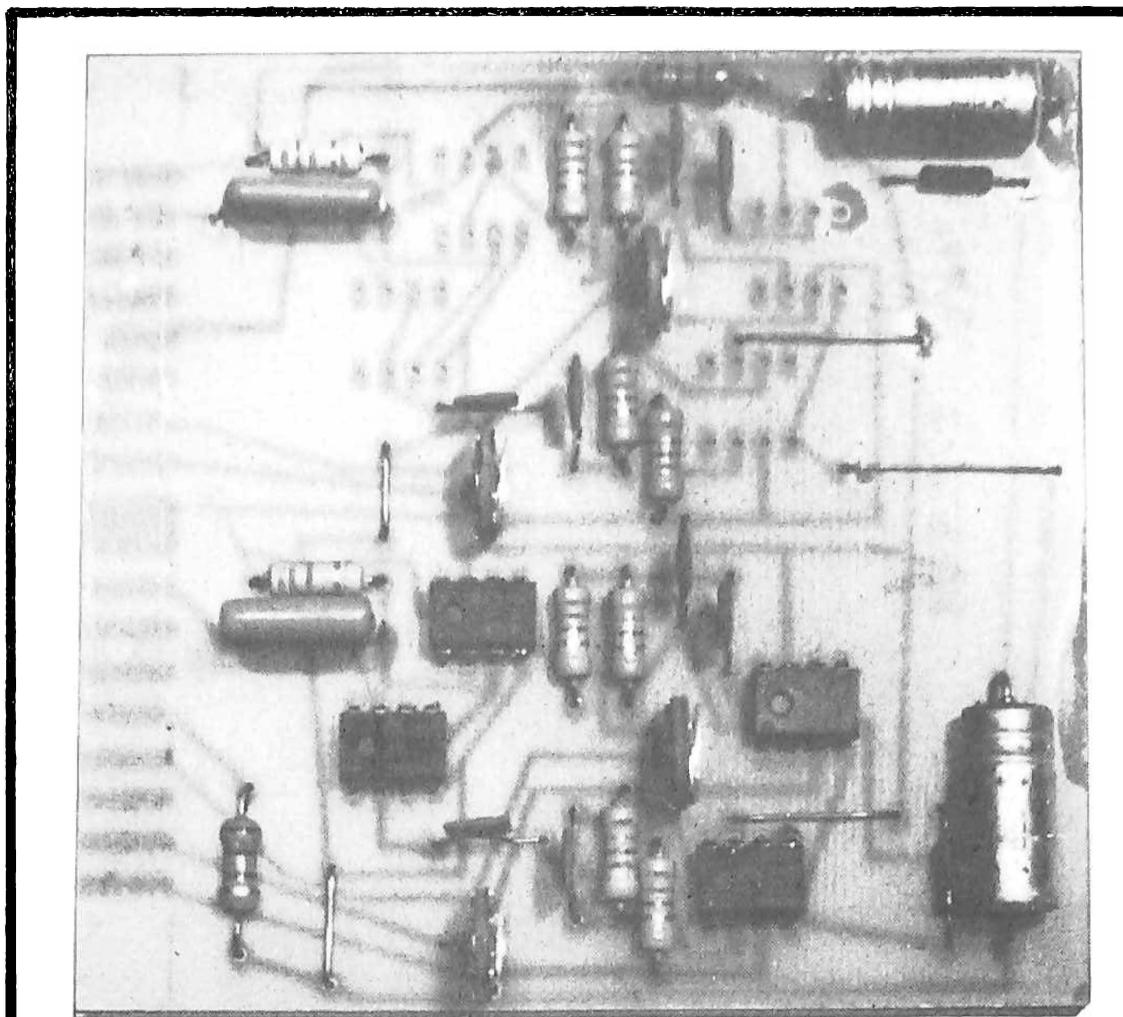


Photo C. - Le filtre actif 2 voies, seul le canal droit était équipé de ses amplis op. au moment de la photo.

arrêt-marche du préampli. Les signaux issus du filtre actif seront transmis au bloc ampli de puissance par du fil blindé et des prises adéquates.

Une remarque est à faire quant au circuit de protection électronique des H.P. ; en effet, celui-ci doit mesurer la tension continue sur chaque H.P., or, le schéma que nous vous avons proposé était prévu pour 2 H.P. (un par voie). Qu'à cela ne tienne, la figure 17 montre la simplicité d'adaptation de ce schéma à la surveillance de 4 H.P. ; il suffit d'ajouter 2 nou-

velles résistances de $22\text{ k}\Omega$ au schéma existant (revoir éventuellement celui-ci dans le haut-parleur n° 1638 page 254) et d'utiliser un relais 4 RT pour couper les 4 H.P. simultanément.

L'adaptation à la surveillance d'un ensemble stéréo à 3 voies (6 H.P.) est aussi simple puisqu'il faut en tout 6 résistances de $22\text{ k}\Omega$ et un relais 6 RT, selon un schéma identique à celui de la figure 17.

Le seul petit problème est le réglage des potentiomètres de sortie des filtres ; il n'y a pas au

niveau amateur, de moyen de mesure valable ; il faut donc se fier à son oreille ou procéder par comparaison avec d'autres enceintes pour ajuster ceux-ci. Nous insistons quand même sur le fait que ce réglage « pifométrique » n'enlève en rien les qualités exposées pour les filtres actifs.

Exemple de réalisation d'une enceinte

Nous allons vous expliquer brièvement dans ce qui suit comment réaliser une enceinte deux voies de qualité très honorable, de puissance 35 watts efficaces et pouvant être montée avec des filtres passifs ou actifs. Nous avons dû, pour cela, faire un choix de haut-parleurs ; ce qui ne veut absolument pas dire que ceux que nous avons choisis sont les meilleurs et il ne faut pas voir là d'intention publicitaire cachée. De plus il est inutile de nous écrire pour que nous conseillons une marque de haut-parleurs ; seule l'expérience peut vous guider.

Nous avons donc utilisé des haut-parleurs Heco ; pour le grave : le TC 206 de 20 cm de diamètre et dont les caractéristiques du constructeur sont : puissance efficace 40 watts, crête 60 watts, bande pas-

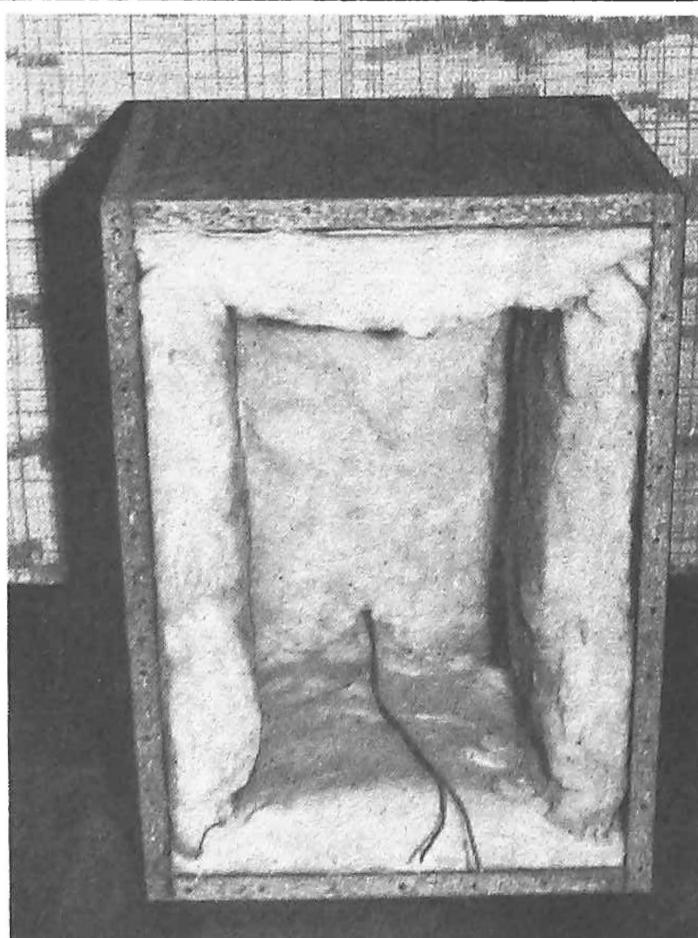


Photo D. - Le fond de l'enceinte et son matelas de laine de verre.

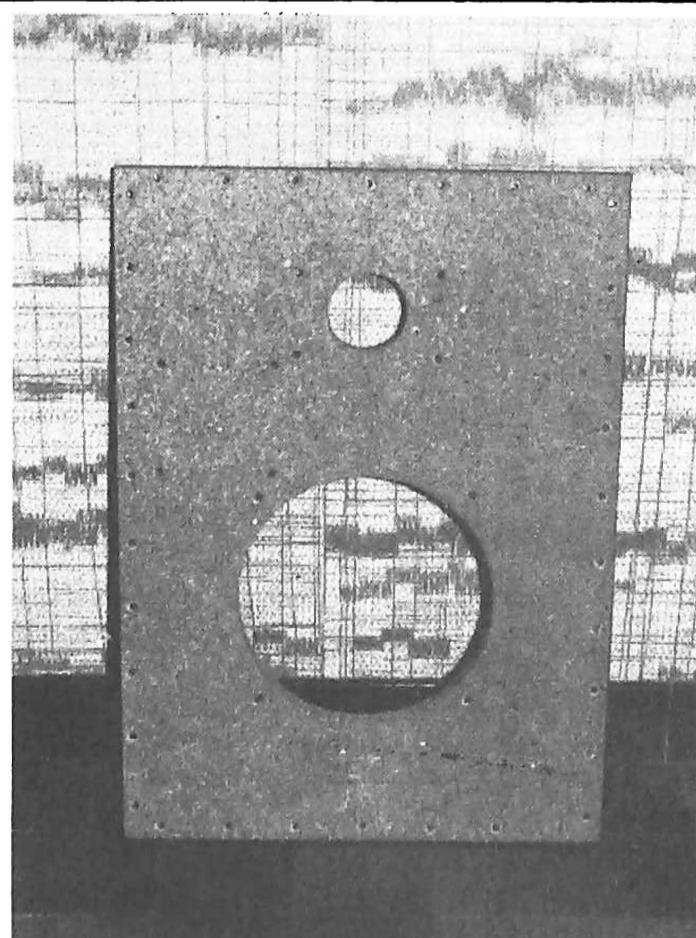


Photo E. - La face avant est percée...

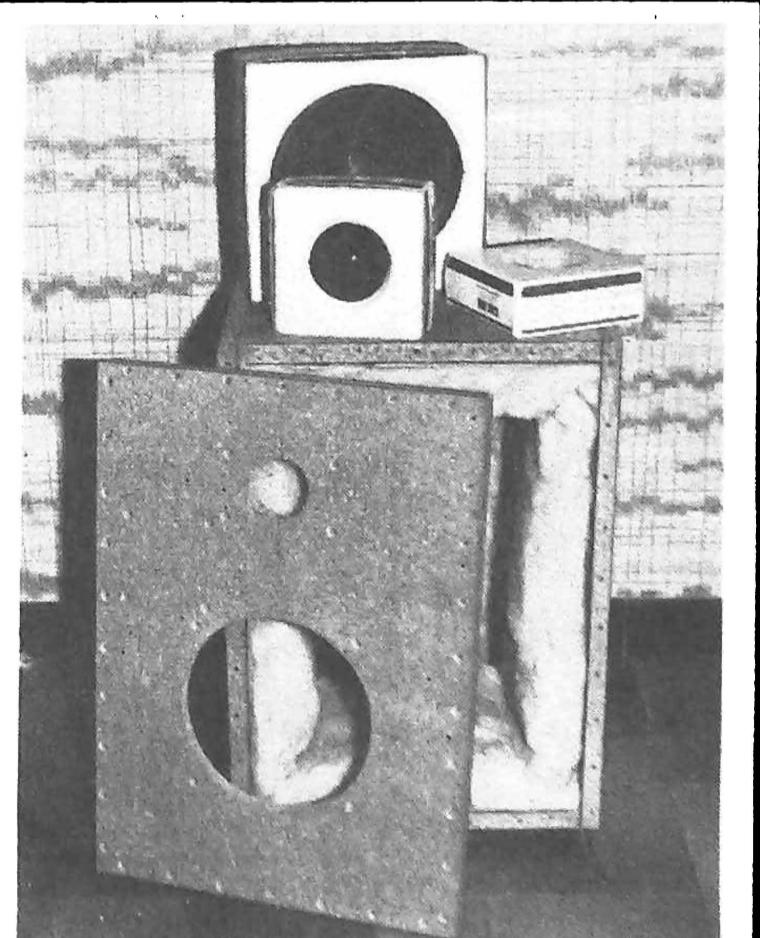


Photo F. - Il ne reste plus qu'à assembler tout cela !

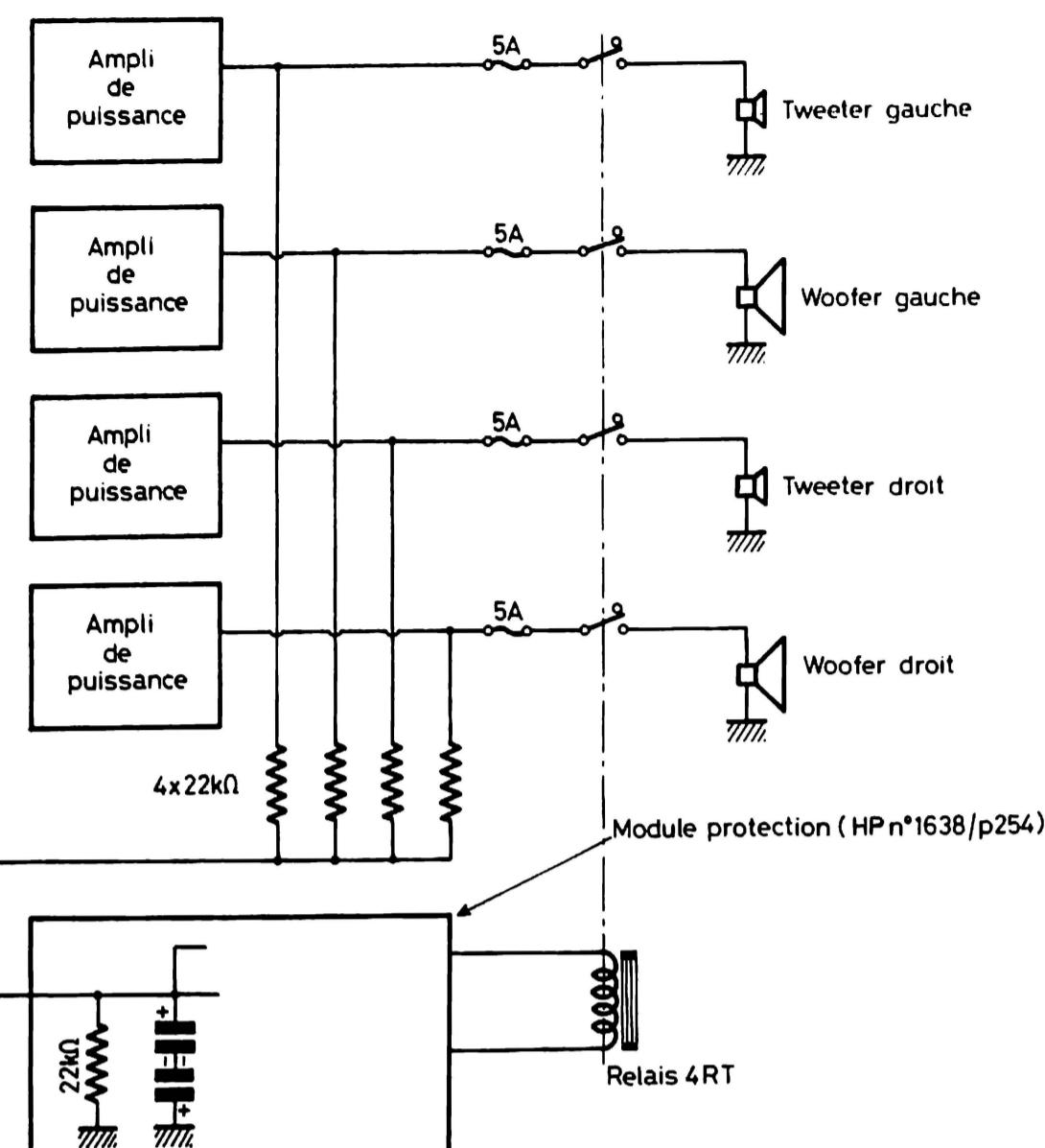


Fig. 17. – Extrapolation du module protection (voir texte).

sante 30 à 3 000 Hz pour un volume de 45 litres, et pour les aigus le KHC 25/6 ; tweeter à dôme hémisphérique dont les paramètres sont : puissance efficace 35 watts, crête 45 watts, bande passante 1 500 à 25 000 Hz.

Pour la version filtre passif nous employons, bien sûr, le filtre préconisé par ce constructeur qui est le HN 742 dont la fréquence de coupure est de 1 600 Hz. Un dépliant très bien fait accompagne gratuitement sur demande ces H.P. et indique avec force détails comment réaliser une enceinte et surtout quelle doit être sa taille compte tenu du H.P. de graves choisi. Nous ne nous attarderons pas trop sur ce point d'autant que plusieurs photos agrémentent cet article.

La figure 18 présente les dimensions que nous avons choisies et qui conduisent à un volume un peu plus grand que celui préconisé par le constructeur ; nous avons donc jugé bon de réduire la puissance maximum admissible à 35 watts. De plus pour éviter l'emploi de tasseaux de ren-

fort ; nous avons employé de l'aggloméré de 19 mm qui, à ces puissances-là, est largement assez rigide. Le principe de réalisation est simple ; on fait un fond (genre tiroir de boîte d'allumettes) très soigneusement vissé et collé car l'enceinte doit être étanche à l'air ; le principe adopté étant celui de l'enceinte close, on

tapisse toutes ces parois avec de la laine de verre en plaque (celle que l'on utilise pour isoler thermiquement les dessous de toitures par exemple). Attention, l'arrière de la face avant ne doit pas comporter de laine de verre (voir photos).

Les découpes dans la face avant sont alors pratiquées ; attention au tweeter à dôme

qui, comme le montre la figure 20, demande quelques précautions. Les haut-parleurs sont vissés par l'arrière de celle-ci et sont serrés assez fortement pour assurer l'étanchéité dont nous avons déjà parlé.

Dans le cas du filtre passif, celui-ci est placé à côté des haut-parleurs et est câblé suivant la figure 19. Il faut faire très attention au repérage + figuré sur les H.P. et le filtre pour assurer la mise en phase de ceux-ci. Le câblage sera fait en fil souple de gros diamètre ; le fil rigide est à proscrire en raison des risques de vibrations. Nous employons du scindex secteur avec succès depuis plusieurs années. Le fil est sorti par un trou percé en face arrière et bouché ensuite avec du mastic ou produit équivalent.

Ici encore, nous utilisons comme prise de raccordement une prise murale plate type secteur vissée sur la face arrière de l'enceinte ; il n'y a aucun risque à faire cela car, les rallonges mâle-mâle n'existant pas, il est impossible de

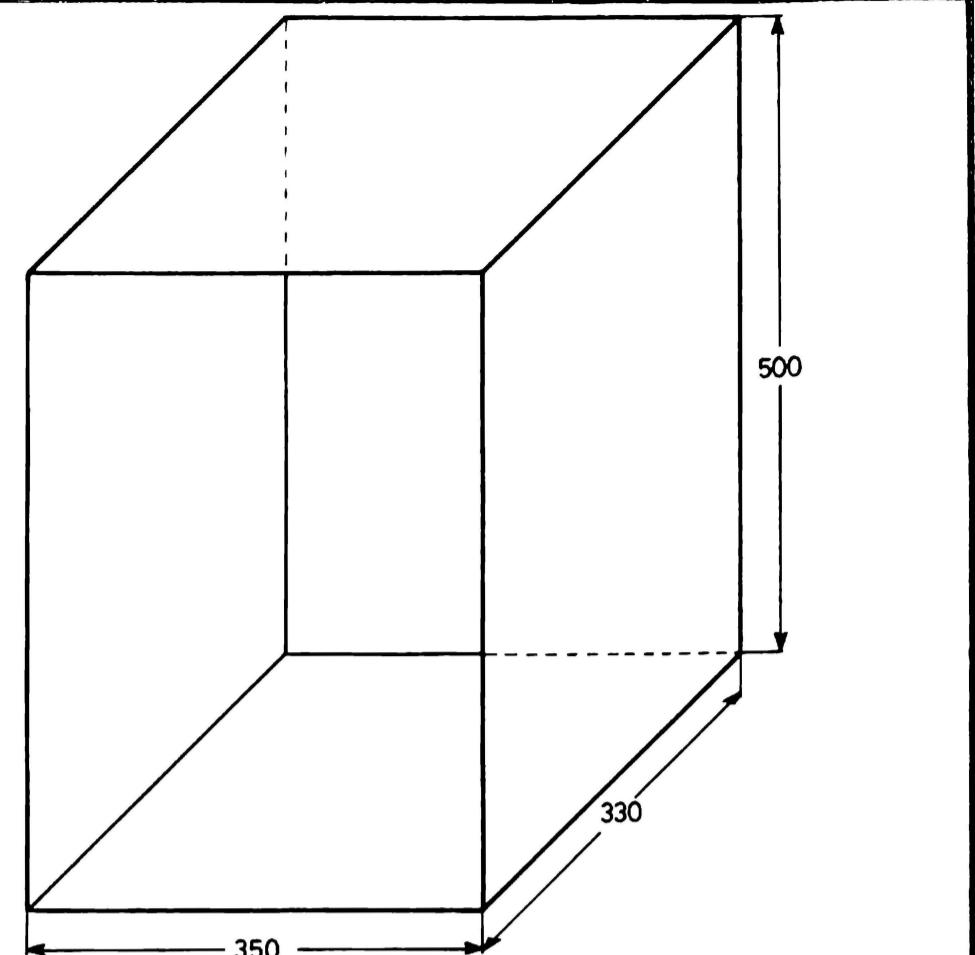


Fig. 18. – Dimensions de l'enceinte prise en exemple.

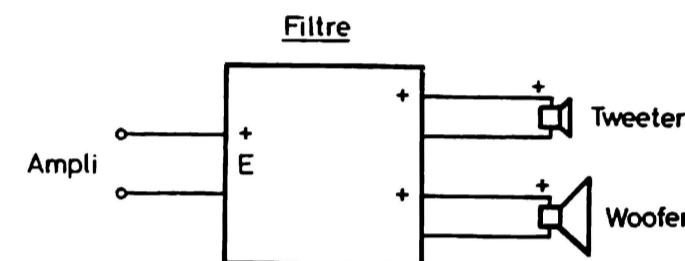


Fig. 19. – Le câblage du filtre passif, attention aux repères + !

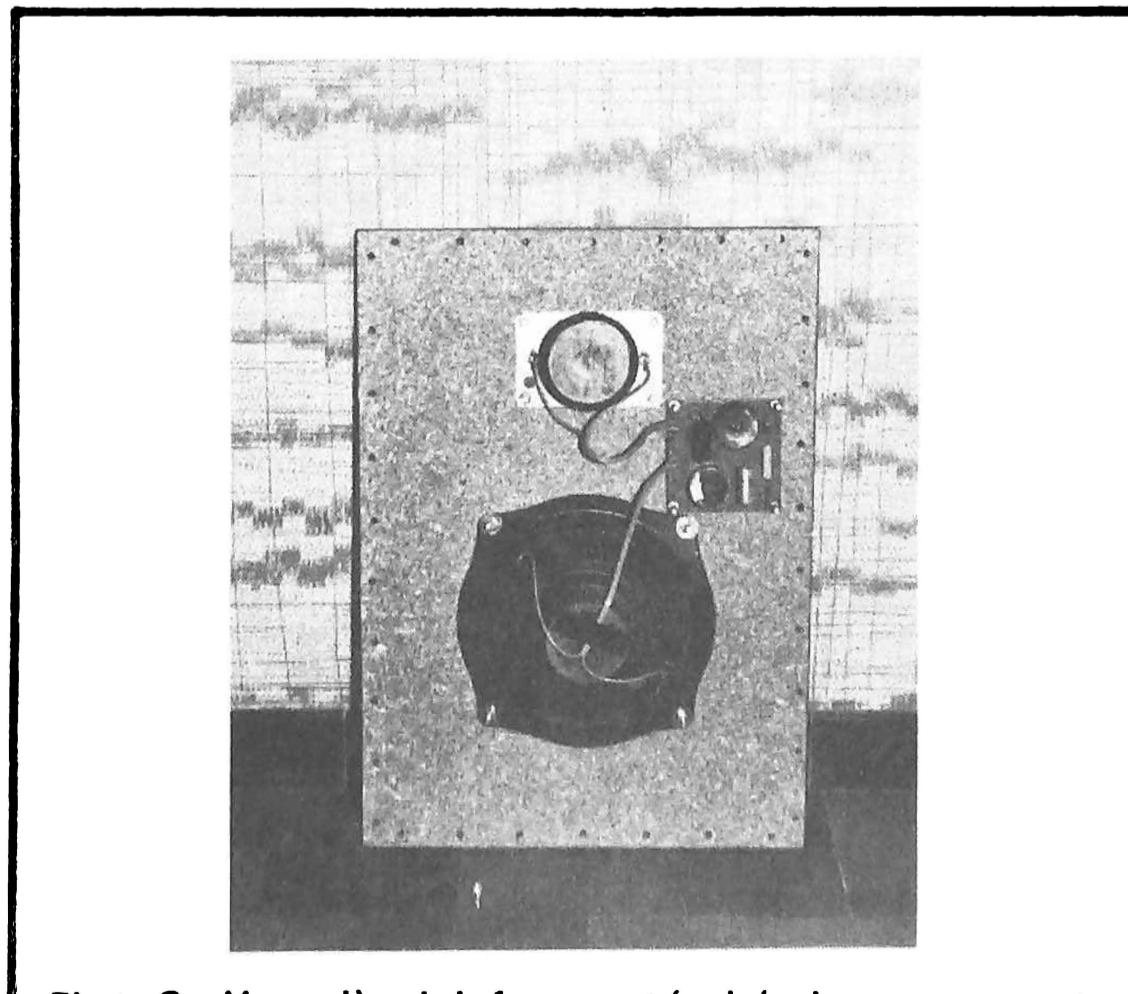


Photo G. – Vue arrière de la face avant équipée de ses composants.

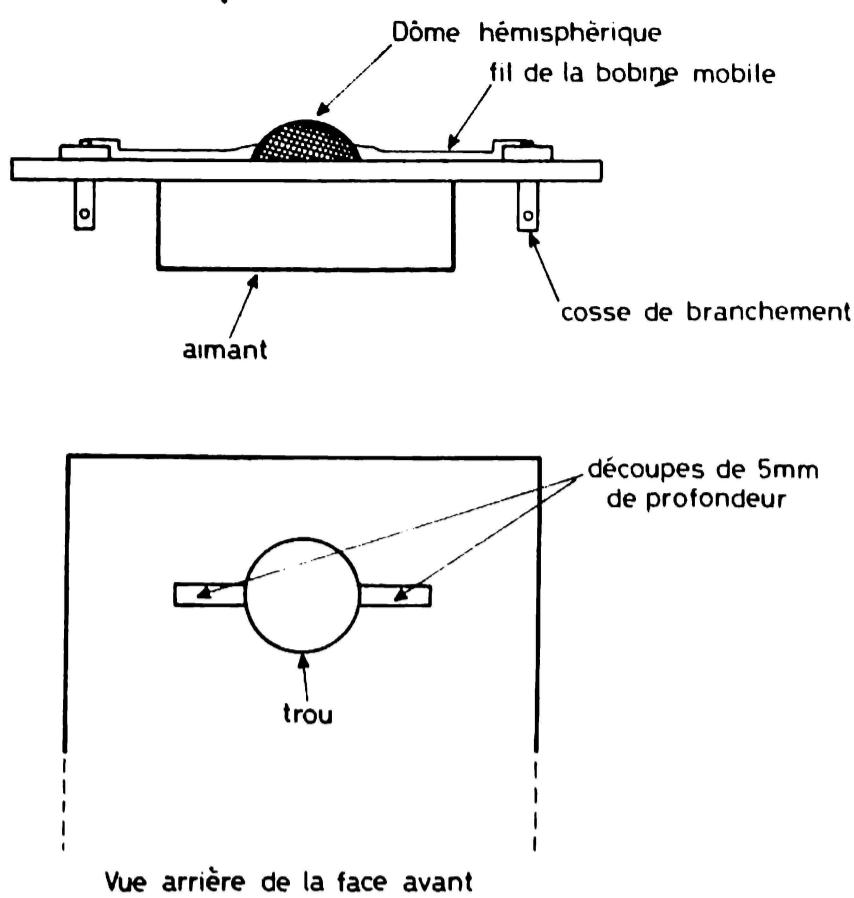


Fig. 20. - Aspect du tweeter à dôme hémisphérique et précautions de montage.

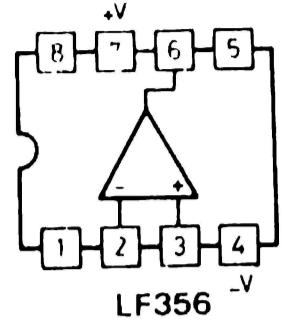


Fig. 21

Repère	Types	Remarques
Tous amplis op.	LF 356 N	National Semiconductor
Z_1, Z_2	BZY 88 C 11 V, BZX 83 C 11 V...	Zeners 11 V ou 10 V 0,4 W
toutes figures		
Résistances	1/2 ou 1/4 W 5 ou 10 % carbone	Sauf indications contraires
Condensateurs	Céramique, plastique ou chimique	Selon valeur
Potentiomètres	Ajustables carbone pas de 2,54 mm	

Tableau 1. - Nomenclature des composants.

brancher par erreur l'enceinte sur le 220 V !

La face avant est ensuite visée très soigneusement sur le restant du boîtier ; l'absence de colle nécessaire pour rendre l'enceinte démontable est compensée par un ajustage précis et un nombre de vis élevé.

Dans le cas de l'enceinte à filtres actifs, les fils de liaison aux deux H.P. sont sortis en face arrière (mêmes remarques que ci-dessus) en prenant bien soin de repérer sur cette face arrière quel fil est relié à la borne marquée + des H.P. tou-

N° de broche	Filtre actif 2 voies
1	Masse
2	Sortie aiguës gauche
3	Sortie aiguës gauche
4	Sortie graves gauche
5	- VA
6	-
7	-
8	Entrée gauche
9	Masse
10	Masse
11	Sortie aiguës droite
12	Sortie graves droite
13	-
14	+ VA
15	-
16	-
17	Entrée droite
18	Masse

Tableau 2. - Brochage du connecteur du filtre actif.

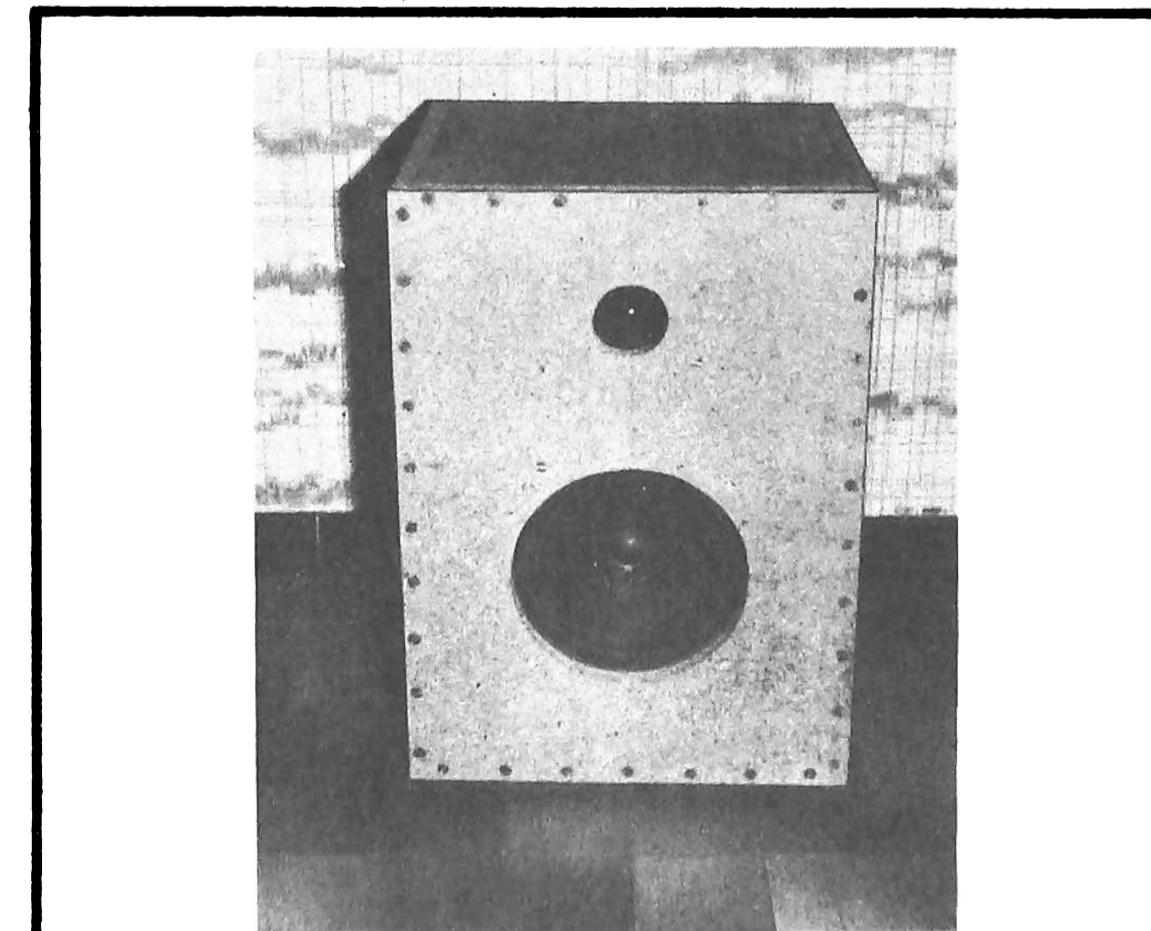


Photo H. - Les premiers tests d'écoute peuvent commencer !

jours afin d'assurer la mise en phase de ceux-ci.

La décoration de l'enceinte est laissée au goût de chacun ; il faut seulement faire attention si l'on n'emploie pas de tissus spécial pour baffles en face avant à ce que le décor choisi ne soit pas trop absorbant ce qui se traduit par une perte importante de l'extrême aigu si ce n'est pas le cas.

Nous insistons sur le fait que nous vous avons exposé très brièvement comment faire une enceinte ; ce n'est en effet pas le but de cet article et les notices des fabricants de H.P. sont généralement très explicites à ce sujet. Nous souhaitons seulement terminer cette étude en parlant des filtres actifs ce qui conduirait inévitablement à parler d'enceinte acoustique.

Conclusion

Nous sommes arrivés aujourd'hui au terme d'une série d'articles qui aura, nous l'espérons, rempli son rôle. En effet, nous avons voulu vous présenter non pas un ampli avec des contraintes que nous vous avions imposées mais des sous-ensembles conçus pour être mélangés sans problème et qui vous permettraient de construire votre ampli en fonction de vos goûts ou de vos besoins. Nous aurions pu, bien sûr, continuer encore longtemps mais les différences entre les divers schémas seraient devenues mineures et n'auraient pas présenté un grand intérêt. Par contre il n'est pas exclu que nous parlions bientôt de nouveautés réelles telles que, par exemple, la réalisation complète d'une enceinte asservie ou tout autre système original puisque l'auteur de ces lignes n'aime pas rester dans les sentiers battus.

C. TAVERNIER

Remarque : Les valeurs des composants du filtre actif sont adaptées aux haut-parleurs utilisés dans notre exemple de réalisation d'enceinte (coupure à 1 500 Hz).

REALISEZ

UN REGULATEUR DE VITESSE POUR PERCEUSE ELECTRIQUE

LA baisse des cours enregistrés sur les semiconducteurs ces dernières années nous a conduit à concevoir ce système de régulation de vitesse pour perceuse électrique.

Contrairement aux systèmes déjà existants sur le marché, il s'agit d'un régulateur et non d'un variateur. C'est-à-dire que les phénomènes de variation de vitesse en fonction de la charge à basse vitesse surtout, rencontrés avec les systèmes actuels n'existent plus. Par ailleurs, et pour être dans la mode actuelle, le système décrit dans ces lignes utilise le maximum de semiconducteurs et le minimum de composants passifs.

Enfin, nous n'avons utilisé pour ce système que des semiconducteurs modernes bien que très couramment utilisés : diodes silicium et triacs à faible courant de gâchette.

I – Rappels sur les moteurs séries ou moteurs universels

La plupart des moteurs utilisés à l'heure actuelle dans l'électroménager et le bricolage sont des moteurs série ou moteurs universels, appelés ainsi pour les possibilités qu'ils ont de travailler sur le courant continu ou sur le courant alter-

natif. Sur la figure 1, nous présentons un schéma de ce type de moteur fonctionnant sur le réseau. Nous insistons dès maintenant sur le fait que la commande d'un moteur électrique par un système électronique impose de débrancher le

condensateur intégré au moteur pour le replacer aux bornes de l'ensemble du montage. Nous avons d'ailleurs prévu sur notre circuit imprimé final un condensateur de 33 nF/400 V pour antiparassiter le montage global. Nous

conseillons donc aux lecteurs de supprimer dès les premiers essais le condensateur se trouvant à l'intérieur de la perceuse sous peine de devoir changer souvent le triac.

Dans un moteur universel le courant et le couple que peut fournir le moteur sont pratiquement proportionnels entre eux sur la plage d'utilisation (fig. 2). Nous verrons plus loin que nous utilisons cette caractéristique pour asservir la vitesse du moteur en fonction des variations de couple.

Un tel système qui utilise le courant du moteur série comme information de contre-réaction permet de réaliser un contrôle efficace et peu coûteux tout en conservant une régulation de vitesse satisfaisante.

II – Le contrôle par triac des moteurs séries

Sur la figure 3, nous avons rassemblé toutes les fonctions nécessaires à un système de contrôle de moteur série par triac. Ces différentes fonctions sont :

- un détecteur de passage par zéro qui sert à synchroniser ;
- un générateur de rampe, qui est donc synchrone à 100 Hz ;
- un ampli d'erreur suivi d'un ampli d'impulsions pour commander le triac ;

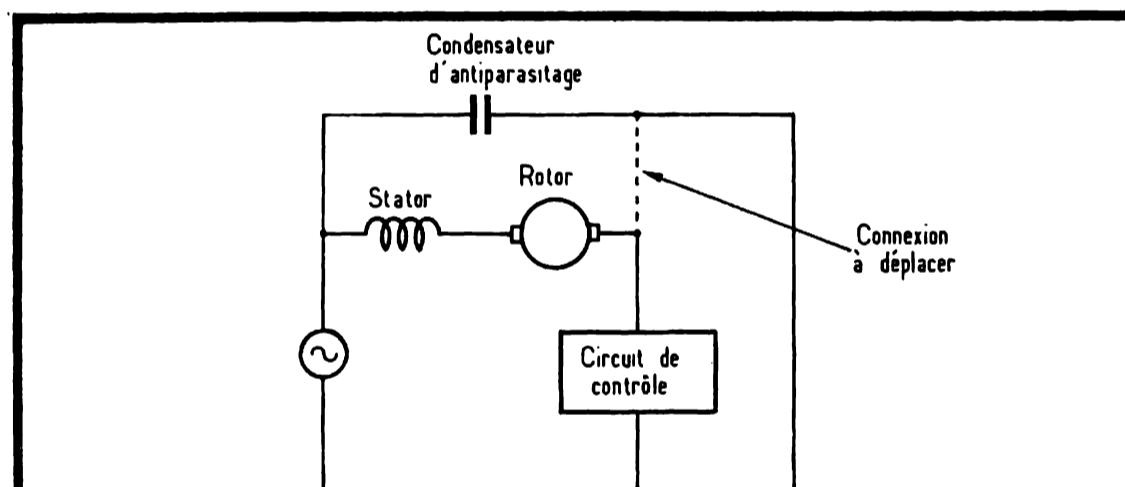


Fig. 1. – Branchement d'un moteur série commandé par un dispositif électronique sur le secteur.

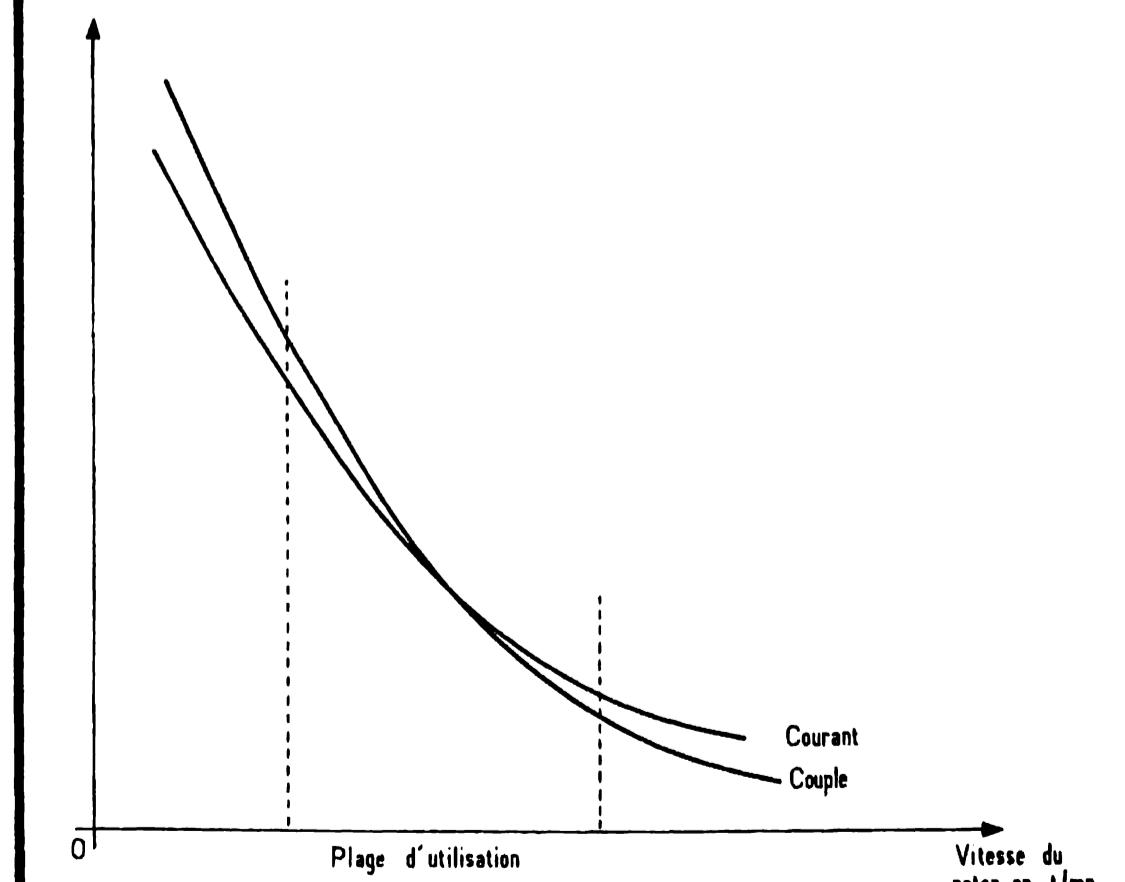


Fig. 2. – Courbes relatives du courant et du couple dans un moteur universel.

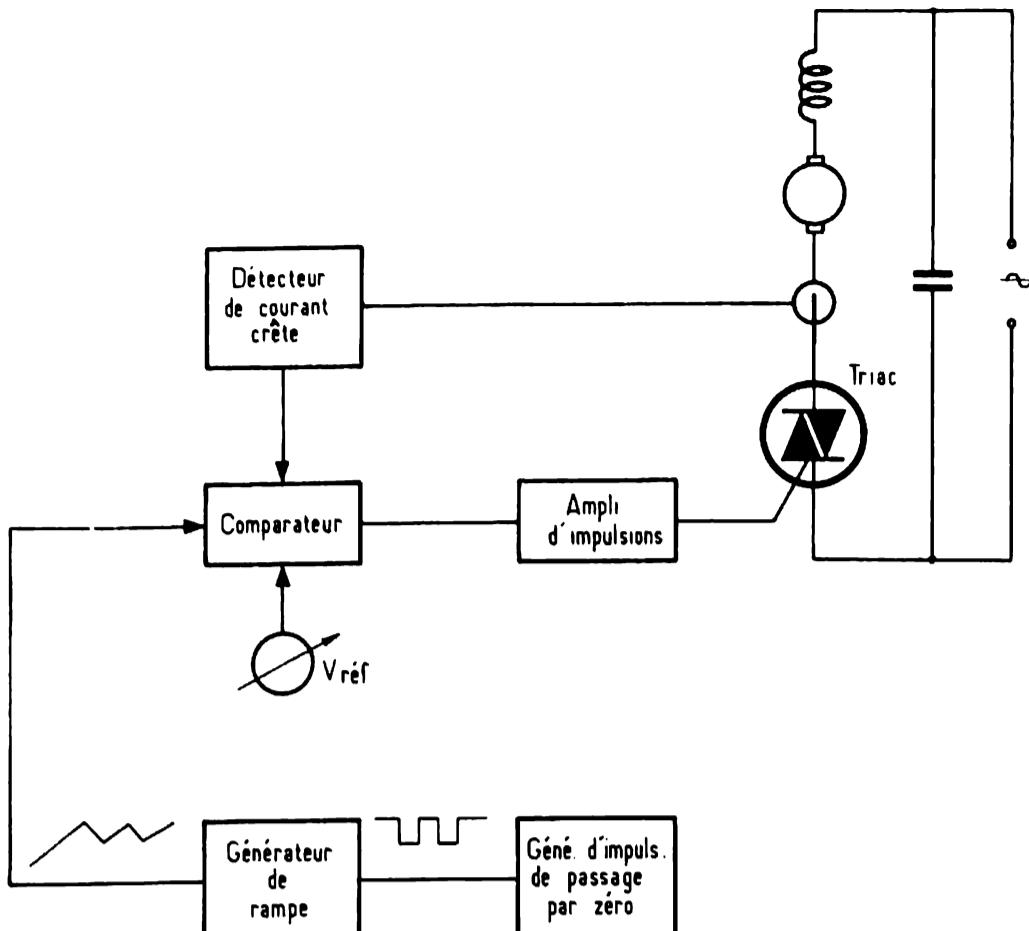


Fig. 3. - Contrôle de vitesse de moteur série-fonctions nécessaires.

— un détecteur de courant crête qui est utilisé pour mesurer le courant passant dans le moteur et donc à effectuer une contre-réaction proportionnelle au couple appliqué sur l'axe de la perceuse.

Par ailleurs, une autre fonction très importante d'un tel type de montage est l'alimentation. Disons tout de suite que le schéma d'alimentation que nous utilisons est très simple, grâce en grande partie aux faibles courants consommés par les circuits utilisés et au faible courant de commande nécessaire sur la gate du triac.

III – Réalisation des fonctions nécessaires à la commande de vitesse des moteurs séries

1) L'alimentation du système :

L'idée de base d'une telle alimentation est de réaliser un système qui consomme suffisamment peu pour être alimenté à travers des résistances courantes demi-watt, directement sur le secteur.

Le schéma est celui de la figure 4. Un tel schéma d'alimentation est particulièrement

simple et se réalise avec des composants disponibles très facilement. Par ailleurs, son prix de revient est inférieur à 2 francs. De plus, nous utilisons un des signaux disponibles sur l'alimentation pour la fonction « détecteur par passage à zéro ».

Les deux résistances R_1 et R_2 sont de fortes valeurs et en série sur le secteur se comportent comme une source de courant sinusoïdale. Cette source de courant charge le condensateur C_1 pendant l'alternance positive et passe simplement à travers la diode D_2 pendant l'alternance négative. A ce moment-là, le courant est fourni au montage par C_1 . Pour un courant

consommé de 4 mA, le condensateur C_1 doit avoir pour valeur :

$$C_1 \cdot \Delta V = 1 \cdot \Delta t$$

ΔV représente l'ondulation de la tension d'alimentation que l'on limitera à 1 V.

Le temps Δt est d'environ 10 ms, temps pendant lequel la diode D_2 ne conduit pas.

$$C_1 = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta V} = \frac{4 \cdot 10^{-3} \times 10 \cdot 10^{-3}}{1} \\ \equiv 40 \mu F$$

En fait avec $33 \mu\text{F}$ l'ondulation est inférieure à 1 V. Ceci est dû au fait que la consommation est inférieure à 4 mA pour le système complet.

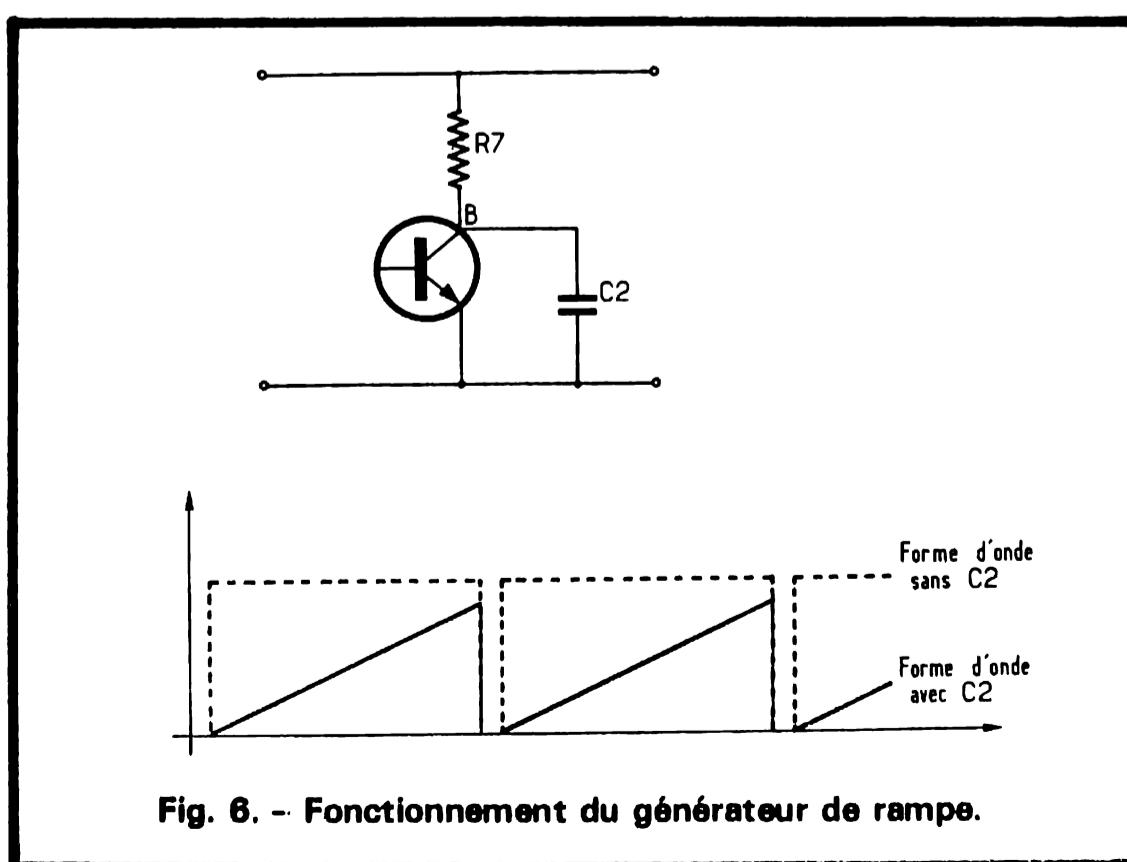


Fig. 6. - Fonctionnement du générateur de rampe.

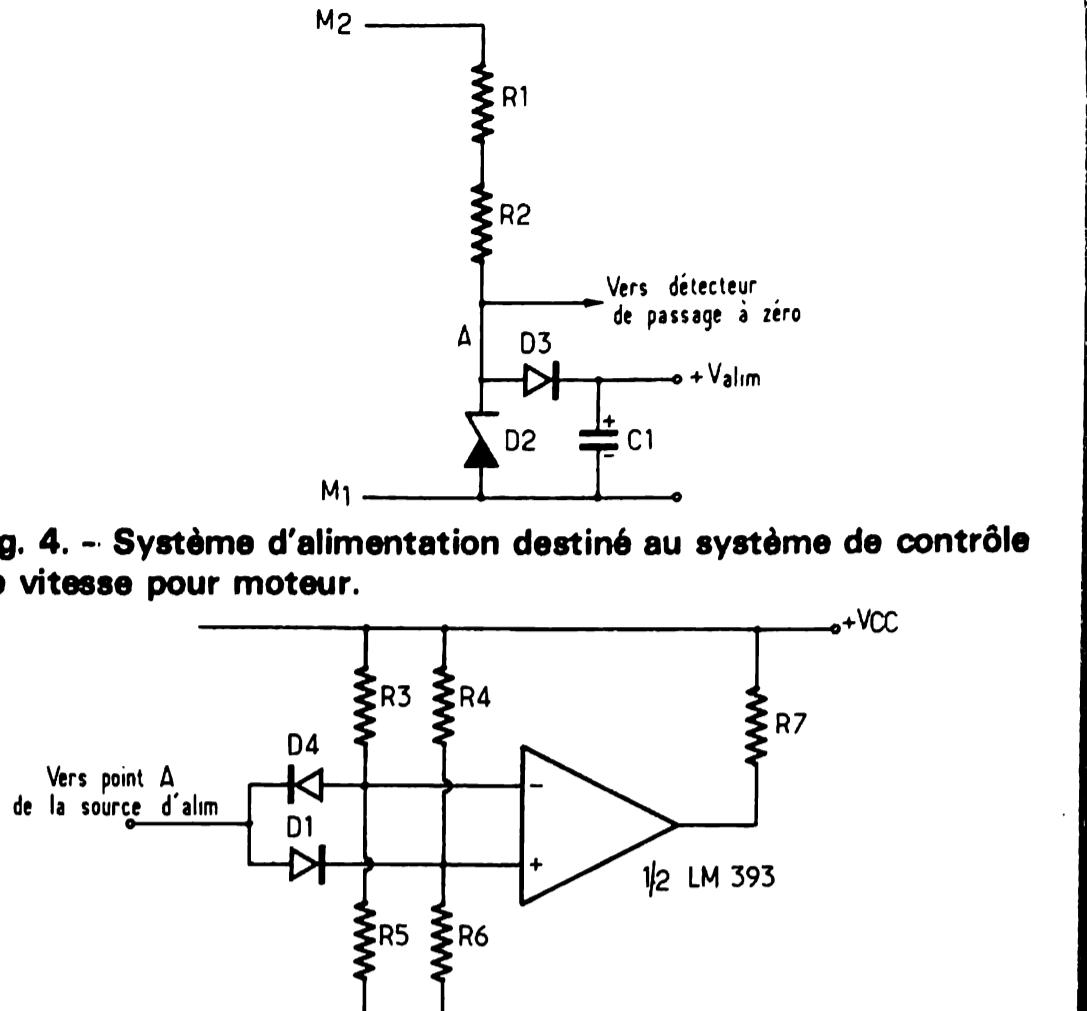


Fig. 5. - DéTECTEUR de passage par zéro.

2) Le détecteur de passage par zéro :

Le détecteur de passage par zéro sert à déterminer à quel moment le secteur change de polarité. Il est réalisé avec un comparateur double à entrées PNP de Texas Instruments, le LM 393. En l'absence de signal, il est polarisé de telle façon que son état soit 0 en sortie, c'est-à-dire avec l'entrée (-), plus positive que l'entrée (+). La tension générée aux bornes de la zener de la partie alimentation (III.1) permet de décaler ce point de fonctionnement par l'intermédiaire de 2 diodes :

- Quand l'alternance est positive, l'entrée non inverseuse est tirée au + 12 V faisant passer la tension de sortie à 1.
 - Quand l'alternance est négative, l'entrée inverseuse est tirée à 0 faisant passer la tension de sortie à 1.

Entre l'alternance négative et l'alternance positive, donc au passage à zéro, le comparateur délivre donc une impulsion négative (fig. 5).

3) Le générateur de rampe :

Il est réalisé très simplement. Le circuit LM 393 étant à sorties à collecteur ouvert, il est chargé par la résistance R_7 . Un condensateur placé entre la sortie et la masse transforme

le générateur d'impulsions en un générateur de rampe à pente positive (fig. 6).

4) Le comparateur de puissance :

Compte tenu de la faible puissance nécessaire pour commander un triac (notons tout de même que nous utilisons des types de triac à faible courant de gâchette ; moins de 5 mA pour le TIC 2060 et moins de 10 mA pour le TIC 225D), nous utilisons la moitié disponible du LM 393 comme comparateur de puissance.

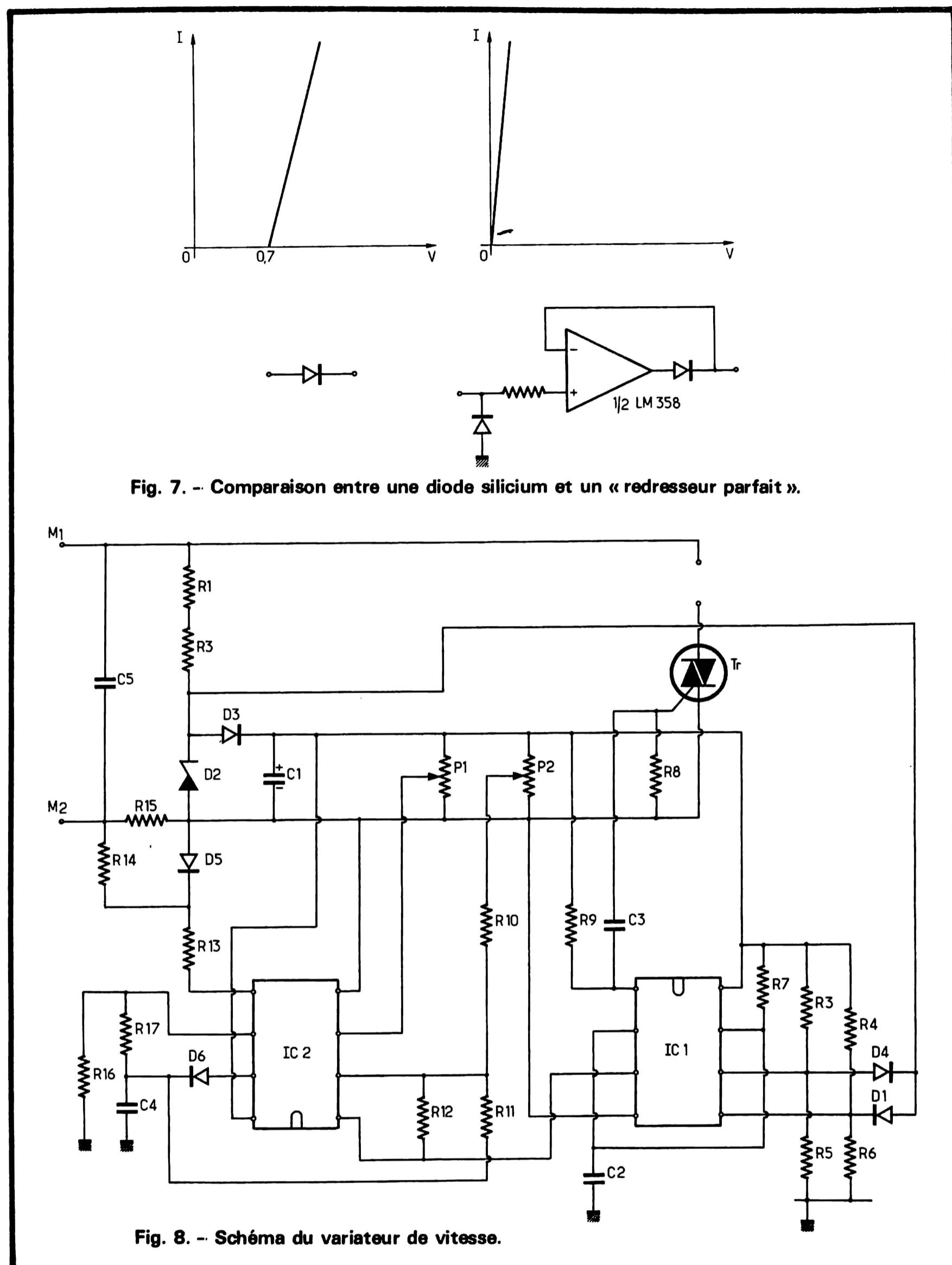
La forme particulière de la commande que nous utilisons permet à la fois de profiter au mieux de cette caractéristique favorable et de diminuer la consommation du système global.

5) Le détecteur de courant crête dans le moteur :

Le courant passant dans le moteur est transformé en une information de tension par l'intermédiaire d'une résistance de faible valeur ohmique placée en série dans un des fils d'alimentation. Une solution consiste à utiliser pour la détection de la valeur crête une diode germanium à cause de son faible seuil. Nous préférons pour notre part une diode silicium pour son faible coût. Bien que celle-ci présente un seuil important, il est possible en plaçant la diode dans la boucle d'un amplificateur opérationnel de s'affranchir de ce seuil (fig. 7). Par ailleurs nous avons donné à cet amplificateur opérationnel un gain supérieur à 1 de façon à n'avoir à utiliser qu'une résistance de mesure de faible valeur et donc de faible dissipation : un morceau de fil de constantan, de nichrome ou un morceau de fil de fer ordinaire ce qui est particulièrement économique.

6) L'amplificateur d'erreur :

L'étage amplificateur d'erreur n'appelle pas de commentaires particuliers si ce n'est que sa très grande impédance d'entrée ($5 M\Omega$) permet l'utilisation de capacité de faible valeur ($0,1 \mu F$) pour le détecteur de crête.



IV – La solution globale

Nous présentons le schéma global sur la figure 8. Le dessin du circuit imprimé est celui de la figure 9 et le schéma d'implantation celui de la figure 10. Bien que les résultats obtenus soient excellents, le circuit imprimé est simple et sa réalisation matérielle l'est aussi. Vu les petites dimensions du circuit imprimé on

peut envisager de le placer sur le côté de la perceuse en modifiant légèrement la forme de la poignée. Un bouton molleté permet d'afficher la vitesse désirée.

La mise au point se fait tout d'abord en réglant le potentiomètre P₁ pour obtenir le maximum de vitesse pour la position maximum de P₂. De cette façon en faisant varier P₂ on pourra faire varier la vitesse du moteur de 0 au maximum ensuite on ajustera la résistance

R₁₆ pour obtenir un bon fonctionnement.

Pour des grandes valeurs de R₁₆ (supérieures à $47 k\Omega$) et en fonction des caractéristiques du moteur à contrôler, on obtient un fonctionnement très stable mais un peu mou.

Pour des petites valeurs de R₁₆ (inférieures à $27 k\Omega$) le système bouclé est moins stable, mais on obtient la réponse à une augmentation du couple résistant plus nette. On choisira une valeur entre $100 k\Omega$ et

10 k Ω en commençant par 33 k Ω et on déterminera la meilleure valeur pour un fonctionnement net et bien stable.

Nous rappelons aussi qu'il est nécessaire de déconnecter la capacité d'antiparasitage placée aux bornes de la perceuse avant de faire les premiers essais.

Enfin on évitera de remplacer les composants préconisés par de soi-disants équivalents, notamment les triacs TIC 206D ou TIC 225D qui sont à faible courant gâchette.

Liste des composants

R₁ : 22 k Ω 1/2 W
 R₂ : 22 k Ω 1/2 W
 R₃ : 47 k Ω 1/4 W
 R₄ : 100 k Ω 1/4 W
 R₅ : 100 k Ω 1/4 W
 R₆ : 47 k Ω 1/4 W
 R₇ : 1 M Ω 1/4 W
 R₈ : 100 Ω 1/4 W
 R₉ : 10 k Ω 1/4 W
 R₁₀ : 4,7 M Ω 1/4 W
 R₁₁ : 4,7 M Ω 1/4 W

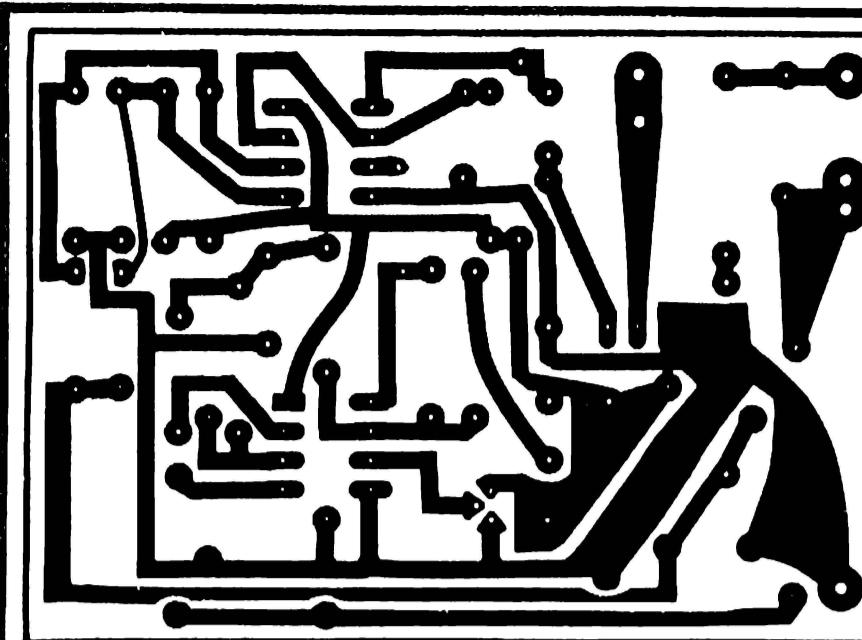
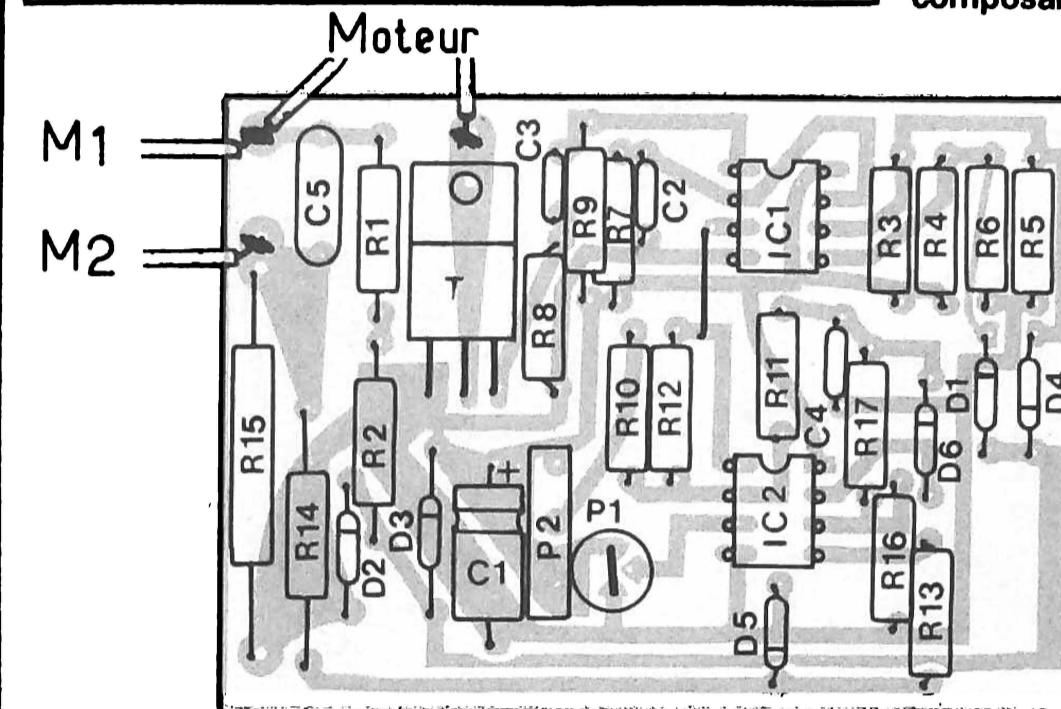
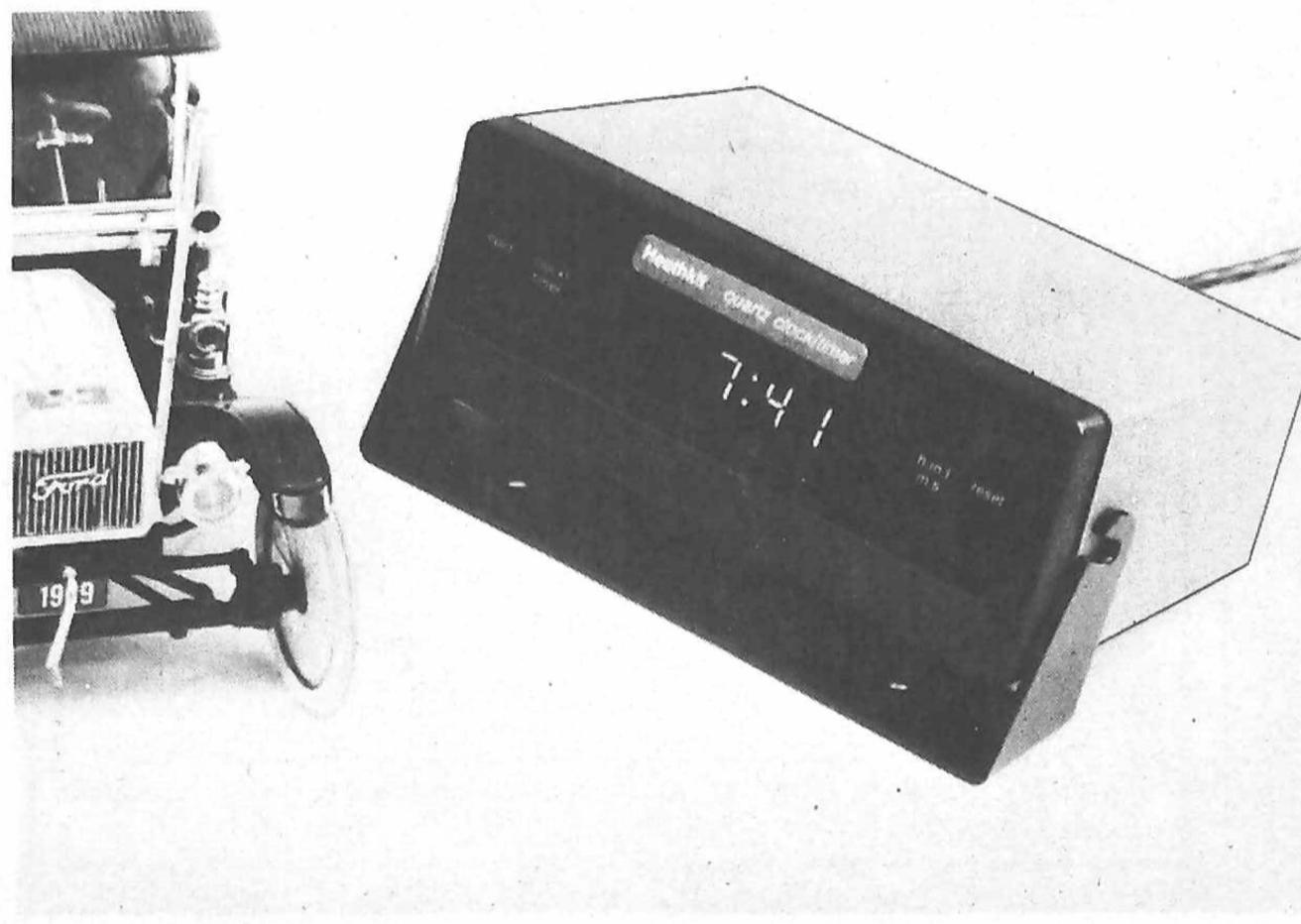


Fig. 9.
Circuit
imprimé
à l'échelle 1
vu côté
composant.



UNE HORLOGE CHRONOMETRE A QUARTZ



POUR VOITURE HEATHKIT GC 1415

CETTE pendule chronomètre à quartz fait partie d'une gamme de produits spécialisés dans l'automobile. C'est une pendule qui affiche l'heure sur 12 heures, à partir d'un afficheur à quatre chiffres sept segments.

Elle dispose de la fonction chronomètre avec arrêt du comptage, elle s'alimente sur la batterie de bord et son horloge interne est pilotée par quartz. Le chronomètre peut aller jusqu'à 24 heures et l'appareil peut afficher les heures et les minutes ou les minutes et les secondes.

Un circuit de réglage de brillance automatique atténue l'intensité de l'affichage lorsque la nuit vient, ce qui évite tout risque d'éblouissement et de distraction. Pour éviter le repérage de l'horloge dans la nuit et aussi pour économiser les batteries, l'afficheur est débranché lorsque la clé de contact n'est pas mise.

Cette pendule chronomètre sera très intéressante pour la course, le calcul des moyennes tenant compte des arrêts. Elle est vendue en kit, un kit relativement simple comme nous allons le voir.

Le schéma de principe

C'est un schéma très simple puisque l'appareil utilise des circuits intégrés très complexes, des circuits intégrés à grande échelle spécialement conçus pour ce rôle.

Nous avons ici deux circuits intégrés, U_3 et U_2 qui servent, l'un d'horloge, l'autre de chronomètre.

Deux circuits sont nécessaires pour maintenir les informations, l'horloge ne doit pas s'arrêter lorsque le chronomè-

tre est en service et réciproquement.

Les deux sorties des circuits sont raccordées en parallèle, ce mode de fonctionnement est possible parce que les circuits intégrés disposent d'une entrée dite de Blanking, une entrée qui permet de couper l'affichage.

Ces deux entrées sont les bornes 37, elles sont commandées par l'inverseur de fonction. Les deux circuits fonctionnent en permanence, l'intervention se fait au niveau des commandes.

L'oscillateur local est équipé d'un quartz monté directement

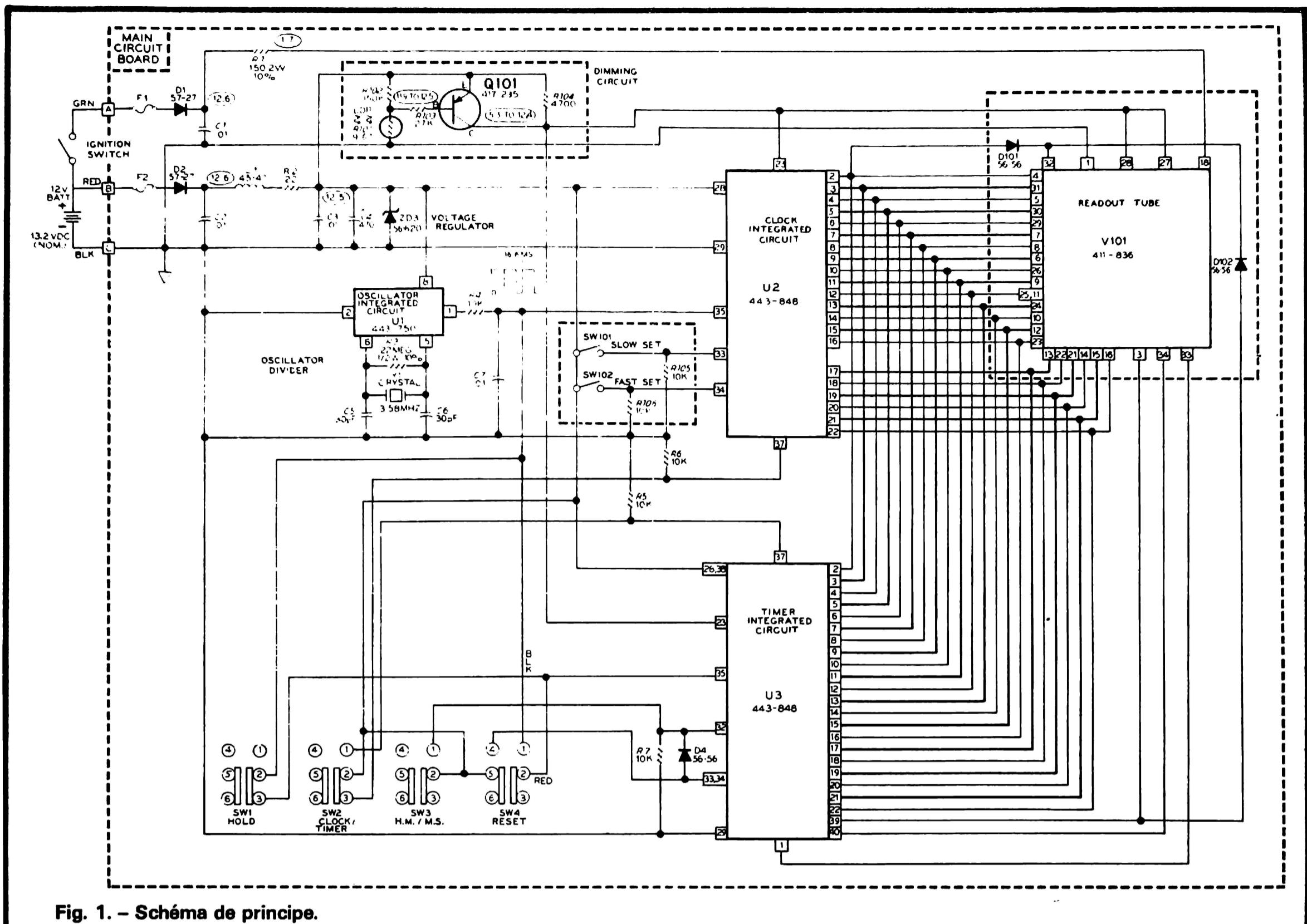


Fig. 1. – Schéma de principe.

aux bornes d'un circuit intégré oscillateur, le circuit U₁ un circuit spécialisé dans ce rôle. Il délivre des impulsions espacées de 16,6 ms, la fréquence est par conséquent de 60 Hz. Les circuits U₂ et U₃ sont programmés pour fonctionner à partir d'une horloge à 60 Hz. Dans d'autres utilisations ces circuits travailleront sur 50 Hz, dans ce cas, on polarisera différemment la borne 36 des circuits intégrés.

Le schéma synoptique des circuits intégrés U₂ et U₃ est donné figure 2. Les inscriptions sont dans la langue d'origine, l'anglais. Ces circuits sont des MM 5316N de NS ou d'une seconde source.

Sur la borne 35, entre le signal à 50 ou 60 Hz, il est remis en forme puis transformé en un signal à 1 Hz par un diviseur. Il entre alors dans un compteur de secondes, de minutes, et d'heures. Le circuit dispose aussi d'éléments de comparaison digitale permet-

tant de l'utiliser en réveil, pour l'équipement de postes auto-radio. Ces éléments ne sont pas utilisés ici. (On aurait pu s'en servir pour faire tourner un disque de stationnement !

motorisé !). Le grand rectangle est un convertisseur de code, il transforme les sorties des compteurs en des données utilisables directement par l'afficheur.

L'entrée dite de blanking permettra de couper l'afficheur, deux entrées, 33 et 34 serviront à effectuer la mise à l'heure.

Un circuit annexe a été installé ici, il utilise une photorésistance et le transistor Q 101: Ce circuit sert à compenser l'éclairage de l'afficheur en fonction de la lumière ambiante. Lorsque l'éclairage est faible, la valeur de la résistance de l'élément est élevée, le courant de sortie du transistor baissera.

La réduction de consommation de l'horloge est confiée à l'interrupteur de contact, cet interrupteur coupe le chauffage de l'afficheur. Le courant de chauffage est limité par une résistance de 150 Ω 2 W.

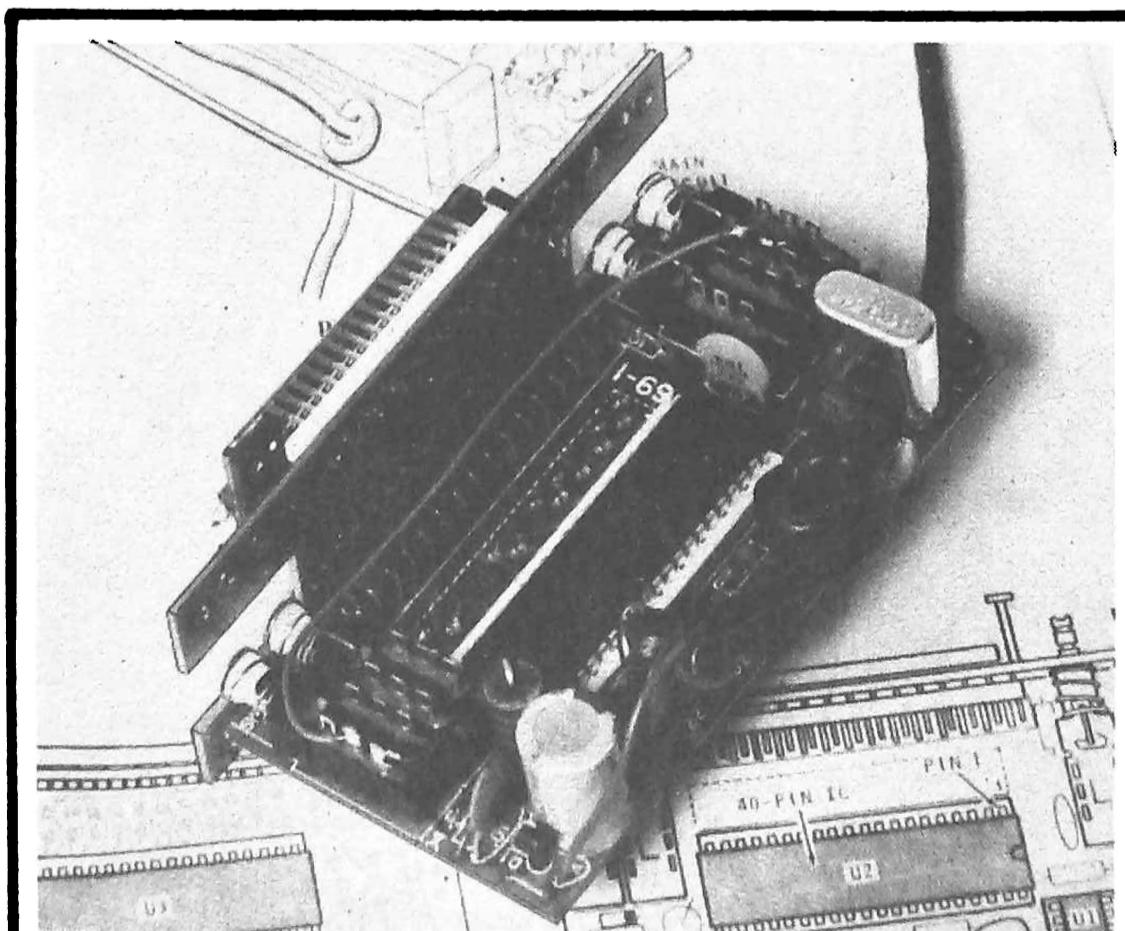


Photo A. Les deux circuits imprimés, assemblés, prêts pour les essais.

La fabrication

Comme d'habitude, nous nous sommes lancés dans la fabrication du kit. Une fois de

plus, nous avons constaté que cette fabrication était parfaitement téléguidée. Notre notice était en anglais, le catalogue indique qu'elle est en français, cela s'explique sans difficulté, nous avons eu l'une des premières horloges, ce qui explique tout. Nous connaissons le sérieux de ce fabricant et sommes sûrs de la parution de cette notice française. Nous avons eu ici un petit problème de fabrication, en effet, une page de la notice avait échappé aux plombs de l'imprimeur et par conséquent il n'y avait pas d'explication concernant le montage des diodes. Dans quel sens les installer ? Nous avons fini par trouver ce qui nous manquait dans une page rectificative.

La construction se fait pas à pas, page à page, on commence par bien repérer les composants, ils sont tous sur la nomenclature, avec la couleur des anneaux de repérage pour les diodes. Les circuits intégrés sont montés sur des tampons de mousse conductrice, des dessins indiquent comment reconnaître une résistance, un condensateur, une vis aux normes américaines.

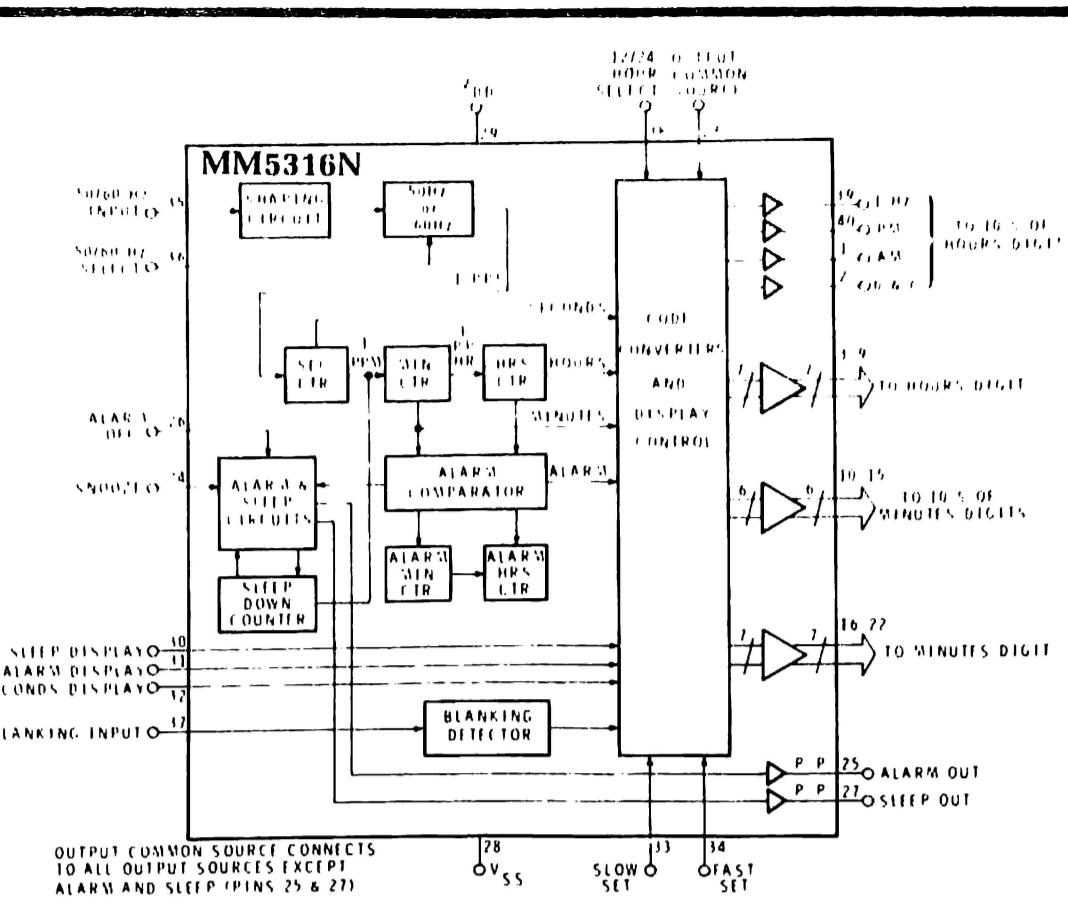


Fig. 2. – Schéma synoptique des circuits intégrés U2 et U3.

Deux circuits imprimés sont nécessaires, les circuits intégrés y sont montés sur support, ainsi d'ailleurs que l'afficheur (une pièce à ménager, elle est en verre).

Le travail commence avec l'installation des composants sur le circuit de l'afficheur, les circuits sont en verre époxy à double face, des réserves de soudure sont aménagées pour éviter la formation de ponts.

Deux des supports doivent être amputés de leurs broches, une opération délicate mais correctement illustrée.

On devra aussi monter soi-même les contacts de remise à l'heure, ce sont des contacts élastiques à très faible course et action positive, des contacts à rupture brusque. La photo résistance doit être montée au-dessus du support imprimé,

il ne manque pour son montage, qu'une échelle indiquant ce que représente une longueur d'un demi pouce.

Une fois les deux circuits montés, il ne reste qu'à y souder les fils d'alimentation, monter les circuits intégrés en prenant les précautions propres aux circuits MOS.

L'afficheur a des pattes assez fines, il n'est pas très facile à installer.

Les tests se font à partir d'une alimentation de 12 V, notre appareil a fonctionné du premier coup ! Nous n'avions pas fait d'erreur de montage.

Pour l'assemblage final, on devra se reporter aux illustrations. Plusieurs modes de fixation sont offerts par le constructeur, un étrier ou simplement de l'adhésif double face. Suivant le mode de fixation, on fera des trous latéraux pour l'étrier. Toutes les cotes de fixation sont données. La pendule sera alimentée directement sur des câbles ou la tension d'alimentation sera présente. Les fils sont raccordés en utilisant des cosses enfichables ou des « dominos » AMP spéciaux.

Conclusions

Si avant de partir en vacances, vous voulez vous amuser à mesurer le temps que vous passerez dans les embouteillages, alors lancez vous dans la construction de cette horloge chronomètre. Si vous n'êtes intéressés que par l'heure, alors vous pourrez acquérir un modèle plus simple et par conséquent moins cher. Il utilise une électronique identique et le même boîtier.

E.L.



Photo B. – Les composants pêle-mêle avant la vérification. On reconnaîtra ici l'afficheur, les circuits intégrés et imprimés.

PRESSE TECHNIQUE ETRANGERE

OSCILLATEUR A C.MOS AVEC RAPPORT CYCLIQUE DE 50 %

UN rapport cyclique de 50 % est obtenu lorsque les deux alternances, positive et négative, d'un signal rectangulaire, sont de durée égale. Si T est la période totale, les périodes partielles étant T_1 et T_2 , on a :

$$T = T_1 + T_2$$

et si $T_1 = T_2$, on a :

$$T = 2 T_1 = 2 T_2.$$

La fréquence du signal rectangulaire est alors, dans tous les cas, donnée par la formule générale :

$$f = \frac{1}{T}$$

En utilisant des C MOS pour réaliser un multivibrateur astable, pour la génération de tensions rectangulaires, on obtiendra souvent une variation importante du rapport cyclique, lorsque V_{TH} varie.

La tension V_{TH} est la tension de commutation de seuil de la grille (ou porte) d'un C MOS. Ces variations peuvent faire

varier le rapport cyclique entre 25 % et 75 %.

A la figure 1 on donne le schéma classique d'un multivibrateur astable utilisant deux éléments d'un circuit intégré C MOS du type 4069. Ce circuit intégré contient 6 éléments identiques qui sont tout simplement des inverseurs. Dans ce schéma on n'en utilise que deux, que nous avons désignés par A_1 et A_2 . La fréquence d'oscillation de ce montage est calculable à l'aide de la formule :

$$f = \frac{1}{2 R_T C_T} \text{ hertz}$$

Dans le schéma de la figure 1 on a $R_T = 47 \text{ k}\Omega$, $C_T = 1 \text{ nF}$.

De ce fait, la fréquence f doit être égale à :

$$f = \frac{1}{2 \cdot 47 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}} \text{ Hz}$$

ce qui donne :

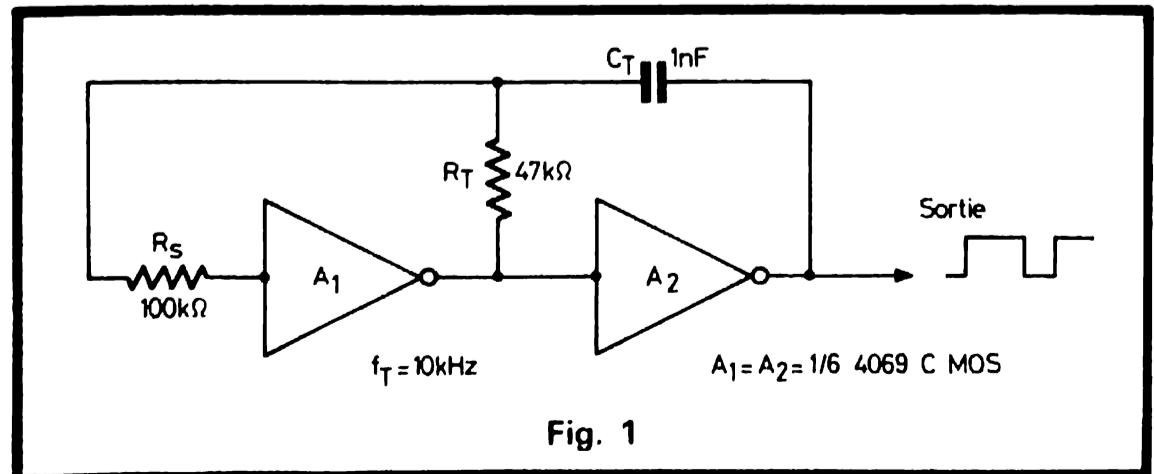
$$f = 10 \text{ kHz environ.}$$

Bien entendu, d'autres valeurs de f pourront être

obtenues en modifiant R_T ou C_T , ou les deux. Le signal de sortie est axé sur la tension $V_{DD}/2$, où V_{DD} est la tension d'alimentation du circuit intégré, sextuple inverseur, utilisé.

Si l'on exige un rapport cyclique de 50 % on aura recours au montage aussi simple que le précédent, dont le schéma est donné à la figure 2.

Ce perfectionnement est



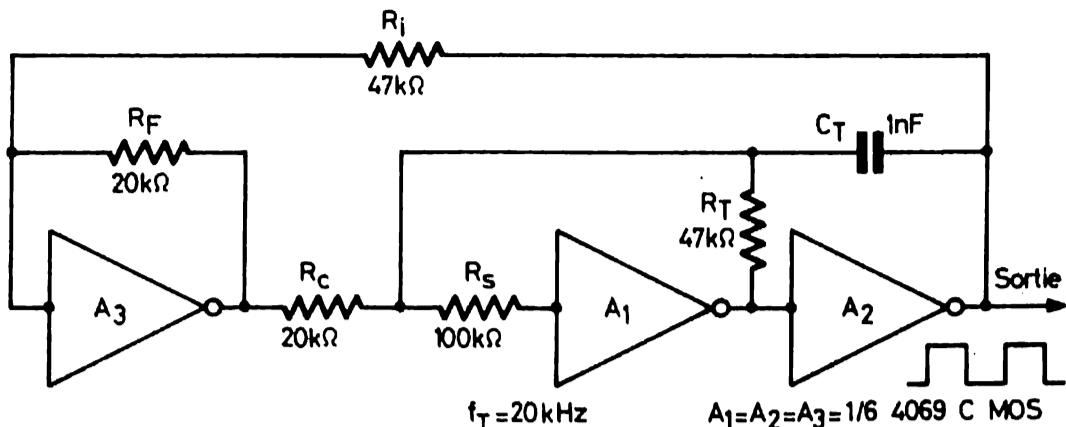


Fig. 2

proposé par Bill Olschewski dans Electronics Vol. 52 n° 5 (mars 1979).

Par rapport au montage classique, celui de Bill Olschewski comprend juste un troisième élément de plus du même CI. Cet élément est désigné par A_3 et se trouve à gauche sur le schéma. La partie $A_1 - A_2$ est identique à celle du multivibrateur astable classique.

A noter que A_3 est soumis à la contre-réaction grâce à la résistance R_F montée entre sa sortie (inverseuse) et son entrée. De plus, A_3 est couplé par A_1 par R_c de $20\text{k}\Omega$. Remarquons aussi, une contre-réaction globale entre la sortie de A_2 et l'entrée de A_3 , réalisée avec la résistance R_t de $47\text{k}\Omega$.

Avec ce montage et les valeurs pratiques des composants passifs R et C, et les éléments actifs inverseurs du même C MOS du type 4069, la fréquence est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{R_T C_T} \text{ hertz}$$

avec R en ohms, C en farads, f en hertz.

Si $R_T = 47\text{k}\Omega$ (valeur normalisée) et $C_T = 1\text{nF}$, on trouve pour f, le double de la valeur obtenue avec le montage précédent, soit :

$$f = 20\text{ kHz},$$

en confondant $47\text{k}\Omega$ avec $50\text{k}\Omega$.

A la sortie on a dessiné la forme symétrique du signal

axé sur la tension $V_{DD}/2$. Ces résultats peuvent être obtenus à d'autres fréquences en satisfaisant à certaines conditions :

$$R_i/R_F = 2,33$$

$$R_c R_i = R_F R_T$$

Vérifions que ces conditions sont remplies dans le montage de la figure 2. On a $R_i = 47\text{k}\Omega$, $R_F = 20\text{k}\Omega$ donc,

$$\frac{R_i}{R_F} = \frac{47}{20} = 2,35$$

Ensuite, on a $R_c = 20\text{k}\Omega$, $R_i = 47\text{k}\Omega$, $R_F = 20\text{k}\Omega$, $R_T = 47\text{k}\Omega$, donc :

$$R_c R_i = 20 \cdot 47 = 94 (\text{k}\Omega)^2$$

$$R_F R_T = 20 \cdot 47 = 94 (\text{k}\Omega)^2$$

Les deux conditions sont satisfaites. En essayant les deux montages, on remarquera qu'avec un seul 4069, on dispose de six inverseurs, permettant de réaliser les deux versions et de les comparer.

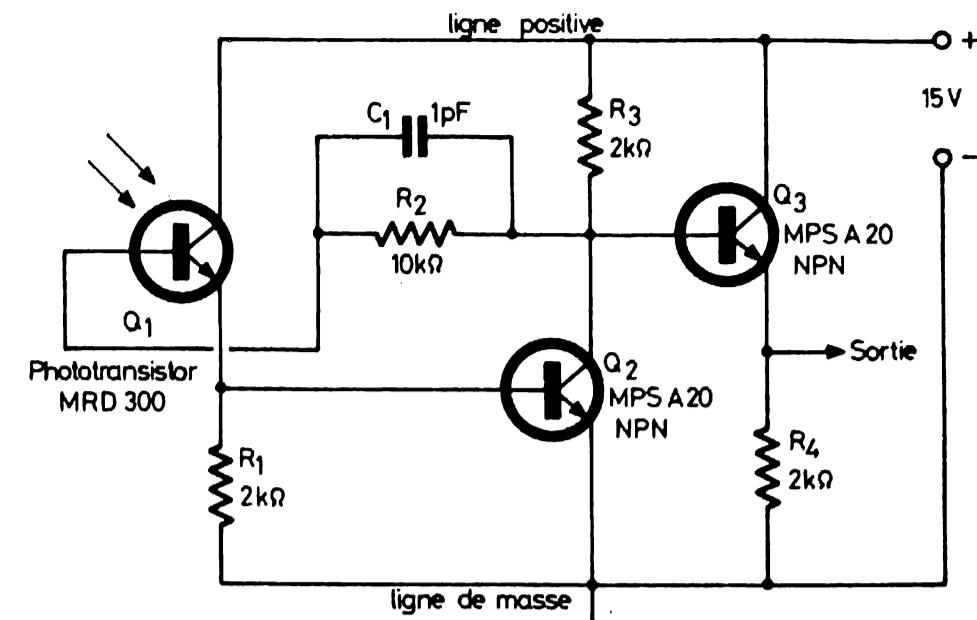


Fig. 3

Photo-transistor à réponse rapide

Dans le même Electronics (Vol. 52 n° 5) il est proposé par Vernon P. O'Neil de la Société Motorola, un circuit simple, utilisant un phototransistor MRD 300 épitaxial, permettant d'obtenir une réponse plus rapide qu'avec d'autres montages de ce genre.

La structure épitaxiale du phototransistor est indispensable. Il est probable que ce montage donnerait satisfaction avec d'autres types de phototransistors épitaxiaux.

A la figure 3 on donne le schéma du montage proposé par O'Neil. On y trouve le phototransistor Q1, dont la base est accessible. Ce semiconducteur est monté en collecteur commun, relié à la ligne positive du montage amplificateur proposé. La liaison de Q1 à Q2 est

directe et s'effectue entre l'émetteur de Q1 et la base de Q2.

Ce transistor est monté en émetteur commun, relié à la ligne de masse. De ce fait, Q2 amplifie la tension reçue. Le collecteur de Q2 est relié directement au transistor final.

Q3 monté en collecteur commun, ce qui permet de créer sur l'émetteur, une sortie à basse impédance, inférieure à $2\text{k}\Omega$, valeur de R4.

Remarquons comme particularité de cet amplificateur, la boucle de rétroaction composée de C1 de 1 pF et R2 de $10\text{k}\Omega$. Il s'agit de contre-réaction car Q1 est non inverseur et Q2 est inverseur.

Lorsqu'un signal lumineux alternatif, rectangulaire, est appliqué à la base de Q1, la réponse obtenue à la sortie, se présente comme un signal électrique, dont la déformation est faible. Cela est visible sur l'oscillogramme de la figure 4.

Grâce au choix de Q1 et de la contre-réaction, la durée de variation du signal d'entrée est réduite à 1% de sa valeur normale, sur la jonction base-collecteur. Il y a aussi réduction de la charge de la capacité d'entrée et de la décharge.

Le temps de montée du phototransistor choisi, est de $2,5\text{\mu s}$ et le temps de chute est de 4\mu s lorsque le montage est classique. Dans le cas du circuit proposé, Q2 sert d'amplificateur de contre-réaction, ce qui porte la base du phototransistor Q1 à une tension constante lorsque le niveau du signal d'entrée varie. Comme la capacité effective d'entrée doit être

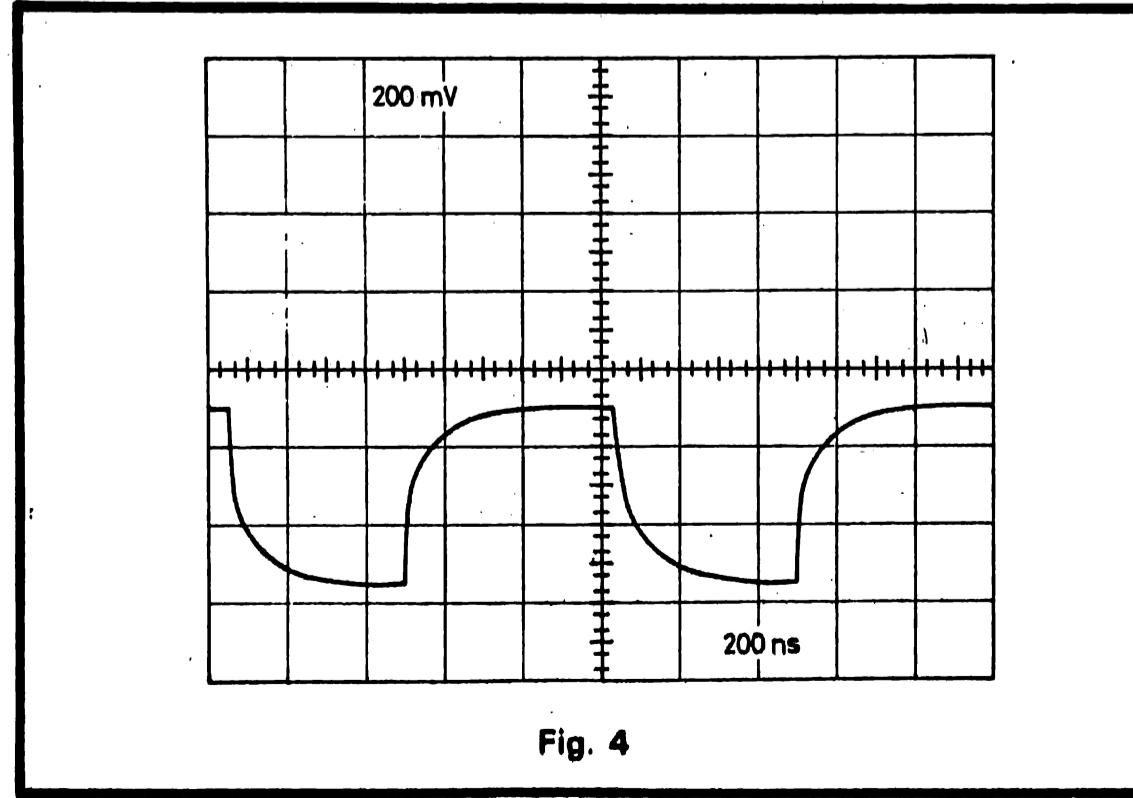


Fig. 4

**1976
succès
sur mars !**

...un objectif précis
une route sûre...
à 340 millions de
km de la Terre, la
sonde VIKING 1,
atterrit sur Mars
et l'examine.

**TRIOMPHE DE
L'ELECTRONIQUE
L'ELECTRONIQUE
PEUT TOUT !**



quel électronicien serez-vous ?

Vous ne pouvez le savoir à l'avance ; le marché de l'emploi décidera.

seule chose certaine, c'est qu'il vous faut une large formation professionnelle afin de pouvoir accéder à n'importe laquelle des innombrables spécifications de l'Electronique.

Une formation INFRA qui ne vous laissera jamais au dépourvu : INFRA...

cours progressifs par correspondance RADIO-TV-ELECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION ÉLÉMENTAIRE, MOYEN, SUPÉRIEUR

Formation, Perfectionnement, Spécialisation. Cours utiles aux candidats des carrières de l'industrie privée et aux candidats des diplômes d'état. (CAP - BEP - BP - BTS, etc. Formation théorique). Orientation professionnelles - Facilités de placement.

TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs)

Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors. **MÉTHODE PÉDAGOGIQUE INÉDITE** «Radio - TV - Service» : Technique soudure - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages possibles. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés.

FOURNITURE : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.

NOUVEAUX PROGRAMMES

★ TECHNICIEN

Radio Electronicien et T.V.
Monteur, chef-monteur, dépanneur-aligneur, metteur au point.
NIVEAU DEPART : BEPC - Durée 1 an.

★ INGÉNIEUR

Radio Electronicien et T.V.
Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.
NIVEAU DEPART : BAC MATH - Durée 3 ans.
(Plate-forme de départ)

★ TECHNICIEN SUPÉRIEUR

Radio Electronicien et T.V.
Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur.
NIVEAU DEPART : BEPC-BAC - Durée 2 ans

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT :

- DESSIN INDUSTRIEL
- AVIATION
- AUTOMOBILE
- ELECTROTECHNIQUE

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, RUE JEAN-MERMOZ • PARIS 8^e • Tél. : 225.74-65
Metro : Saint-Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs-Elysées

ENSEIGNEMENT PRIVÉ A DISTANCE

NOUVELLE SECTION : ÉLECTRICITÉ GÉNÉRALE ET ÉLECTROTECHNIQUE

VEUILLEZ M'ADRESSER SANS ENGAGEMENT
VOTRE DOCUMENTATION GRATUITE HR

(ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi)

I BON
à découper
ou à
recopier

Degré choisi

I NOM

PRÉNOM

I ADRESSE



chargée et déchargée et, comme elle est réduite, ces opérations sont plus rapides.

Q₃ sert tout simplement de « buffer » (tampon) et permet de « sortir » le signal sur faible impédance ce qui facilite le branchement de l'appareil sur une entrée d'impédance égale ou supérieure.

Dans le cas du montage de la figure 3 les temps de montée et de descente sont réduits jusqu'à 100 ns. Sur l'oscillogramme, une division représente 200 ns et il est visible que les montées et les descentes sont approximativement de 100 ns.

Remarquons que la période du signal est de 2 000 ns ou $2 \cdot 10^{-6}$ secondes, ce qui correspond à une fréquence,

$$f = \frac{1}{T} = \frac{10^6}{2} = 500\ 000 \text{ Hz,}$$

ou 500 kHz

Tout signal de fréquence plus réduite, donc de période plus longue, conservera les mêmes temps de montée et de descente. Par contre, si f est plus grande que 500 kHz, les demi-périodes seront de plus en plus courtes et lorsque $T/2$ sera inférieure à 100 ns, la forme du signal sera comme celle due à une forte intégration, d'où également, diminution de l'amplitude. La forme sera proche de celle d'une tension triangulaire.

Pour des fréquences modérées, l'amplitude est de 200 mV au maximum.

Dans la communication de l'auteur, on mentionne des références à des montages

antérieurs publiés dans Electronics suivants : 2 mars 1978, page 132 ; 27 avril 1978, page 154 et 17 août 1978, page 105.

Montages expérimentaux à amplificateurs opérationnels

Simples et de montage rapide, les circuits que nous allons analyser ont été proposés dans Electronics Experimenter's 1979 par Sol D. Prenski, auteur bien connu des fervents de l'électronique depuis de nombreuses années. Voici d'abord, à la figure 5 un montage d'essais des amplificateurs opérationnels. Le montage permanent comporte tous les composants indiqués sur le schéma sauf celui de l'amplificateur opérationnel à essayer.

Lorsque l'échantillon à vérifier est en place, le montage est celui d'un multivibrateur astable. Le circuit intégré produit alors des signaux rectangulaires à la sortie. Cette dernière peut être reliée par S_1 en position « fermé » à un haut-parleur de 8Ω en série avec une résistance R_5 de 330Ω .

En raison de la forte valeur de R_5 , celle du H.P. peut être largement supérieure à 8Ω . Dans tous les cas, la sortie débite sur la résistance R_4 de $2 \text{ k}\Omega$. Deux bornes (A) et (B) permettent le branchement

d'un voltmètre pour alternatif

qui indiquera évidemment, si le multivibrateur fonctionne en fournissant à sa sortie, un signal alternatif, d'ailleurs, de forme rectangulaire.

Pour reconnaître la qualité de l'amplificateur opérationnel et mesurer avec une bonne précision la tension crête à crête du signal de sortie, il est recommandé d'utiliser un voltmètre alternatif à forte résistance, comparativement à celle de R_4 de 2 000 Ω . Un modèle de 5 000 Ω par volt ou mieux est recommandé. On devra obtenir, avec une alimentation de ± 9 V (c'est-à-dire deux sources de 9 V en série) une tension crête à crête de 12 V environ.

Si S_1 est fermé, la tension baisse jusqu'à 6 V crête à crête et le H.P. émet un son à la fréquence du signal. La fréquence de l'oscillateur est déterminée par la constante de temps $R_2 C_1$ qui, d'après les valeurs du schéma est $T_0 = 270 \cdot 10^3 \cdot 5 / 10^9 = 0,00135$ s ou $T_0 = 1,35$ ms.

La fréquence est de l'ordre de grandeur de $1/T_0$:

Avec le montage proposé, on pourra essayer de nombreux CI opérationnels alimentés sur deux sources de tension ; comme le 741 par exemple qui possède une compensation interne. D'autres AOP (amplificateurs opérationnels) ne nécessitant pas de capacité extérieure de compensation sont les suivants : LM 107, MC 1556, CA 3100S, HEP 6052 P.

Par contre, les LM 101A, NE531, 709, 748 et HEP

6053 P, ne sont pas compensés à l'intérieur du boîtier et doivent être munis de la capacité de compensation recommandée.

Voici maintenant, à la figure 6, un montage d'expérimentation à diodes électroluminescentes (LED). On peut voir que l'AOP, tout comme celui évoqué plus haut, est monté en multivibrateur astable. Il est alimenté sur deux sources en série avec point commun représentant la masse indiquée sur le schéma. Le signal de sortie est appliqué à deux diodes en série, D₁, une 1N 914 et D₂, une LED quelconque.

Lors d'une alternance du signal de sortie, les deux diodes sont conductrices et la LED s'allumera à chaque demi-période du signal.

Si l'on branche aux points (A) et (B) le circuit (b) à quatre diodes, l'effet lumineux sera plus amusant. En effet, lors d'une alternance du signal, la LED 3, rouge, s'allumera et de ce fait, la LED 2, verte, restera éteinte. A l'autre alternance, la LED 2 s'allumera et la LED 3 sera éteinte.

Si la fréquence f est assez basse, les lumières interrompues apparaîtront nettement. Les deux montages des figures 5 et 6 peuvent devenir des instruments électroniques simples de musique. Dans le cas de la figure 5, le H.P. sera remplacé par une connexion et un amplificateur BF sera connecté aux bornes de R_5 , comme indiqué à la figure 7.

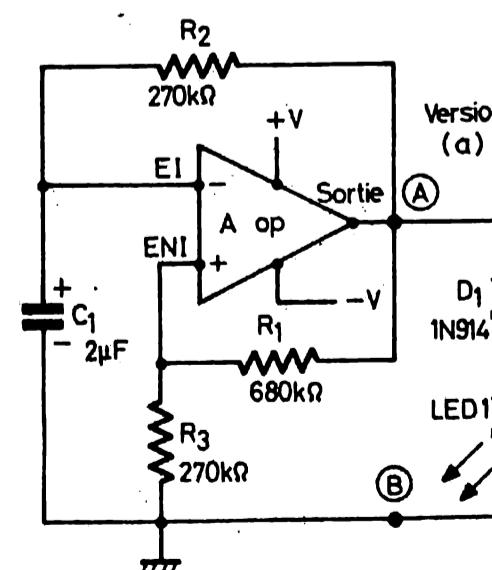
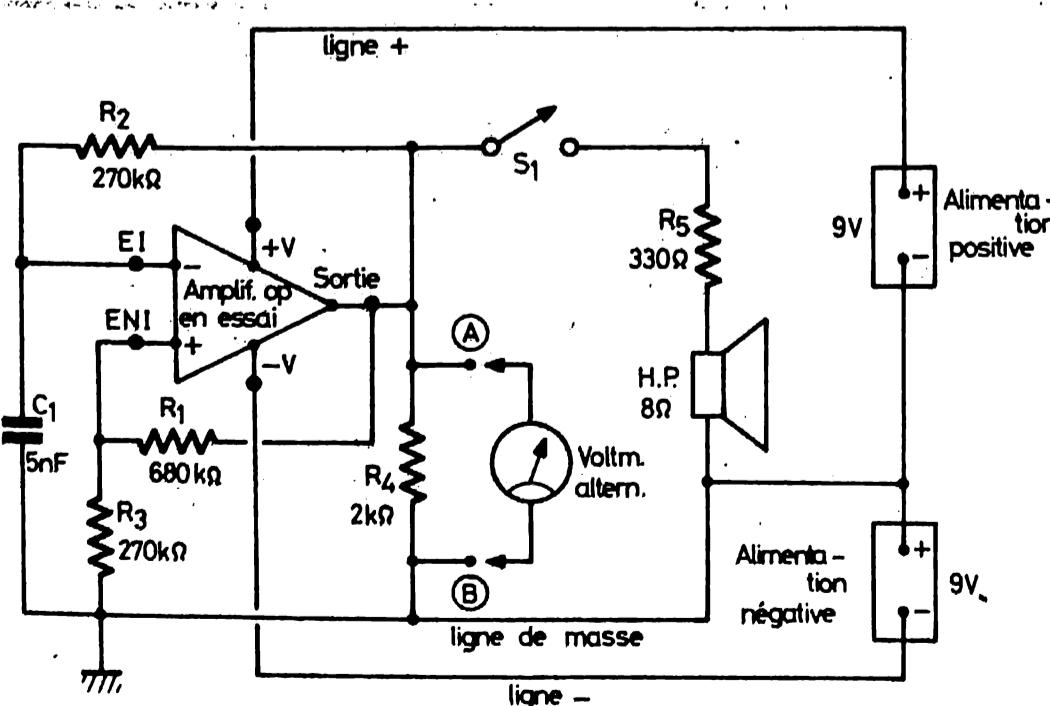


Fig. 6

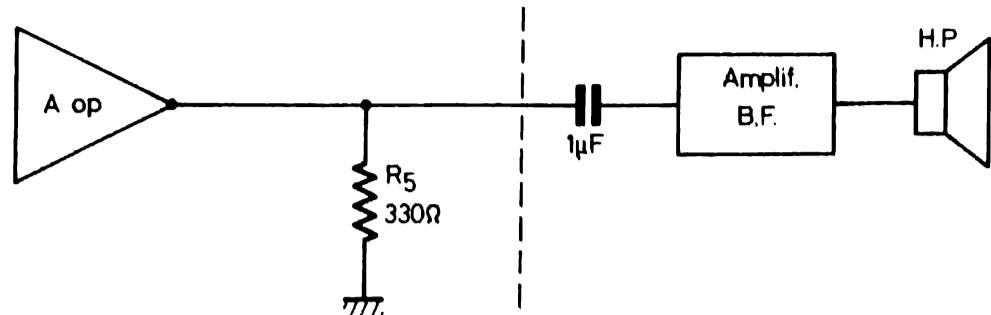


Fig. 7

On pourra, dans ce cas, supprimer R_4 et le voltmètre. Comme la fréquence f dépend de R_2 et C_1 , une bonne solution pour faire varier la hauteur du son est de remplacer R_2 par une résistance variable de $500\text{ k}\Omega$ et de commuter plusieurs condensateurs de valeurs différentes à l'emplacement de C_1 .

A la figure 8 on donne le schéma d'un amplificateur pour microphone à faible impédance. Comme il s'agit d'un amplificateur et non d'un oscillateur, cas des montages précédents, on a supprimé la boucle de réaction à résistance, reliant la sortie à l'entrée non inverseuse. A part cela, le montage proposé présente des analogies avec les précédents, afin de faciliter aux expérimentateurs, la transformation d'un montage en un autre. Le microphone est monté en série avec R_1 de $1,2\text{ k}\Omega$, entre la masse (commun des deux sources d'alimentation) et l'entrée inverseuse.

Un montage analogue peut être réalisé selon la figure 9 où le microphone est inséré dans le circuit de l'entrée inverseuse. Mêmes valeurs des composants que dans le montage de la figure 8.

Le gain de ces amplificateurs, à contre-réaction est déterminé par le rapport R_2/R_1 . Si $R_2 = 240\text{ k}\Omega$ et $R_1 = 1,2\text{ k}\Omega$, le gain est :

$$G_v = \frac{240}{1,2} = 200 \text{ fois}$$

ce qui s'exprime aussi par 40 dB de tension.

Si le microphone est à haute impédance, de l'ordre du mégohm, on préconise le montage de la figure 10.

Le microphone est monté en parallèle sur R_3 de $1\text{ M}\Omega$ ce qui permettra la polarisation de l'entrée non inverseuse. Remarquons la capacité de compensation nécessaire avec un 748, mais non avec un 741.

La valeur de cette capacité est 3 pF .

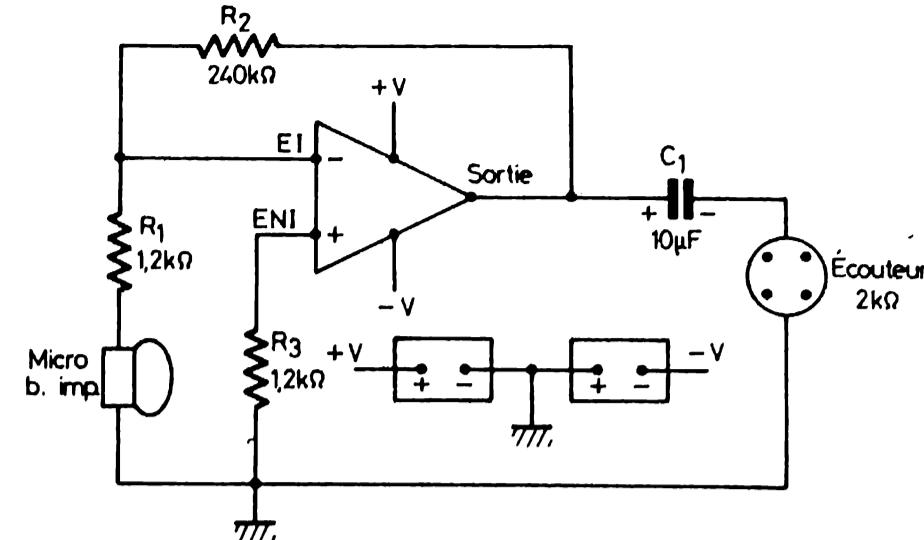


Fig. 8

Nouveautés de l'année

Dans Planar News, édité par SGS, vol. 3 n° 12 (avril 1979), on relève de nombreux dispositifs électroniques, nouveaux composants, appareils, procédés.

Signalons d'abord le Nanocomputer pour l'éducation avec lequel SGS-ATES pénètre dans le domaine de l'enseignement. Cet appareil est à usage éducatif et possède plusieurs aspects que l'on ne retrouve dans aucun autre système. Le système complet est un micro-ordinateur, basé sur le puissant microprocesseur Z80 et comprend, outre un système de câblage d'éléments sans soudure, un logiciel spécialement conçu dans une optique éducative, de nombreux périphériques en option et enfin, trois volumes spécialement écrits pour l'enseignement, qui seront disponibles

dans la plupart des langues européennes.

La construction modulaire du Nanocomputer permet à l'étudiant, aussi bien de l'agrandir à son gré que de l'adapter à son niveau.

Trois niveaux principaux sont à noter :

(a) étudiants sans aucune connaissance des ordinateurs ou de l'électronique digitale : livre 1 avec le micro-ordinateur de base ;

(b) étudiants ayant des connaissances en électronique digitale : livre 2 avec le poste d'expérimentation ;

(c) étudiants possédant des connaissances plus importantes : livre 3 plus le micro-ordinateur, le poste d'expérimentation et le logiciel additionnel.

A un enseignement de très haut niveau, il est possible de faire évoluer le Nanocomputer vers un micro-ordinateur tout à fait industriel, permettant ainsi de concevoir des programmes de recherche individuels. Avec son matériel à

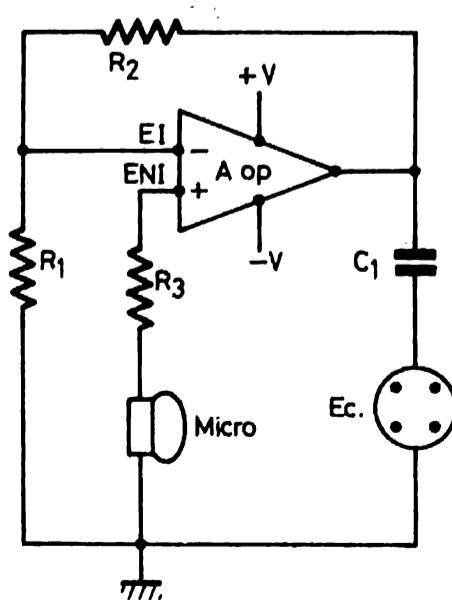


Fig. 9

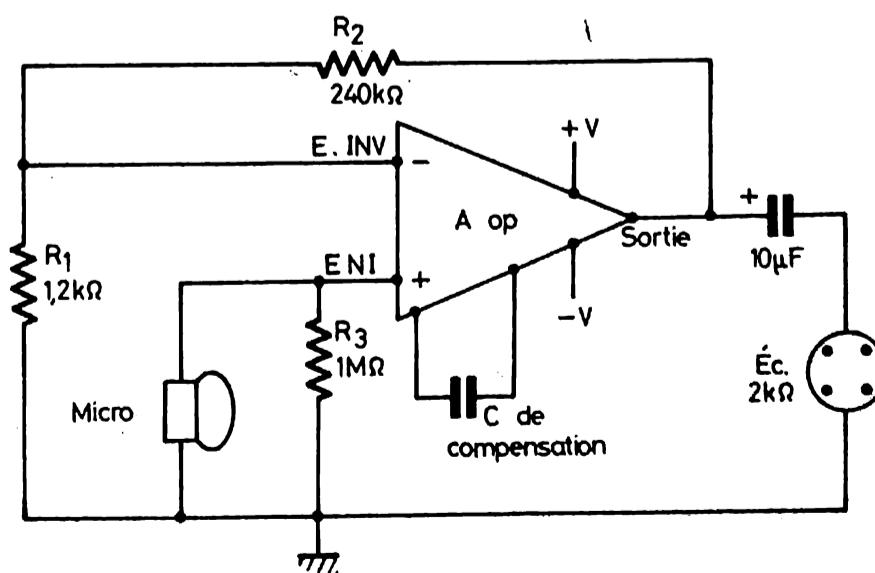


Fig. 10

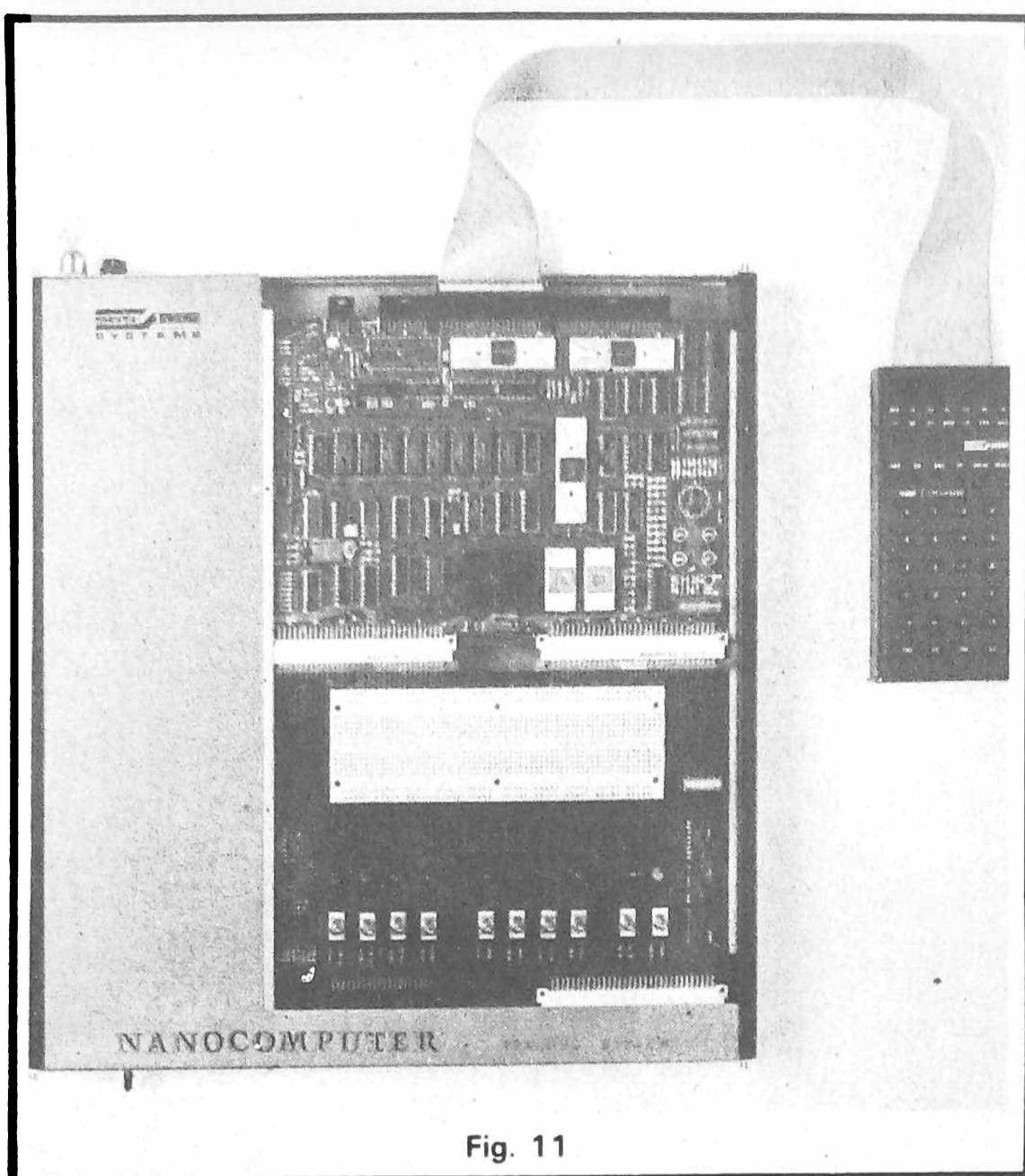


Fig. 11

l'usage éducatif, ses logiciels et livres spécialisés, le système Nanocomputer apporte une nouvelle dimension au monde des ordinateurs pour l'enseignement.

A la figure 11, on donne l'aspect de cet appareil, susceptible de modifier profondément les systèmes actuels d'enseignement. Nous ne possédons pas encore de schéma, même simplifié de cet appareil.

Egalement dans Planar News cité plus haut, un article concernant la Radio, intitulé Now EPM brings radio tuning up to TV standards (Mémorisation des programmes radio). La recherche automatique électronique des stations, la mémorisation de la tension d'accord de la station et le rappel automatique de la station se font par action sur une touche. Ces caractéristiques sont maintenant réalisables dans les radio-récepteurs en utilisant le système « Mémorisation Electronique des programmes » M 193 de SGS-ATES.

Le E.P.M. est un circuit intégré monolithique utilisant la technologie « N-channel silicon gate », qui utilise : l'intégration d'une R.A.M. non volatile de 272 bits pour mémoriser les informations de 16 sta-

tions, un convertisseur digital analogique fournissant la tension d'accord varicap, contrôle et générateur logique pour vérifier la génération de la tension varicap et de la commutation des bandes.

L'E.P.M. est prévu pour travailler avec des circuits de recherche et d'arrêt sur les stations en mode manuel, semi-automatique ou automatique.

En plus des opérations par touches, l'E.P.M. peut aussi être employé avec un système de recherche par potentiomètre pour ceux qui préfèrent toujours la recherche manuelle par commande rotative. De toute façon, même dans cette configuration, l'E.P.M. permet toujours la mémorisation de 16 stations et le rappel de ces stations par action sur une touche.

Les circuits complémentaires de la famille E.P.M. sont le M 190 encodeur 16 programmes et le M 192 décodeur driver 7 segments.

A la figure 12 on donne le schéma simplifié de ce dispositif. On trouvera le schéma complet dans la revue citée. Pour terminer, citons un autre article paru dans Planar News, Switching transistors approach 1000 V barrier (transistors de commutation qui approchent la barrière des 1000 V).

Les alimentations à découpage possèdent un grand nombre d'avantages sur les alimentations conventionnelles. Par contre, leur utilisation dans les circuits de fortes puissances a été limitée dans le passé à cause de l'absence de transistors possédant des caractéristiques suffisantes pour atteindre les fortes contraintes demandées en commutation à haute tension.

La nouvelle gamme SGS-ATES de transistors de forte puissance et haute tension, développés en utilisant la technologie multiépitaxial Mesa de cette société maîtrise ce problème et étend les possibilités des alimentations à découpage.

La technologie multiépitaxial Mesa, qui a été développée pour la construction de transistors haute tension, a donné naissance à une famille complète de transistors NPN, BUW 34, 35, 36 et BUW 44, 45, 46 avec un V_{CBO} (min) compris entre 500 et 900 V et des temps de commutation de l'ordre de $0,2 \mu s$. Les autres caractéristiques des BUW 34, 35, 36 et BUW 44, 45, 46 sont : V_{CEO} (min) = 400 à 450 V et $V_{CE\ sat}$ (max) = 1,5 V (spécifié à $I_C = 10 A$, $I_B = 2 A$ pour les BUW 45 et 46).

En supplément de ses caractéristiques à très haute tension, la technologie multiépitaxial Mesa permet aussi la construction de transistors haute tension PNP, ouvrant ainsi la porte à une nouvelle gamme d'alimentation à découpage.

F. JUSTER

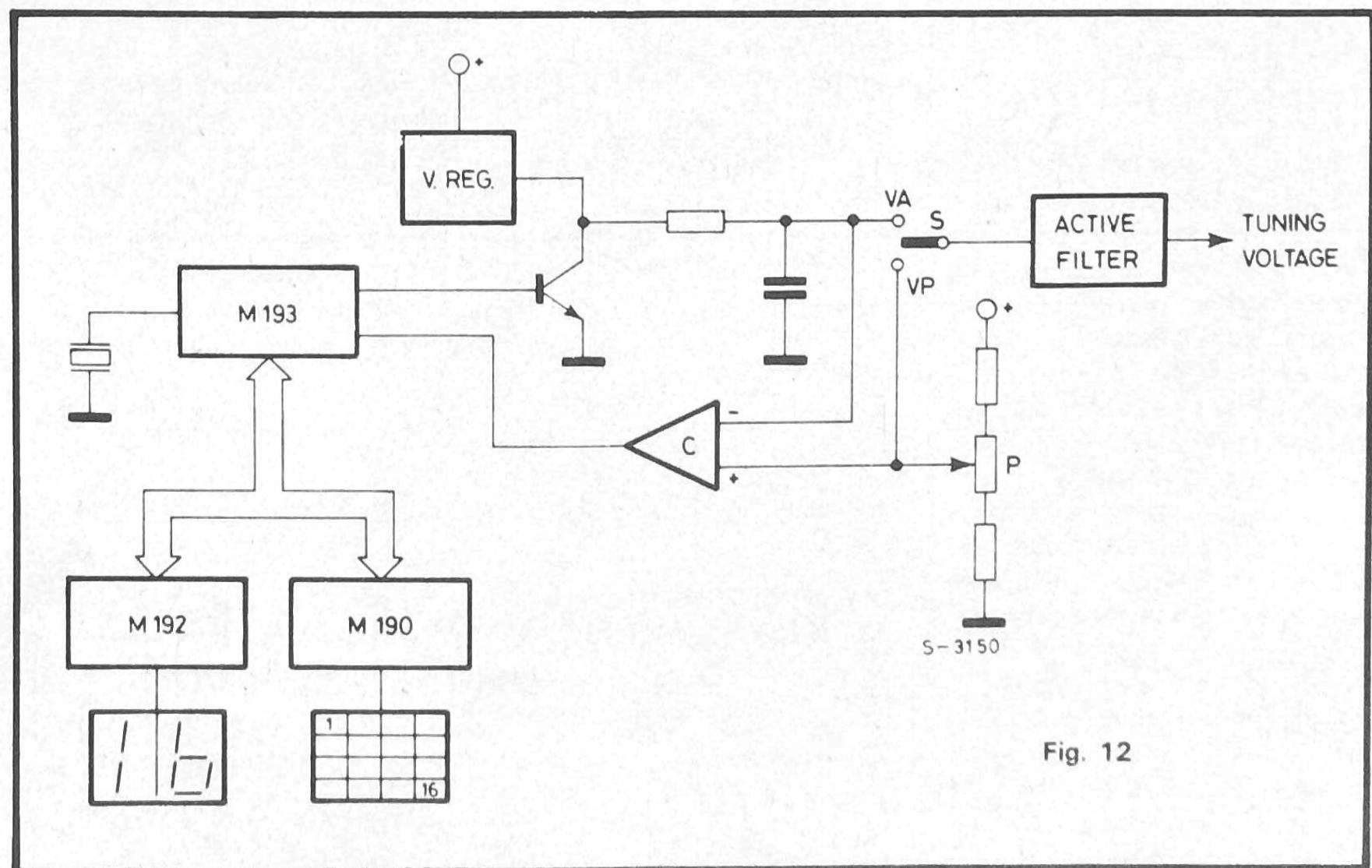


Fig. 12

BIBLIOGRAPHIE

RÉALISATION
ET INSTALLATION
DES ANTENNES
DE TÉLÉVISION
ET MODULATION
DE FRÉQUENCE
F. JUSTER

F. JUSTER



(5^e édition, revue et augmentée)

Cet ouvrage est exclusivement pratique, les considérations théoriques ayant été réduites dans nos textes afin de laisser toute la place nécessaire aux indications numériques des dimensions des antennes pour tous les cas particuliers.

Un grand nombre de chapitres est consacré aux antennes Yagi, VHF et UHF les plus répandues en France, à la construction d'antennes de formes différentes utilisées d'une manière courante et dans des cas spéciaux de réception difficile.

La cinquième édition contient de nombreux chapitres nouveaux concernant les antennes log-périodiques, antennes toutes directions et tous canaux, antennes pour chaîne I, II et III, antennes auto-caravane-car pour TV et FM ainsi que la description des préamplificateurs commandés à distance à accord par diodes à capacité variable.

Le présent livre sera aussi utile aux amateurs qu'aux professionnels. Les premiers pourront construire eux-mêmes la plupart des antennes, avec les outils habituels de leur équipement et sans appareils spéciaux de mesure.

Ce livre sera également utile aux installateurs, amateurs ou professionnels qui pourront, en le consultant, trouver une documentation complète sur toutes les antennes actuelles.

Un volume broché, 278 pages, format 15 x 21 cm, 252 schémas, couverture couleur.

Niveau 3 (technicien). Prix : 48 francs.

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Pari-

sienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

Diffusion exclusive : E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

seul ouvrage tous les renseignements dont ils avaient besoin pour recevoir dans de bonnes conditions les émissions de leur choix.



GUIDE RADIO-TÉLÉ
Toutes les longueurs
d'onde
Bernard FIGHERA

Voici enfin la 4^e édition de ce guide tant attendu par tous les téléspectateurs et auditeurs qui, jusqu'à présent, ne pouvaient trouver réunis dans un

... → **L'ORDRE TRANSPARENT!**

POUR TOUS
VOS PETITS OBJETS
DANS CES TIROIRS
TRANSPARENTS DIVISIBLES
70 MODÈLES de CLASSEURS

Equipez-vous progressivement avec

CONTROLEC

CATALOGUE SUR DEMANDE

CONTROLEC
7 bis, rue Robert-Schuman
94-ABLON (près Orly) 597.09.50

NOUVEAU! TIROIRS opaques
Super-solides

Le but de ce guide est de fournir aux usagers les caractéristiques des émetteurs recevables français, européens et mondiaux.

Une large place est également réservée à la télévision avec les cartes d'implantation des principaux émetteurs TF 1, A2 et FR3.

Ce guide rendra également aux auditeurs le goût de la réception des émissions très lointaines s'effectuant en ondes courtes.

Un volume de 80 pages et 6 planches, format 11,5 x 21 cm, couverture couleur.

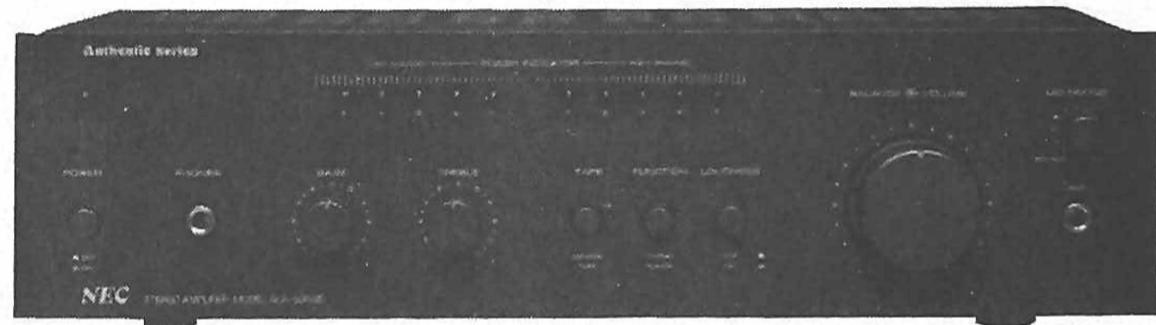
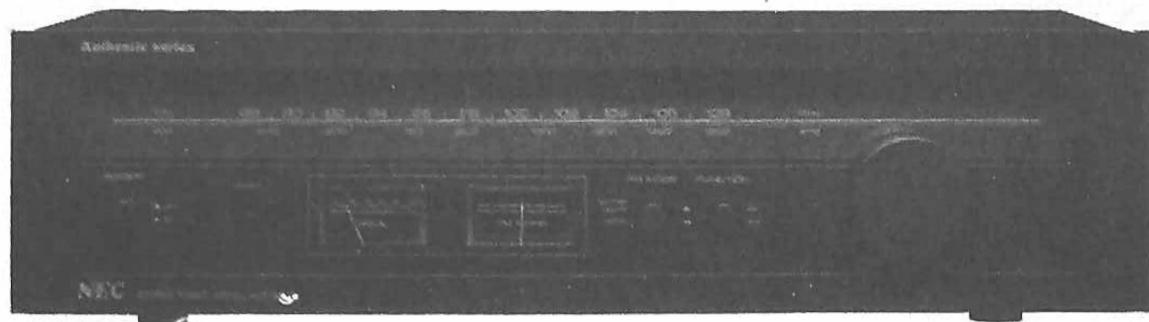
Prix : 23 francs.

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

Diffusion exclusive : E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

Aucun envoi contre-remboursement. Port jusqu'à 25 F : taxe fixe 3,50 F. De 25 à 100 F : 15 % de la commande (+ 3,50 F Rcdé). Au-dessus de 100 F taxe fixe : 18,50 F.

SELECTION DE CHAINES HIFI



CHAINNE NEC 5000

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **NEC-AUA 5000**,
- un tuner **NEC-AUT 5000**,
- une table de lecture **SCOTT PS 67**,
- deux enceintes acoustiques **E.S.B. 25 LD**.

L'amplificateur NEC-AUA 5000

Puissance : 2×25 W.
Distorsion harmonique : 0,5 %.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz.

Sensibilité phono : 2,5 mV/50 kΩ.
Rapport signal/bruit : phono : 72 dB.
Dimensions : 400 x 100 x 260 mm.

Le tuner NEC-AUT 5000 :
Gammes : PO – FM.
Sensibilité FM : 2 μ V.
Distorsion harmonique : 0,4 % (stéréo).

Rapport signal/bruit : 65 dB.
Sensibilité AM : 300 μ V.
Dimensions : 400 x 100 x 260 mm.

La table de lecture SCOTT PS 67 :
Platine semi automatique à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,03 %.
Rapport signal/bruit : 60 dB.
Dimensions : 354 x 150 x 448 mm.

L'enceinte acoustique ESB 25 LD :
Puissance admissible : 40 W.
Sensibilité : 87 dB (1 W/1 m).
Dimensions : 290 x 480 x 230 mm.

CHAINNE NEC 7000

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **NEC-AUA 7000**,
- un tuner **NEC-AUT 7000**,
- une table de lecture **TECHNICS SL 3200**,
- deux enceintes acoustiques **ESB 40 LD**.

L'amplificateur NEC-AUA 7000 :

Puissance : 2×45 W/8 Ω .
Distorsion harmonique : 0,1 %.
Bande passante : 5 à 40 000 Hz.
Sensibilité phono : 2,5 mV/50 kΩ.

Rapport signal/bruit : phono : 72 dB.
Dimensions : 380 x 140 x 300 mm.

Le tuner NEC-AUT 7000 :
Gamme : PO – FM.

Sensibilité FM : 1,9 μ V.
Rapport signal/bruit : 68 dB (stéréo).

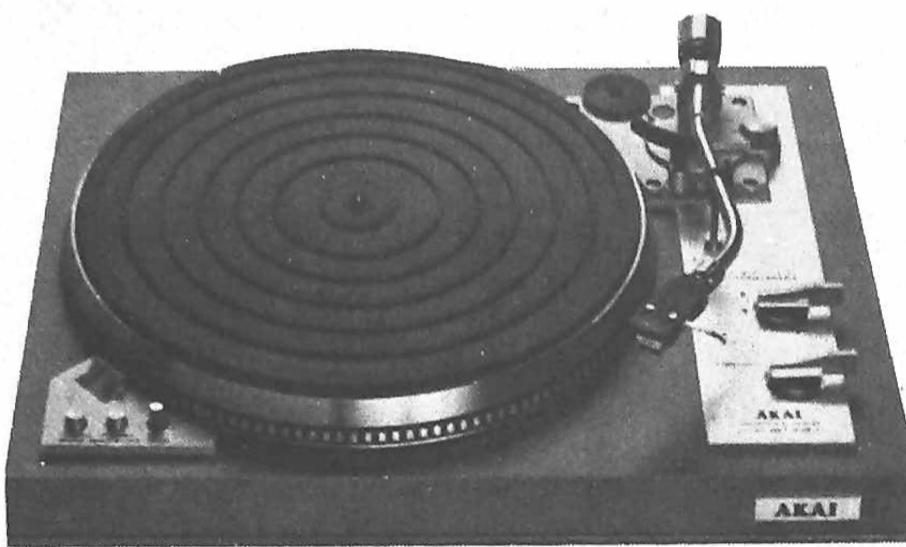
Distorsion harmonique : 0,35 %.
Sensibilité AM : 250 μ V.
Dimensions : 380 x 140 x 300 mm.

La table de lecture Technics SL 3200 :

Platine semi-automatique à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,03 %.
Ronronnement : -75 dB (pondéré).
Dimensions : 430 x 130 x 375 mm.

L'enceinte acoustique ESB 40 LD :

Puissance : 50 W.
Enceinte à trois voies.
Sensibilité : 87 dB (1 W/1 m).



CHAI NE NEC 8000

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **NEC-AUA 8000**,
- un tuner **NEC-AUT 8000**,
- une table de lecture **AKAI AP 206**,
- deux enceintes acoustiques **ESB 80 ID**.

L'amplificateur **NEC-AUA 8000** :

Puissance : 2×65 W / 8Ω .
Distorsion harmonique :

0,05 %.

Bandé passante : 5 à 45 000 Hz.

Sensibilité phono : 2,5 mV / 50 kΩ.

Rapport signal/bruit : Phono : 75 dB.

Dimensions : 410 x 140 x 340 mm.

Le tuner **NEC-AUT 8000** :

Gammes : PO – FM.

Sensibilité FM : 1,8 µV.

Rapport signal/bruit : 72 dB (stéréo).

Distorsion harmonique : 0,2 % (stéréo).

Sensibilité AM : 250 µV.

Dimensions : 410 x 140 x 340 mm.

La table de lecture **Akai AP 206** :

Platine semi-automatique à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,025 %.

Rapport signal/bruit : 70 dB.
Dimensions : 350 x 440 x 158 mm.

L'enceinte acoustique **ESB 80 LB** :

Puissance : 100 W.
Enceinte à 3 voies.
Sensibilité : 89 dB (1 W / 1 m).
Dimensions : 340 x 600 x 280 mm.

CHAI NE MARANTZ 1122

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **MARANTZ 1122**,
- une table de lecture **TECHNICS SL 3200**,
- deux enceintes acoustiques **ESB 70 LD**.

L'amplificateur **Marantz 1122** :

Puissance : 2×61 W / 8Ω .
Distorsion harmonique : 0,03 %.

Rapport signal/bruit : phono : 83 dB.

Réponse en fréquences : 0 à 70 000 Hz.

Dimensions : 416 x 146 x 316 mm.

La table de lecture **Technics SL 3200** :

(Voir chaîne NEC 7000).

L'enceinte acoustique **ESB 70 LD** :

Puissance : 60 W.
Enceinte acoustique à 3 voies.
Sensibilité : 88 dB (1 W / 1 m).
Dimensions : 340 x 600 x 280 mm.

CHAI NE AKAI PS 120

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **AKAI PS 120**,
- un préamplificateur **AKAI PS 200 C**,
- une table de lecture **AKAI AP 306**,
- deux enceintes acoustiques **ESB 100 LD**.

L'amplificateur **Akai PS 120** :

Puissance : 2×130 W / 8Ω .
Distorsion harmonique : 0,08 %.

Rapport signal/bruit : 115 dB.

Bandé passante : 0 à 100 kHz ± 0,2 dB.

Dimensions : 440 x 198 x 459 mm.

Le préamplificateur **Akai PS 200 C** :

Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV / 47 kΩ.

Tuner, aux., magnéto : 150 mV / 47 kΩ.

Réponse en fréquence : 0,8 Hz à 100 kHz ± 1 dB.

Distorsion harmonique : 0,005 %.

Dimensions : 440 x 90 x 457 mm.

La table de lecture **Akai AP 306** :

Platine semi-automatique à entraînement direct.

Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.

Fluctuation : 0,025 %.

Rapport signal/bruit : 49 dB.

Dimensions : 440 x 158 x 350 mm.

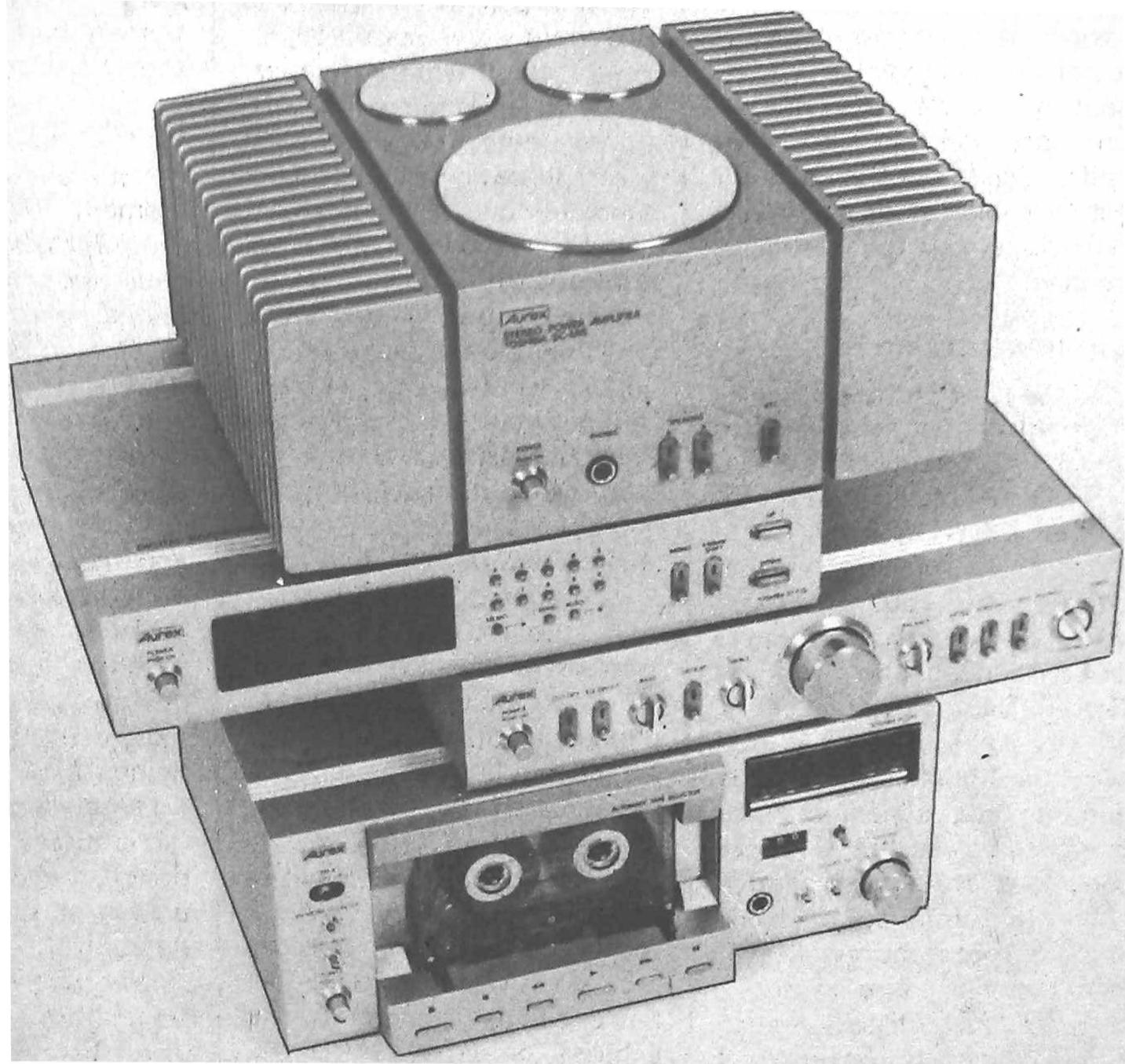
L'enceinte acoustique **ESB 100 LD** :

Puissance : 150 W.
Enceinte acoustique à trois voies.

Sensibilité : 90 dB (1 W / 1 m).

Dimensions : 360 x 660 x 320 mm.

LA MICRO CHAI^NE AUREX DE TOSHIBA



LES chaînes HiFi se sont miniaturisées l'année dernière. En fait, cette miniaturisation n'est pas du tout nouvelle. Uher produit depuis 1972 un mini magnétophone à cassette HiFi qui a subi quelques évolutions avec le Dolby, le chrome. Dans le domaine de l'amplification de puissance, les amplificateurs de Quad ne sont pas si encombrants que cela, pas plus d'ailleurs que ses préamplis et tuners. Ce qui est nouveau, c'est que beaucoup de constructeurs ont « plongé » pour présenter des produits miniaturisés. La HiFi était une belle dame, toujours bien habillée dans un vêtement où elle était fort à l'aise. Avec ce que l'on appelle les microchaînes, l'électronique est restée quasiment la même mais on a disposé les éléments de sorte qu'ils se rapprochent les uns

des autres et que les emplacements, traditionnellement réservés libres, soient occupés par des composants. Si vous avez déjà consulté nos rubriques de bancs d'essais d'appareils autoradios, vous vous êtes rendus compte que certains de ces appareils réunissaient dans un boîtier d'une taille voisine de celle d'un de ces micro-composants, un ensemble complet, rassemblant lecteur de cassette, récepteur radio et amplificateur...

La chaîne Toshiba

Tout d'abord une précision, elle se présente sous la marque Aurex. Cette marque était déjà utilisée par Toshiba, plus particulièrement au Japon où elle signe des produits de haut de gamme.

Il y a plusieurs façons de concevoir les chaînes miniaturisées. La première, c'est de prendre des éléments classiques, de les resserrer et de les mettre dans de petites boîtes. En séparant l'amplificateur du préamplificateur, on obtiendra deux petites boîtes, la taille de l'amplificateur restant toutefois tributaire de la puissance de sortie de l'amplificateur. En réduisant la puissance, on diminue l'encombrement, c'est évident.

Nous avions présenté dans notre numéro 1535 un ampli préampli qui ne mesurait que 26 cm de large, 15 de profondeur et environ 7 de hauteur, malheureusement, nous n'avions pas eu la présence d'esprit de le baptiser micro-ampli. Restons modestes.

La largeur des éléments de la chaîne Toshiba est de 26 cm, la profondeur de 18 cm et la

hauteur de 5 cm pour le tuner et le préamplificateur, le magnétophone et l'amplificateur sont plus hauts. 10 cm pour l'amplificateur et à peu près autant pour le magnétophone.

Chez Toshiba, nous n'avons pas ce que l'on pourrait appeler une simplification des circuits électroniques, bien au contraire, il suffit d'ailleurs de se reporter au schéma et à la photo de l'appareil, pour se rendre compte de la compacité de la réalisation et du fait que le constructeur n'a adopté aucun compromis pour résoudre une crise potentielle de logement.

Le magnétophone et le tuner sont dans le même style, beaucoup de composants, très concentrés. Le tuner est à synthétiseur, une section électronique qui par conséquent se distingue par sa complexité.

Pour l'amplificateur, nous avons une conception massive, le coffret et le radiateur ne faisant qu'un. Ce coffret, c'est une sorte de capot qui vient coiffer l'électronique, ce capot est monobloc et les ailettes de refroidissement font partie de ce bloc.

La présentation

Chaîne de prestige, cette microchaîne est habillée d'une couleur difficile à définir que l'on pourrait qualifier de champagne. Tout dépendra de la lumière qui viendra frapper cette chaîne. Tous ces appareils s'empilent comme le laisse deviner la photo de titre. Cet empilement, nous l'avons un peu rompu et cela sans aucune difficulté, étant donné que la face supérieure des composants est rainurée et que nous trouvons sur des patins la forme complémentaire. Ils sont donc manifestement destinés à être employés ainsi. En cas d'utilisation avec tous les appareils juxtaposés, il sera intéressant de mettre une sorte de rail de guidage permettant d'assurer le parfait ordonnancement de la chaîne malgré les coups de plumeau de la femme de ménage...

L'amplificateur ne peut être qu'installé en haut de la pile, il ne possède aucune rainure de guidage supérieure. Par contre, trois disques chromés reflètent l'environnement, ils correspondent au transformateur d'alimentation et à deux condensateurs. Pour informer les audiophiles, nous signalerons que les condensateurs chromés sont aussi bons que les autres...

Les boutons des façades sont aussi nombreux que ceux des « grands appareils ». Le bouton de volume du préampli se manipule encore facilement le sélecteur de fonction tient entre deux doigts, ces derniers, encadrant une partie plate très facile à mouvoir. Pour les commandes de timbre, nous avons retrouvé une géométrie identique.

Les touches de sélection des fonctions dites annexes sont de petits plots de 3 mm de diamètre qui restent très doux et faciles à atteindre malgré leur taille réduite. Leur position est

signalée par l'allumage d'une fine fente située sur un enjoliveur. Nous trouvons aussi cette fente, illuminée de vert, sur le bouton de volume du préamplificateur, elle sert alors à indiquer que l'appareil est en marche et donne aussi la position du bouton.

Pour le tuner, nous avons une fenêtre où apparaissent en vert les chiffres des fréquences, des stations prééglées et aussi l'intensité du signal.

Une série de petits boutons composent un clavier numéroté de 1 à 0.

Le magnétophone est construit autour d'une mécanique frontale, la cassette est installée à l'extérieur du magnétophone, un couvercle protégera les têtes et la mécanique de la poussière en dehors des périodes d'utilisation.

Au-dessous du logement de la cassette se trouve un clavier à touches électriques, l'indicateur de niveau regroupe les deux canaux, ce sont des échelles de diodes LED qui sont utilisées, elles sont rouges au-dessus de zéro et verte au-dessous. Sur cet afficheur, fait sur mesure, nous avons également les témoins de type de bande, de Dolby et d'enregis-

trement. Le bouton d'enregistrement paraît être d'une taille tout à fait normale.

Fonctions

Nous allons traiter pour le moment le préamplificateur, l'ampli de puissance et le tuner, nous réservons le magnétophone pour une autre fois.

Le préamplificateur s'appelle SY-C15. Il dispose de deux entrées phono, 1 et 2, d'une entrée radio, d'une auxiliaire. Un seul magnétophone, celui de la chaîne peut être relié à cet appareil. Toutes les prises sont du type coaxial, l'or qui les recouvre s'associe fort bien avec l'anodisation. Deux prises de masses permettront de réduire efficacement les ronflements.

La sélection des entrées se fait entre les quatre premières, pour le magnétophone, on disposera de la touche classique de contrôle.

Une touche permet de mettre un filtre subsonique en service, c'est un filtre dont l'usage est limité aux tourne-disques. Le correcteur de timbre dispose de deux boutons, comme pour le volume, il n'y a pas de crans aux potentiomètres. Un commutateur permet de met-

tre l'égaliseur hors service en laissant son préampli dans le trajet du signal, un autre bouton permet de passer directement à la sortie, sans cet intermédiaire. Une touche court-circuite les sorties à la demande. Avec l'ampli, on aura une très faible impédance de sortie, sans lui, elle sera de l'ordre d'une dizaine de milliers d'ohms (suivant la position des potentiomètres). L'amplificateur de puissance dispose de deux paires de bornes de sorties, des bornes qui recevront des fils dénudés. Une prise casque est installée en façade. Pour les fanatiques de fortes puissances, ou encore, si vous désirez réduire la longueur de la liaison entre la sortie de l'ampli et l'enceinte vous pourrez utiliser l'amplificateur en mono, grâce à un commutateur permettant un fonctionnement en pont.

Le tuner ne traite que les signaux modulés en fréquence. Il dispose de dix stations prééglées, la touche 0 permettant de choisir et aussi de programmer une fréquence bien que le numéro du canal n'apparaisse pas sur l'afficheur. Plusieurs modes de fonctionnement sont offerts : stations préé-

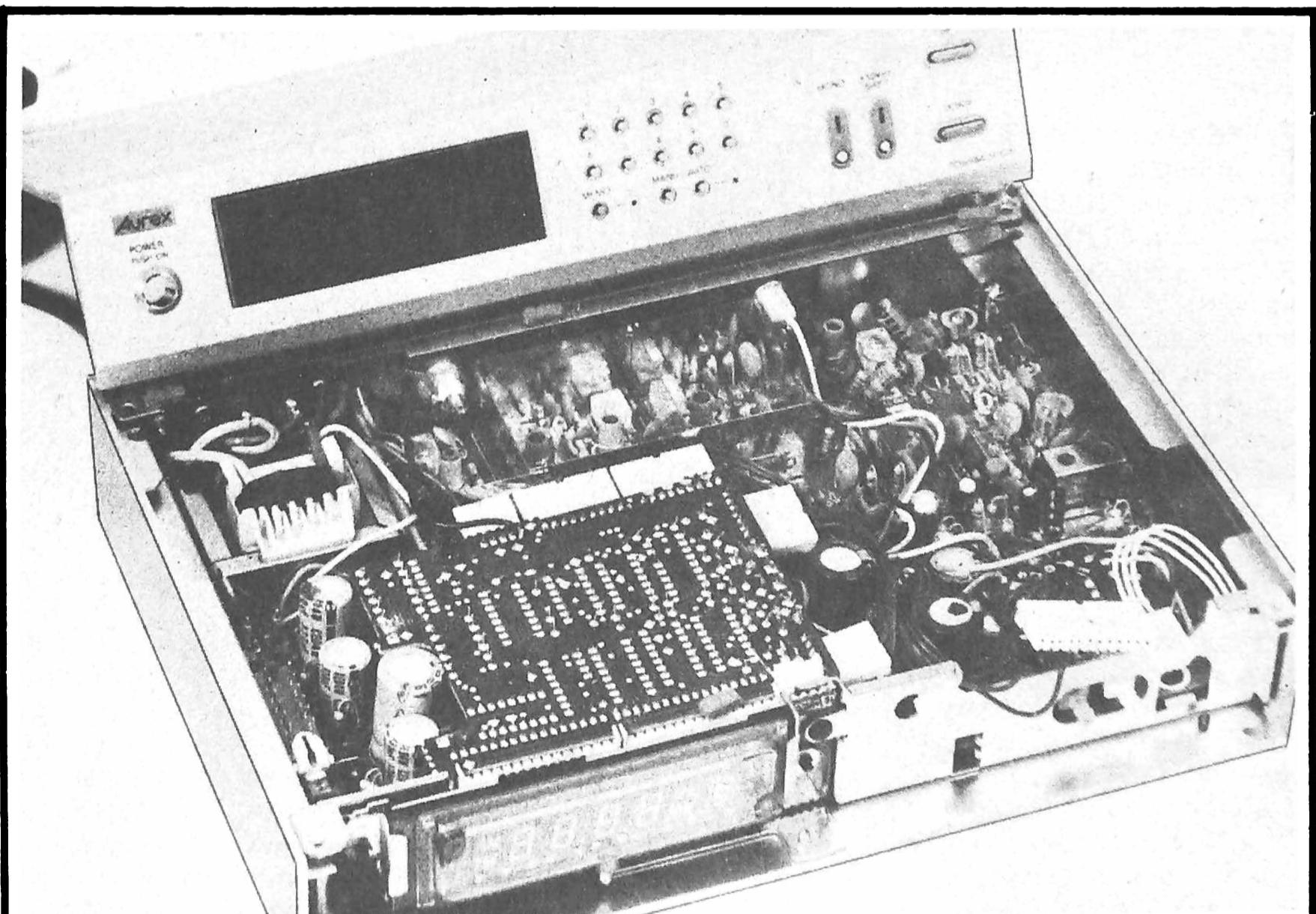
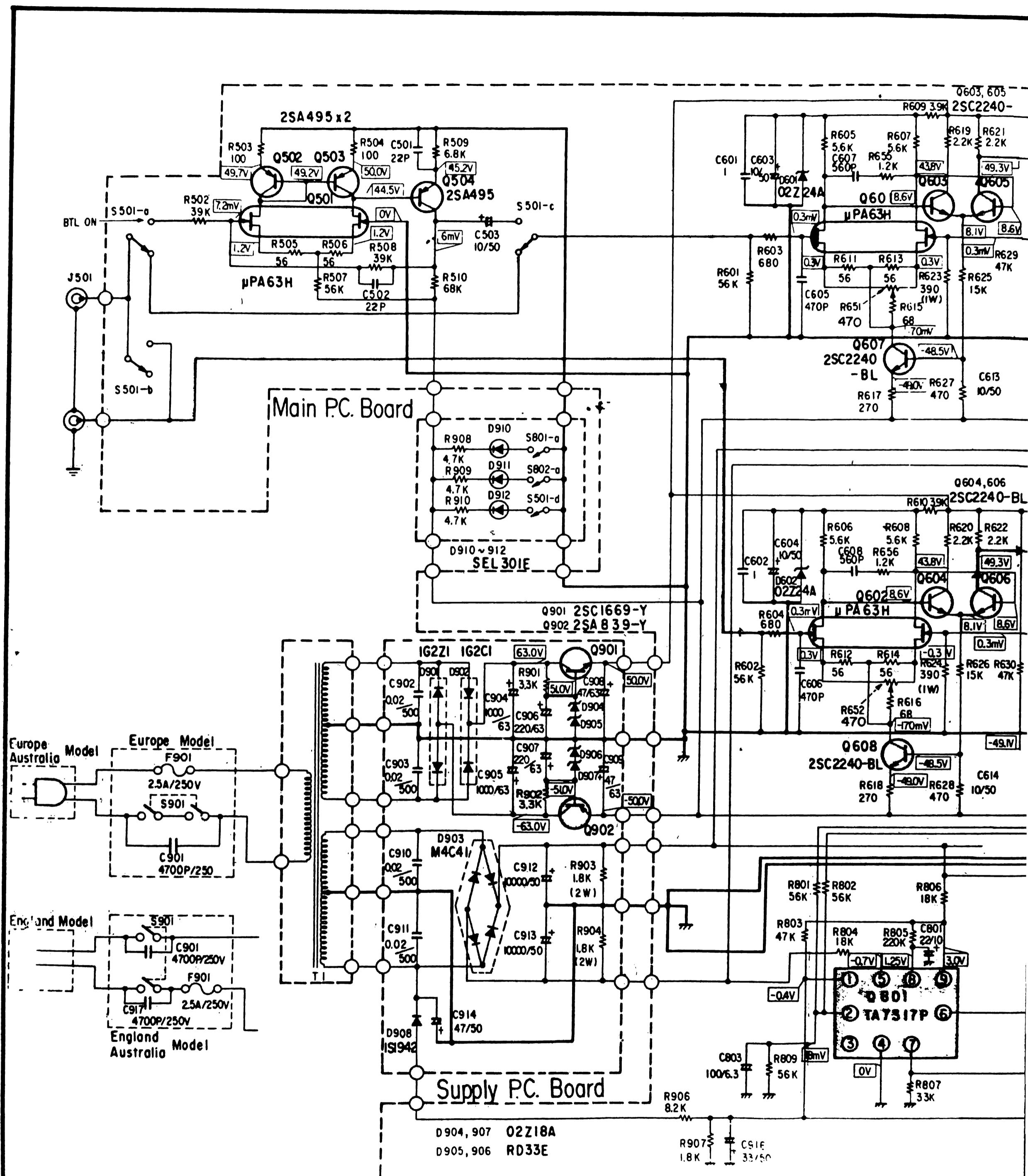
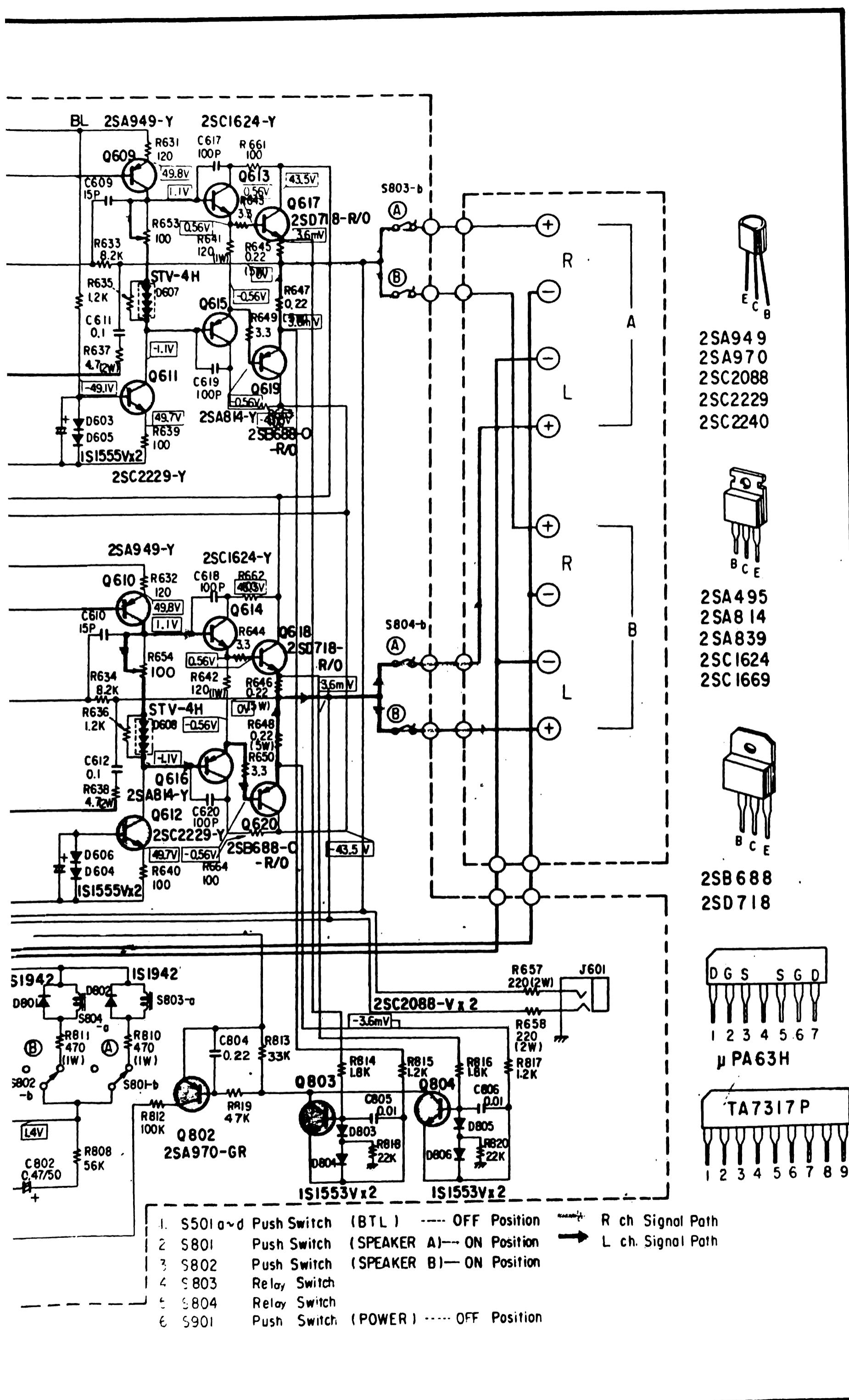


Photo A. - Le tuner : au-dessous de l'afficheur se trouve le circuit imprimé permettant sa commande. Les composants sont concentrés.





glées, recherche automatique, programmation directe de la fréquence et commande par les boutons de montée ou de descente de la fréquence. On dispose de 3 secondes pour mettre une station en mémoire une fois l'accord effectué. Une touche auxiliaire autorise une transposition de 50 kHz. Par exemple, pour recevoir sur 90,35 MHz, il faut programmer 903 puis faire la transposition de 50 kHz. Cette transposition n'est pas mémorisée.

Une fois l'une des stations choisie, il est possible d'augmenter ou de diminuer la fréquence à partir de cette station, à ce moment, le mode présélection est annulé.

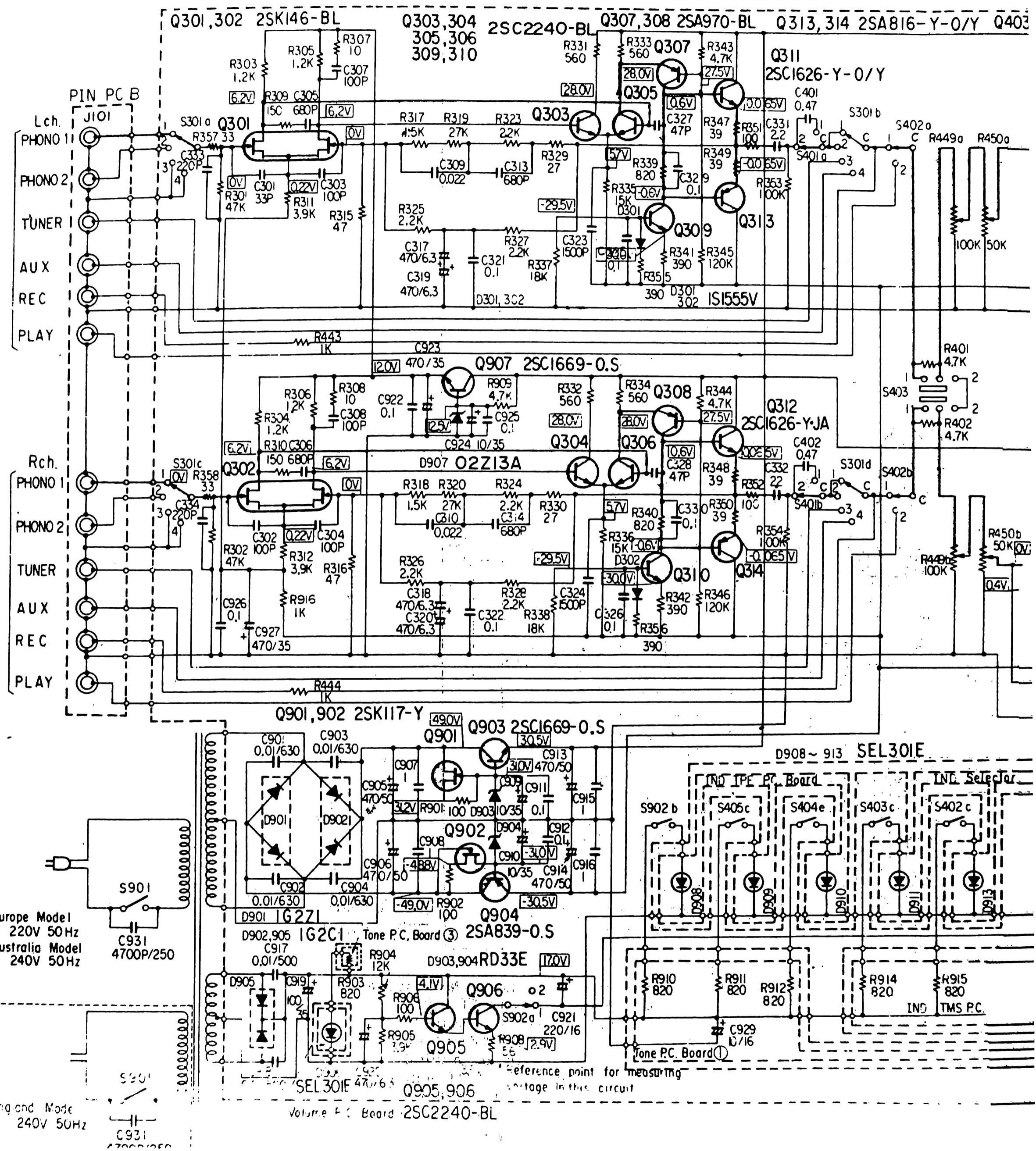
Les stations sont conservées en mémoire pendant quelques jours après que l'appareil ait été débranché. Le constructeur indique une durée de deux jours, nous avons pu constater la conservation de la mémoire pendant une durée plus grande, il n'y a pas de batterie interne mais simplement un condensateur de 1000 microfarads qui se déchargera lentement. Suivant l'hygrométrie de l'air, le courant de fuite d'une diode, la température, on pourra observer une variation de la durée. De toutes façons, il ne faut que 5 secondes pour programmer une station. L'intérêt réel de cette batterie est d'éviter une perte pendant une coupure secteur, une grève, ou encore le déplacement de la chaîne. C'est un maintien de mémoire que nous pourrons qualifier de confort.

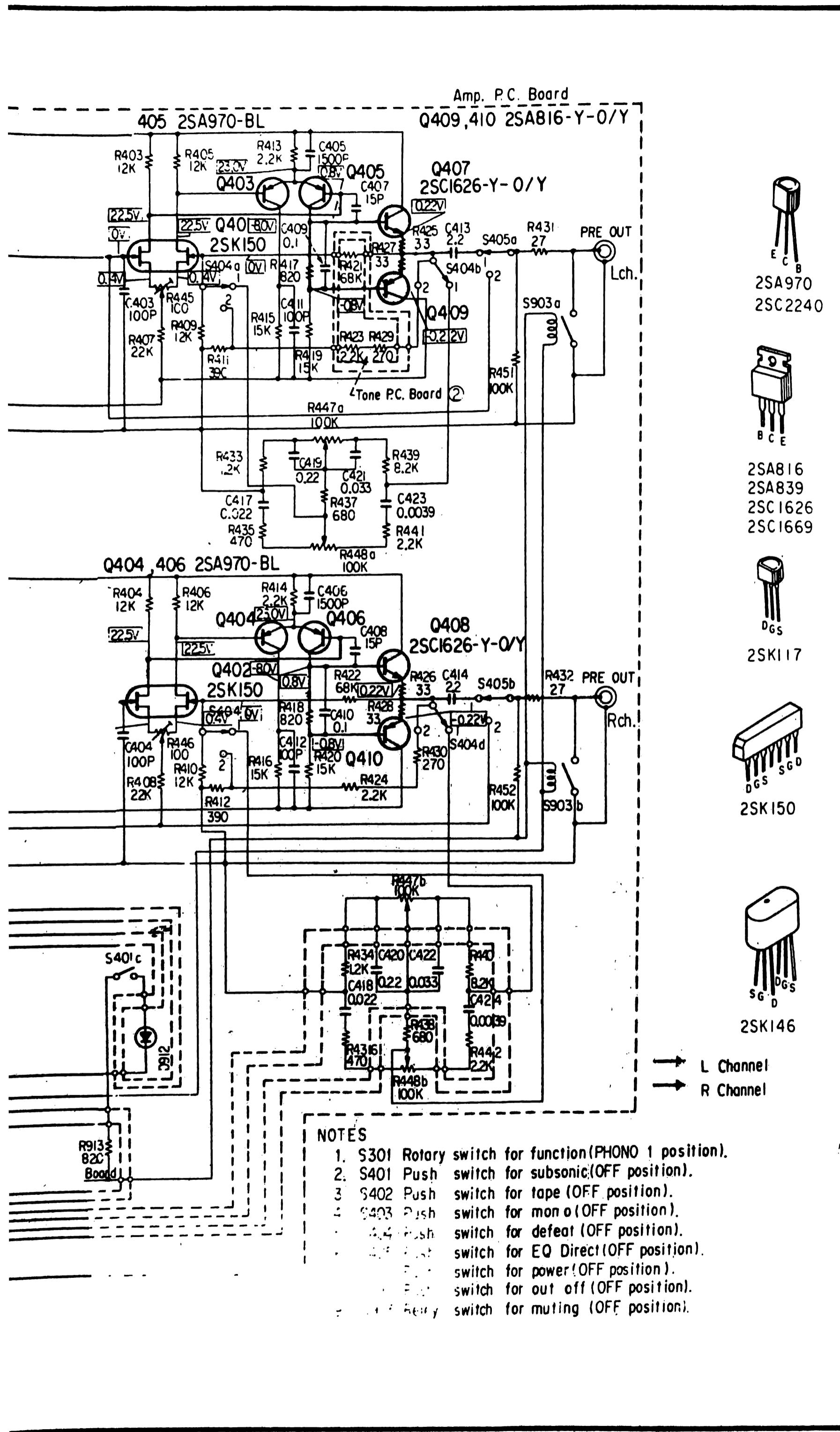
Les prises de sortie sont dorées, celle d'entrée est une prise coaxiale argentée à vis, une prise que l'on ne trouve jamais sur ce type d'appareil, un connecteur (sans doute fourni avec le tuner) est nécessaire.

Etude technique

L'amplificateur de puissance SC-M15

C'est un amplificateur de deux fois 45 W sur $4\ \Omega$ et de deux fois 40 W sur $8\ \Omega$. Deux alimentations utilisent deux





secondaires du transformateur d'alimentation. Un des secondaires sert à l'alimentation des transistors de puissance, l'autre, à celle des étages de moyenne puissance, des « drivers ». Cette dernière est stabilisée.

L'amplificateur est à courant continu, aucun condensateur n'est en effet installé entre l'entrée et la sortie. Les étages de sortie sont à symétrie complémentaire. Les transistors Q611 et Q612 sont des générateurs de courant, la stabilisation thermique du point de repos est assurée par un ensemble de quatre diodes intégrées dans un même boîtier, le tout étant en contact avec les radiateurs. L'étage d'entrée se distingue par l'utilisation d'un double amplificateur à transistor à effet de champ qui attaque deux transistors montés en différentiel.

Pour le fonctionnement en pont, on fait appel à un amplificateur opérationnel constitué de transistors discrets. Nous avons cette fois un condensateur de liaison (C 503). Cet amplificateur est un inverseur, il permettra de disposer en sortie de deux tensions de phase opposée. La charge sera alors branchée entre les bornes « chaudes » de sortie des deux amplificateurs.

Les transistors Q 803 et Q 804 ont leur base reliée à l'émetteur des transistors Q 617 et Q 618, et leur émetteur à l'émetteur des transistors Q 619 et Q 620.

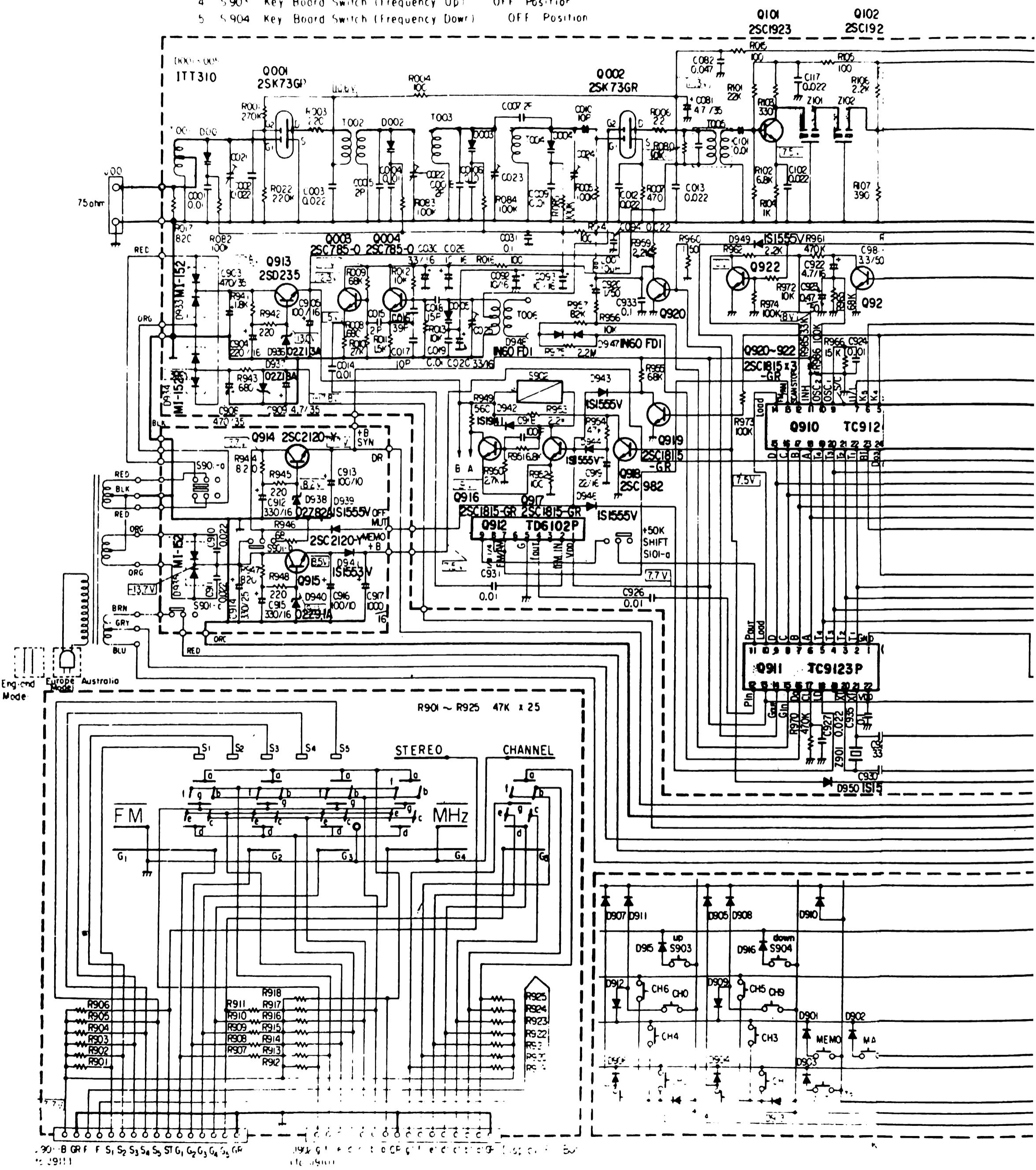
Ces transistors contrôlent le courant alternatif passant dans les résistances d'émetteur. S'ils se mettent à conduire, ils entraîneront le transistor Q 802 qui a son tour va commander Q 801, un circuit intégré dont nous n'avons pas les détails. Ce circuit reçoit aussi la tension continue à la suite d'une intégration (filtrage) par C 803. Cette tension commandera le ou les relais qui auront été mis en service par les boutons poussoir S 801 et 802 boutons de commandes des sorties des haut-parleurs.

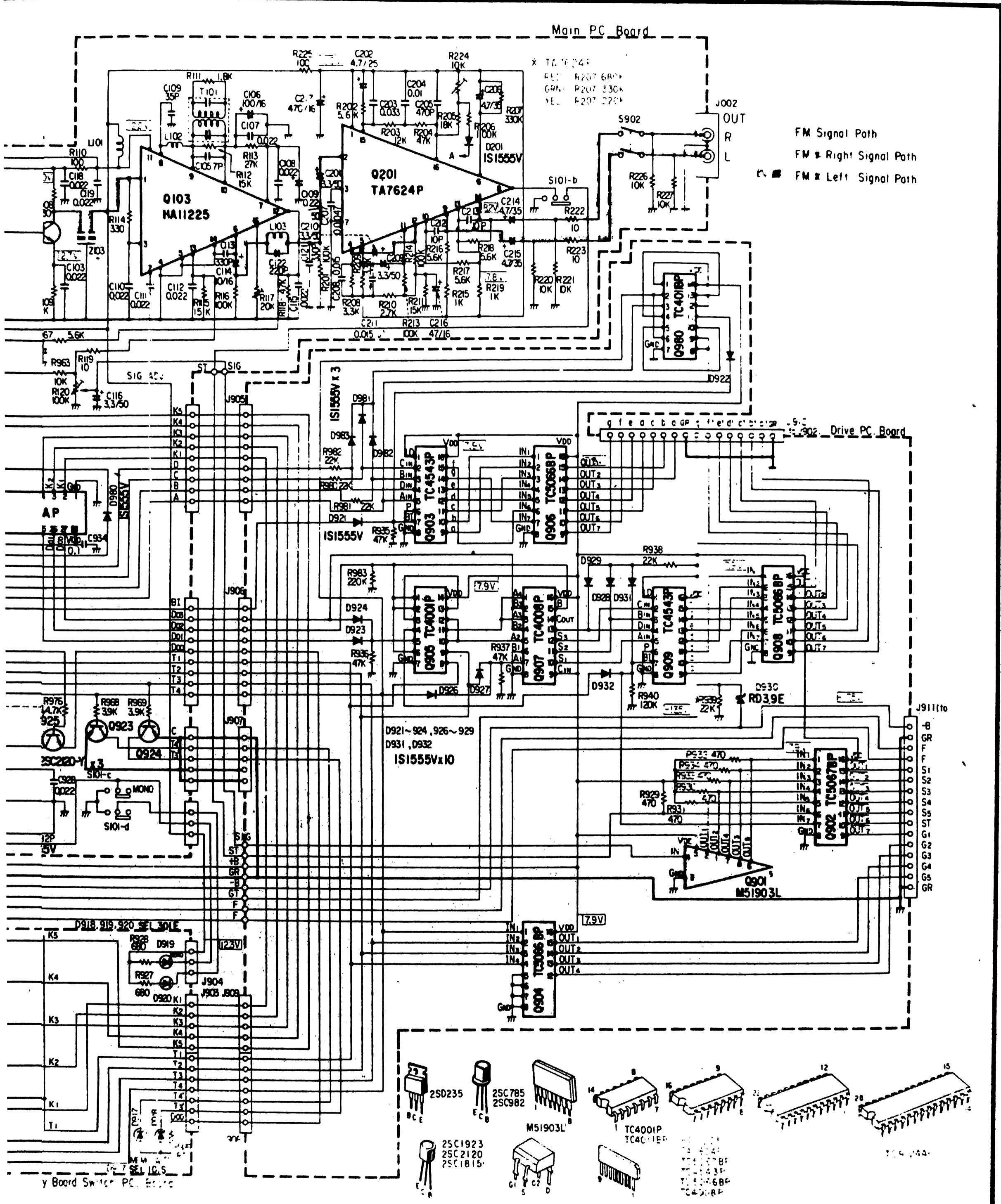
Préamplificateur SY-C15

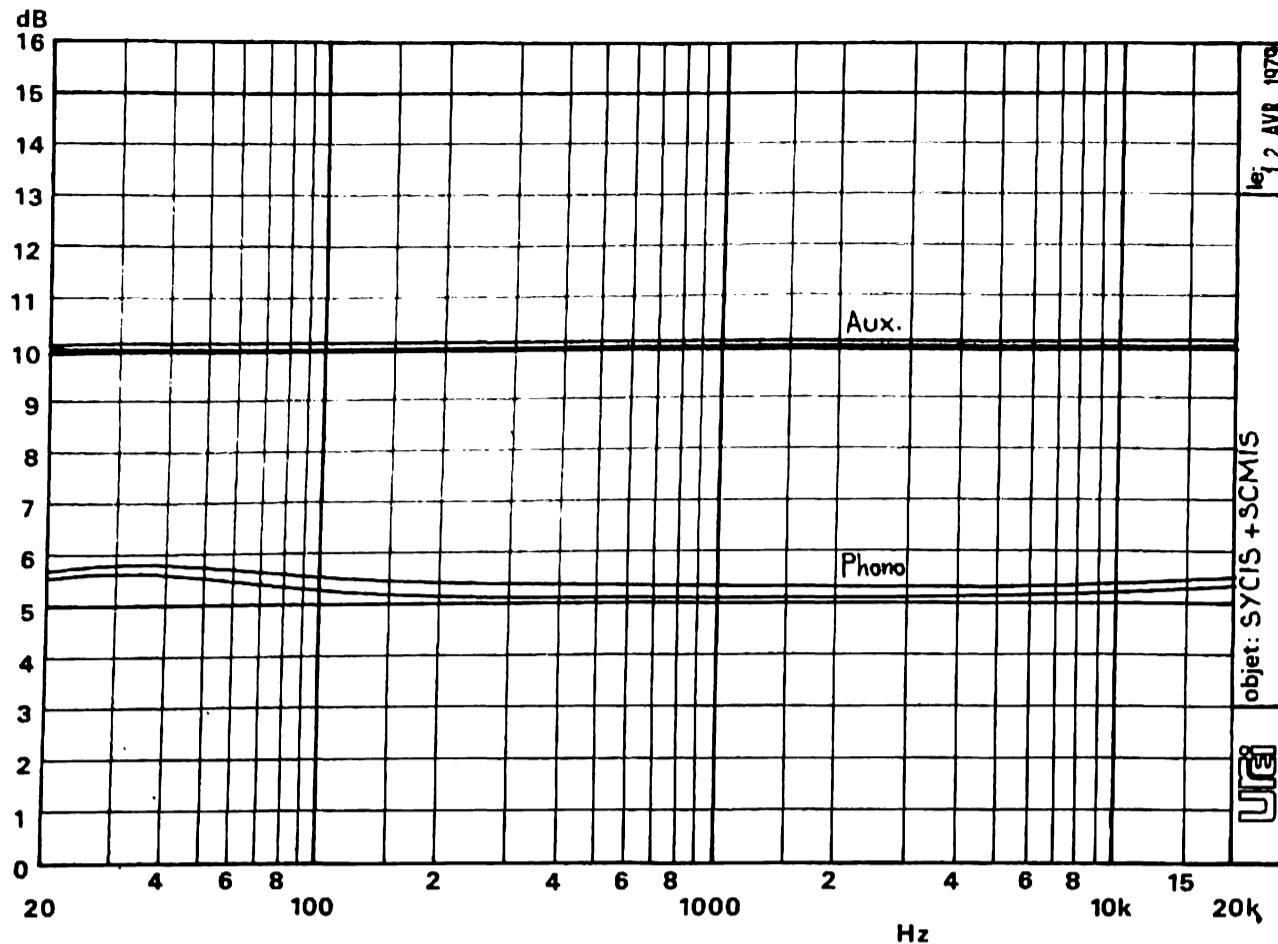
Un schéma fort complexe pour un préamplificateur. On

NOTE:

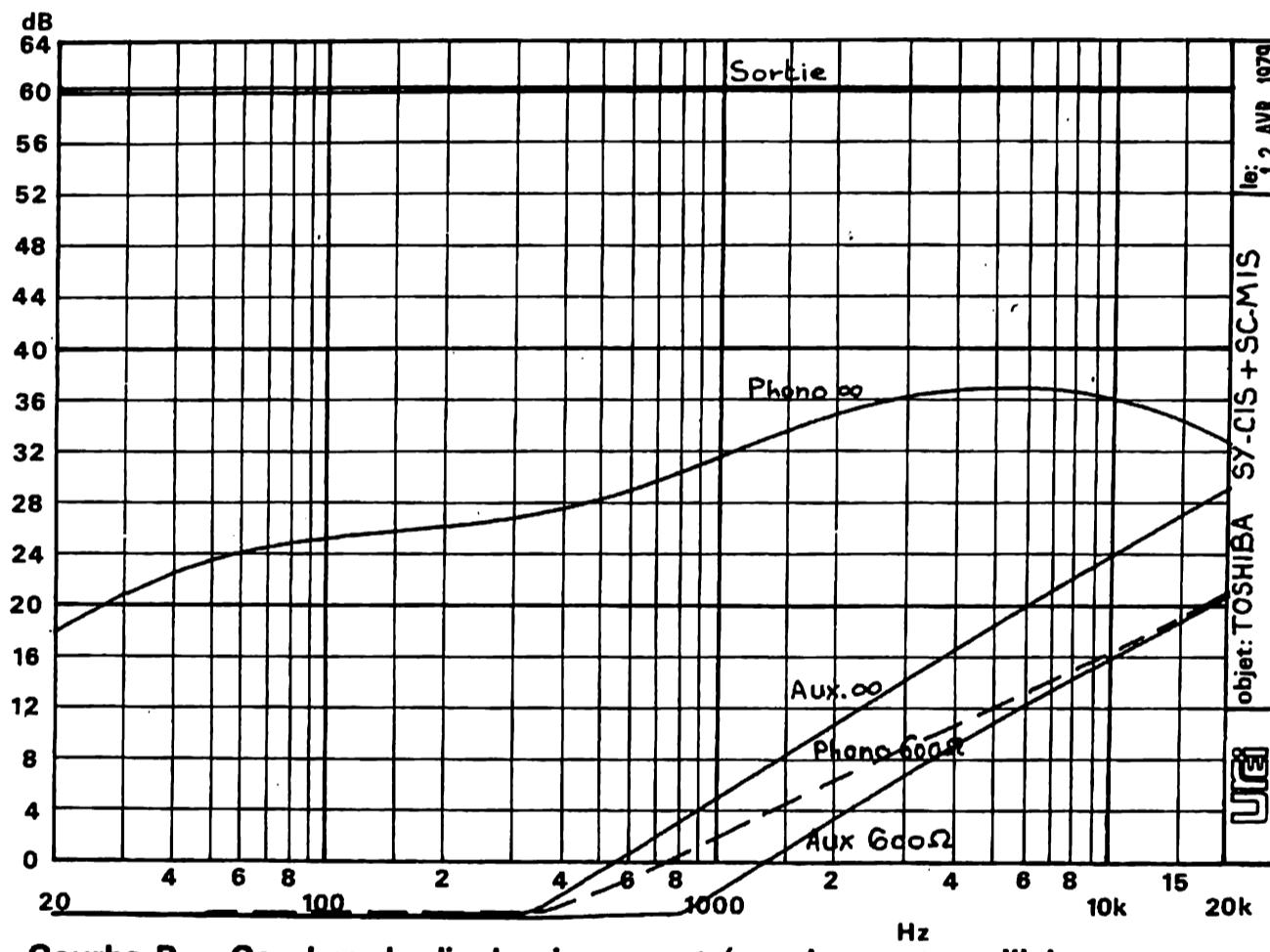
- 1 Push Switch (+50 kHz SHIFT/MONO) OFF Position
- 2 S901 Push Switch (Power) OFF Position
- 3 S902 Relay Switch (Muting) OFF Position
- 4 S903 Key Board Switch (Frequency Up) OFF Position
- 5 S904 Key Board Switch (Frequency Down) OFF Position







Courbe A. - Courbe de réponse des entrées phono et auxiliaire.



Courbe B. - Courbes de diaphonie sur entrées phono et auxiliaire.

sait faire des préamplificateurs phono à deux transistors, ici, le constructeur en a adopté huit, réalisant un montage dont l'organisation rappelle celle des amplificateurs de puissance. L'étage d'entrée est un différentiel à effet de champ, on notera l'absence de condensateur de liaison à l'entrée, les transistors à effet de champ n'ont pas de courant d'entrée. Les sorties sont chargées par deux transistors montés en différentiel, Q 309 est un générateur de courant et les transistors de sortie sont polarisés par une résistance, ils disposent chacun de leur résistance d'émetteur. Le circuit de

contre-réaction permettant d'obtenir la caractéristique RIAA est formé de résistances et de condensateurs, on utilise ici deux résistances en série pour former une résistance de précision de $28,5 \text{ k}\Omega$, cela permet d'obtenir une caractéristique RIAA très précise, en utilisant des composants de valeur normalisée et par conséquent très faciles à trouver. Une seconde boucle de contre-réaction continue sert à stabiliser le point de fonctionnement. Le condensateur de sortie de 2,2 microfarads est un condensateur à diélectrique plastique. Le condensateur C 401 sert à réaliser un filtre

passe-haut coupant les fréquences subsoniques.

Pour un fonctionnement en monophonie, les deux voies sont réunies par un mélangeur à résistances de $4,7 \text{ k}\Omega$, on évite ainsi de mettre en parallèle les sorties à basse impédance des deux amplificateurs RIAA.

Les potentiomètres de balance et de volume sont identiques. A la sortie des potentiomètres, le signal va vers la sortie. Suivant la position des commutateurs, on aura un passage direct, un passage au travers du correcteur fonctionnant en correcteur, ou au travers de ce correcteur uti-

lisant un second réseau de contre-réaction lui conférant un gain unitaire, et une bande passante linéaire. On disposera ainsi d'une impédance de sortie très basse, identique pour toutes les entrées et indépendante de la position des potentiomètres de sortie.

Les alimentations sont régulées, nous avons pour chacune un transistor ballast monté en collecteur commun avec polarisation de la base par une diode zener alimentée à courant constant par un transistor à effet de champ. La diode zener est découplée pour l'élimination des bruits de fond (une diode zener est un excellent générateur de bruit).

Un contact de relais permet de couper la sortie et plus précisément court-circuite ces dernières.

Le tuner ST F 15

La section radio

Deux sections dans cet appareil, une distinction que nous faisons volontairement, une section dite classique comportant les éléments nécessaires à la réception de la MF et une autre section qui est le synthétiseur proprement dit.

Le signal arrive sur l'entrée 75Ω . Le premier circuit est accordé par une diode à capacité variable. Le premier transistor est à effet de champ. C'est un transistor à double porte. La porte de polarisation n'est ici pas utilisée en commande automatique de gain, cette utilisation aurait été utile pour réduire la distorsion aux forts niveaux, sans doute ces transistors acceptent-ils une forte tension en étant particulièrement linéaires. Le mélangeur utilise également un transistor à double porte, une porte reçoit le signal RF, l'autre celui de l'oscillateur local. L'oscillateur local dispose de deux transistors, l'un est oscillateur, l'autre est un étage tampon qui permettra d'attaquer un compteur. Le premier étage F1 est un étage chargé par 330Ω , la classique résistance d'adaptation des filtres F1. Deux de ces filtres sont placés en série, un troisième est précédé d'un

transistor chargé de remonter le niveau, les pertes d'insertion de ces composants n'étant pas nulles. Le circuit HA 11225 possède trois étages amplificateurs FI, chacun d'eux permet de disposer d'une tension de commande d'un indicateur de niveau, cette sortie est la borne 13. Nous avons également un démodulateur de quadrature, un ampli de commande automatique de fréquence, un ampli audio disposant d'une commande de silence. Le circuit de silence est lui aussi prévu dans le circuit intégré.

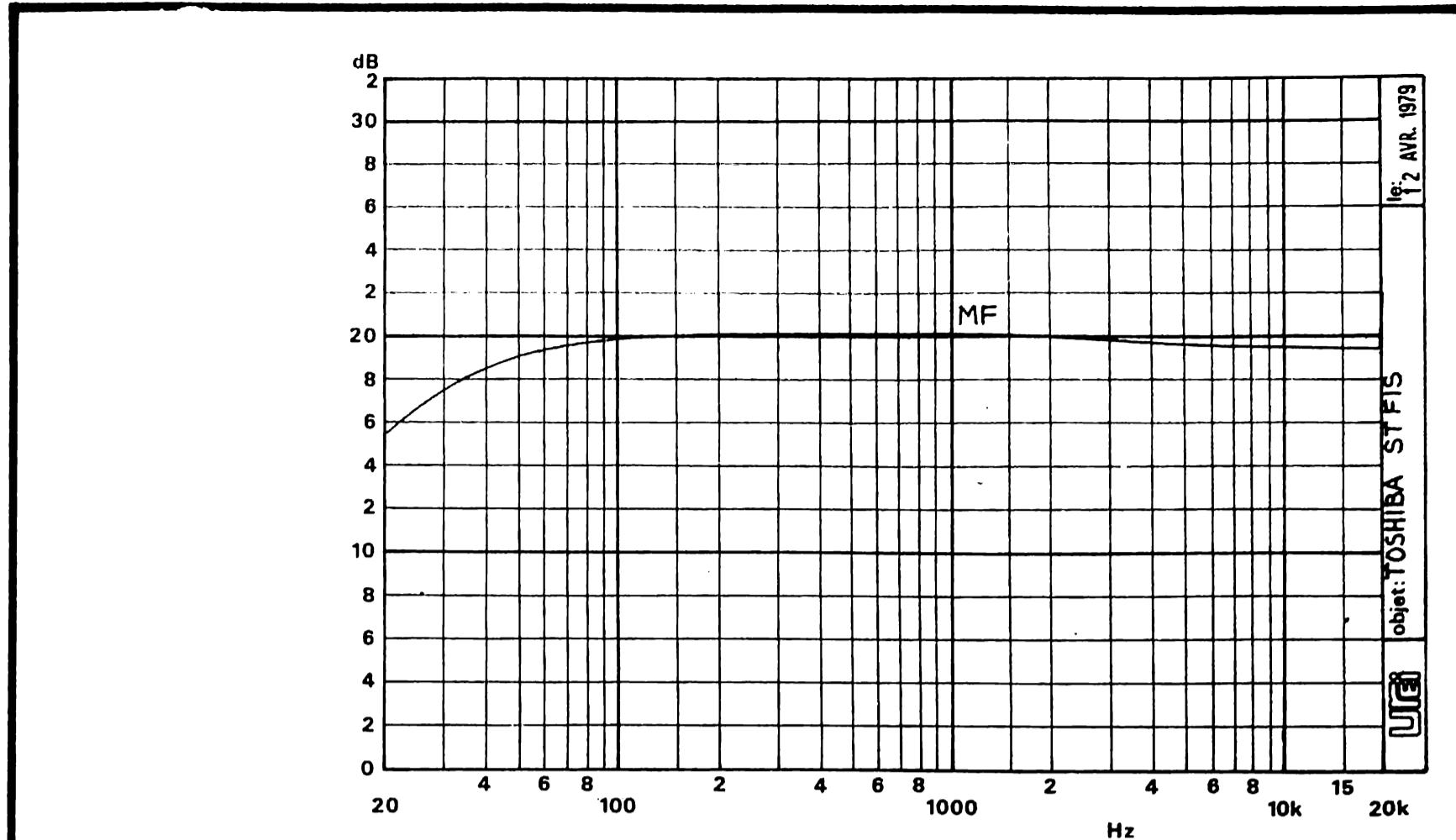
Le TA 7624 est un décodeur stéréophonique à boucle d'asservissement de phase. On notera l'absence de filtre passe-bas en sortie; le constructeur ne mentionne d'ailleurs pas de valeur pour la réjection des résidus de pilote et de sous-porteuse.

Par contre, sur les fils de sortie, nous trouvons un relais commandé par la tension de silencieux de Q 103 et Q 917. Le relais est également commandé lorsqu'on agit sur les touches de changement de fréquence, par la connexion K 4 du clavier.

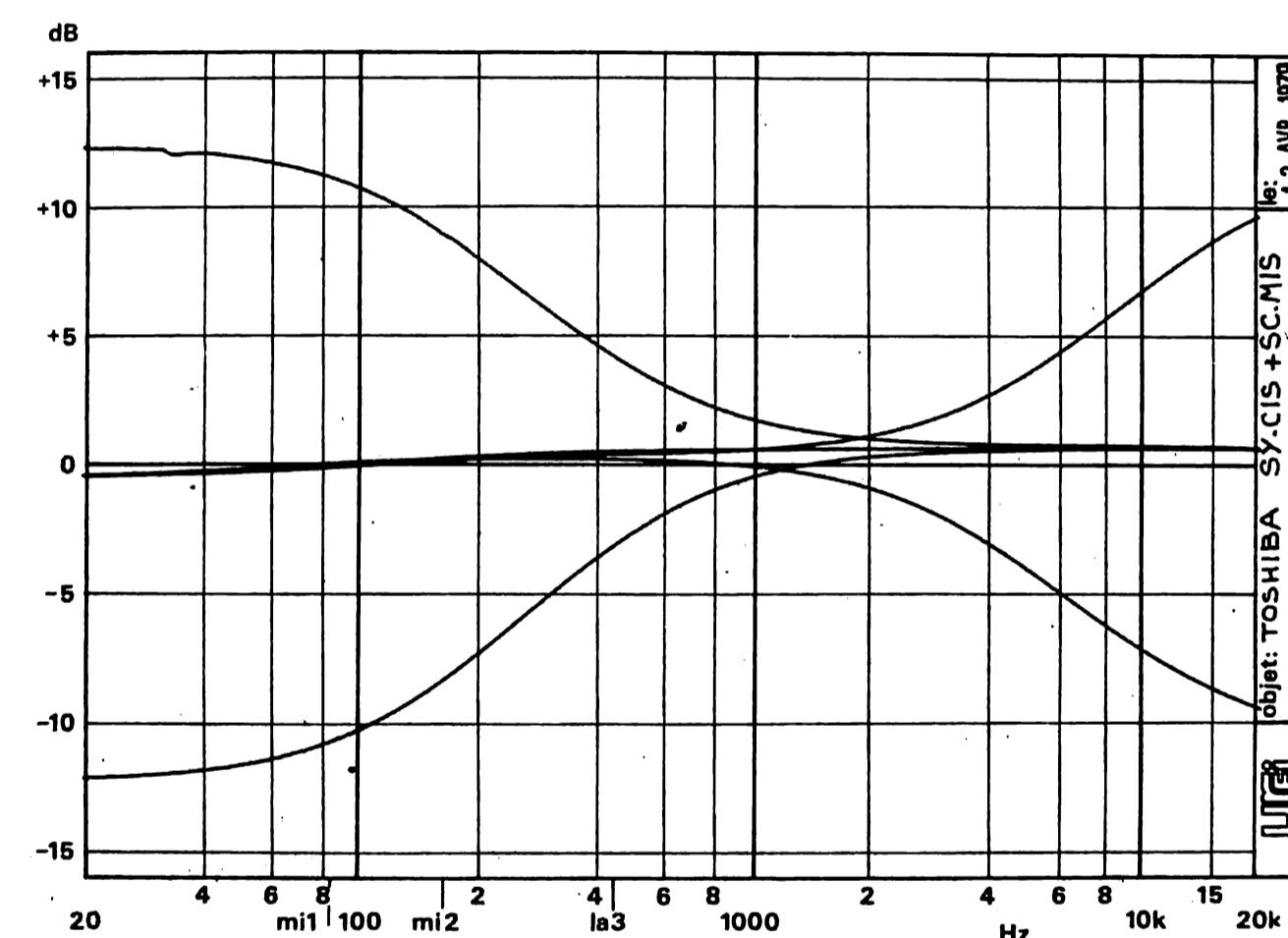
La synthèse

Le synthétiseur est réalisé à partir de trois circuits intégrés Q 912, Q 911, Q 910. Q 912 est un prédiviseur, il abaisse la fréquence de l'oscillateur local pour l'amener à une fréquence compatible avec celle de travail du circuit de synthèse. C'est ce circuit qui comporte le système de décalage de 50 kHz, il comporte plusieurs diviseurs ainsi qu'un circuit de commutation MA/MF.

La fréquence de sortie de cet oscillateur local est dirigée sur Q 911. Ce circuit comporte un oscillateur piloté par quartz suivi d'un diviseur, il dispose d'un compteur programmable, d'un sélecteur de bande, d'un comparateur de phase et de détecteurs de verrouillage. La sortie du comparateur de phase est disponible sur la borne 16, cette tension va commander la fréquence par l'intermédiaire d'un amplificateur interne dont la sortie est disponible sur la borne 14. La



Courbe C. -- Courbe de réponse du tuner MF.



Courbe D. -- Efficacité des correcteurs de timbre.

borne 16 permet d'envoyer une tension de correction dynamique de la fréquence, on évite avec cette boucle le pompage de l'asservissement.

Le circuit TC 9124 (Q 910) comporte les éléments de programmation du synthétiseur. Nous trouvons deux oscillateurs pour la vitesse de balayage et les séquences, une entrée pour le clavier de programmation, une logique de commande, des décodeurs d'adresse de mémoire, une mémoire de 12 mots de 15 bits, un compteur-décompteur, des sorties pour afficheur, c'est un microprocesseur spécialisé dans cette fonction ou,

si vous préférez, un circuit intégré à grande échelle.

Une série de circuits logiques permet de commander les afficheurs. Nous avons un système d'affichage fluorescent. Q 906, Q 908, Q 904 et Q 902 sont des circuits d'interface. Q 901 est un comparateur multiple servant à attaquer l'indicateur de champ fluorescent Q 903 et Q 909 sont des décodeurs 7 segments, Q 907 un additionneur à 4 bits.

L'afficheur est représenté dans le coin du bas et de gauche. Il comporte un certain nombre d'inscriptions qui s'allumeront au gré des infor-

mations transmises par le circuit d'affichage.

Réalisation

Nous ne donnerons ici que quelques exemples de la construction. Le constructeur a dû employer des techniques un peu spéciales pour réussir son intégration. Par exemple, les commutateurs sont constitués de petits boutons à ressort qui sont plaqués contre les touches d'un commutateur interne.

Les diodes LED qui éclairent les voyants sont d'un modèle ordinaire mais un petit guide de lumière ne laisse apparaître

qu'une fraction de la surface du voyant.

Pour l'amplificateur de puissance, tous les composants sont comme enfouis dans la boîte puis recouverts du circuit imprimé. Les transistors sont même installés directement sur le boîtier puis soudés au circuit imprimé, lui-même vissé au châssis. Impossible d'enlever le circuit imprimé sans dessouder les transistors. Pour une intervention, un dépannage, il conviendra donc de bien localiser le composant défectueux, avant de démonter le circuit.

Certains circuits imprimés, notamment dans le tuner, sont fixés par des rivets de matière plastique, dans ce tuner, les connexions sont assurées par des connecteurs verrouillés.

L'ensemble des appareils est construit dans du profilé extrudé, exception faite, bien entendu, de l'amplificateur de puissance, dont le boîtier est moulé.

Mesures

L'amplificateur et le préamplificateur ont été testés ensemble. La puissance de sortie, les deux canaux en service est de 60 W sur $4\ \Omega$ et de 47,5 W sur $8\ \Omega$. Une seule voie en service, nous avons atteint 74 W pour un canal sur $4\ \Omega$ et 58 sur $8\ \Omega$.

Le taux de distorsion harmonique à pleine puissance, sur $4\ \Omega$, à 40, 1000 et 10 000 Hz, est de moins de 0,02 %. Le taux d'intermodulation est de 0,03 % (méthode SMPTE).

La sensibilité de l'entrée phono est de 2 mV, celle de l'entrée auxiliaire de 120 mV. La tension de saturation de l'entrée phono est de 270 mV, comme le signal arrive directement sur les potentiomètres de volume pour les entrées auxiliaires, nous n'avons pas de saturation.

Le rapport signal sur bruit pour l'entrée phono est de 77,5 dB sans pondération et de 90 dB pour l'entrée auxiliaire.

La sensibilité du tuner varie suivant la fréquence de mesure, nous avons constaté un écart de sensibilité de 8 dB. Un défaut que nous impute-

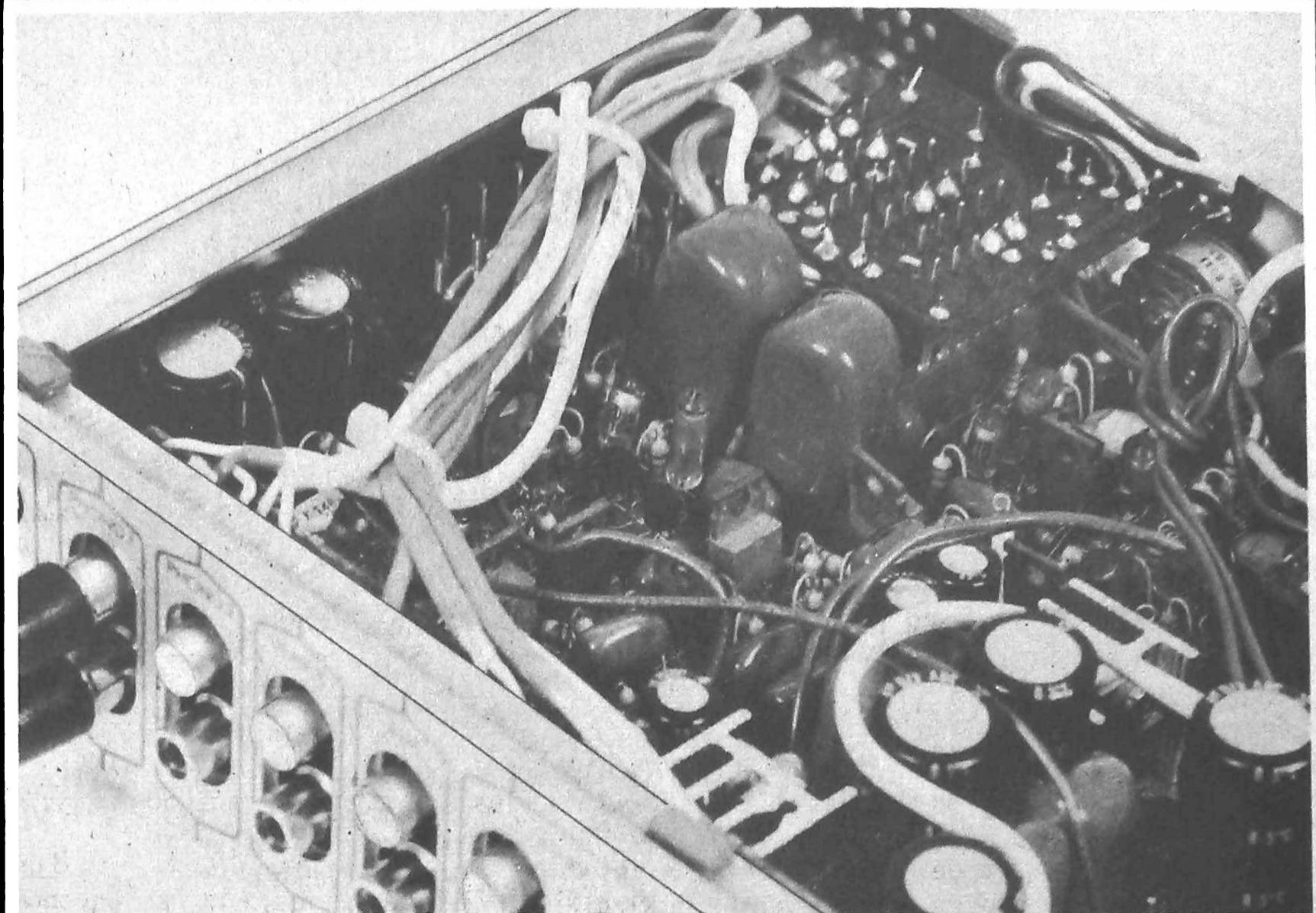


Photo B. - L'intérieur du préamplificateur, les deux masses oblongues sont des condensateurs, on note ici la présence de transistors de moyenne puissance.

rons à des multiples examens de ces microcomposants... Nous avons tout de même mesuré une sensibilité de 1,25 à 3 microvolts. A titre d'information, nous devons préciser qu'un bout de fil, à 50 km d'un émetteur permet de recevoir tout de même une vingtaine de microvolts...

Le rapport signal sur bruit est de 57 dB, le bruit venant d'un résidu du synthétiseur (bruit aux environs de 1 kHz), une fois le couvercle enlevé, ce bruit passe à -68 dB. Il y a donc un certain couplage entre les circuits audio et les fils véhiculant des signaux numériques. Ces problèmes devraient ne pas exister dans les appareils de série.

La sensibilité du système de recherche automatique des stations est de 1 mV. En recherche, on observe un ralentissement de la progression des chiffres au voisinage de stations plus faibles, si le niveau est insuffisant, la recherche se poursuit à plus vive allure.

Les courbes de réponse sont données graphiquement, on notera pour le tuner l'absence du filtre qui se traduit par une bande passante absolument

linéaire. Pour l'association ampli/preampli, on note de très bonnes courbes de réponse, la diaphonie, entre voies est faible, sauf bien entendu si on laisse l'entrée phono ouverte, un cas qui n'existe pas dans la pratique, les cellules présentaient une impédance de valeur diverse.

Conclusions

Dans un prochain article, nous traiterons le magnétophone. La miniaturisation des chaînes pose quelques petits problèmes comme nous venons de le constater, pratiquement, les bruits constatés ne s'entendent pas et seront noyés dans la musique. Nous avons là un écart par rapport aux spécifications, écart qui devra être réduit par le constructeur. L'amplificateur et le préampli sont d'un très haut niveau de qualité, la construction d'une excellente qualité, les composants également. La présentation, vous la connaissez, la microchaîne offre sensiblement les mêmes services qu'une autre, alors pourquoi pas ? Si vous êtes lassés des

larges façades, si vous préférez consacrer la place aux disques, pourquoi ne pas l'adopter, en attendant, bien sûr, le mini tourne-disque...

Etienne LEMERY

PEUT-ON MESURER DES TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE SUPERIEURS A 100 % ?...

C'EST tout au moins la question qu'ont pu se poser quelques-uns des auditeurs de la conférence de presse donnée il y a plusieurs mois par Matti Otala à moins que le doute ne soit venu à certains lecteurs des comptes rendus parus dans la presse spécialisée.

Résumons brièvement les faits : M. Otala, venu renforcer pour un an Harman-Kardon, avait comme il se doit enfourché son cheval de bataille (la distorsion d'intermodulation transitoire) et pour donner à réfléchir sur l'insuffisance des mesures actuellement en vigueur (ou à la mode, si vous préférez) avait pris deux amplificateurs en exemple :

- Un amplificateur A présentant un taux de distorsion harmonique de 200 % en boucle ouverte.
- Un amplificateur B présentant un taux de distorsion harmonique de 0,5 %.

Si nous soumettons A à une contre-réaction de 80 dB et B à une contre-réaction de 27 dB, les taux de distorsion harmonique des amplificateurs deviennent égaux à 0,02 %. Et pourtant, à l'écoute, l'amplificateur A était franchement désagréable par rapport à l'amplificateur B. Porter le taux de contre-réaction à 86 dB (soit un TDH de 0,1 %) n'arrangeait pas les choses, bien au contraire...

Conclusion : Les mesures actuelles n'expliquent pas tout sur les performances auditives

des amplificateurs et il serait bon de « découvrir » des méthodes complémentaires permettant de mieux cerner la réalité musicale. En attendant, menons de pair mesures et écoutes pour élaborer un amplificateur, sans oublier de mettre en œuvre la mesure de la distorsion d'intermodulation transitoire.

Revenons-en à présent à notre TDH de 200 % et d'abord livrons-nous à un bref rappel. Soit donc un amplificateur auquel nous appliquons une tension d'entrée $v_e = V_e \sin \omega t$.

La tension de sortie sera de la forme :

$$v_s = V_{s1} \sin(\omega t + \phi_1) + V_{s2} \sin(2\omega t + \phi_2) + V_{s3} \sin(3\omega t + \phi_3 + b(t)) \dots$$

Le premier terme est le fondamental, les suivants les harmoniques et le dernier une tension de bruit qui regroupe tous les parasites indésirables.

On définit le taux de distorsion harmonique par :

$$K_1 = \frac{\text{valeur efficace globale des harmoniques}}{\text{valeur efficace du fondamental}}$$

ce qui s'écrit :

$$K_1 = \frac{\sqrt{V_{s2}^2 + V_{s3}^2 + \dots + V_{sn}^2}}{V_{s1}} \quad (1)$$

(1) n'est pas directement accessible à la mesure. En fait, ce qui l'est par presque tous, pour ne pas dire tous, les distorsiomètres, c'est :

• D'abord la tension totale :

$$\sqrt{V_{s1}^2 + V_{s2}^2 + V_{s3}^2 + \dots + V_{sn}^2}$$

• Puis, par interposition d'un filtre qui bloque la fréquence fondamentale :

$$\sqrt{V_{s2}^2 + V_{s3}^2 + \dots + V_{sn}^2}$$

ce qui conduit à un taux de distorsion, différent de celui donné par (1), et qui s'exprime expérimentalement par :

$$K_2 = \sqrt{\frac{V_{s2}^2 + V_{s3}^2 + \dots + V_{sn}^2}{V_{s1}^2 + V_{s2}^2 + V_{s3}^2 + \dots + V_{sn}^2}} \quad (2)$$

Ces deux relations sont pratiquement équivalentes tant que la distorsion reste faible ($K_2 \leq 1$). Entre (1) et (2) existent d'ailleurs les relations faciles à montrer :

$$K_1 = \frac{K_2}{\sqrt{1 - K_2^2}} \quad (3)$$

et

$$K_2 = \frac{K_1}{\sqrt{1 + K_1^2}} \quad (4)$$

qui permettent de passer de l'une à l'autre.

Il convient de remarquer que, si la définition (1) permet d'atteindre théoriquement un

absurde comme résultat puisque la formule de la réduction de distorsion avec contre-réaction s'applique à partir de K_1 et non de K_2 . En appliquant (4), on trouve qu'à $K_1 = 200 \%$ correspond $K_2 = 89 \%$. Ce qui est énorme mais pour les besoins de la cause, l'amplificateur A a été supposé « bénéficié » à la fois d'une saturation, d'une distorsion de crois-

ement peu commune, d'une alimentation anémique...

Moralité : Pour des distorsions importantes, les deux définitions conduisent à des résultats différents : il est donc nécessaire de toujours préciser clairement la définition adoptée.

Quant au « Haut-Parleur », il adopte toujours la définition (2) mais comme il s'agit d'ampli hiFi à faible taux de distorsion, K_2 est toujours très très proche de K_1 .

Alors :

$$K_1 = \frac{K_2}{\sqrt{1 - K_2^2}} \neq K_2 \quad \left(1 + \frac{K_2}{2}\right)$$

EXEMPLE :

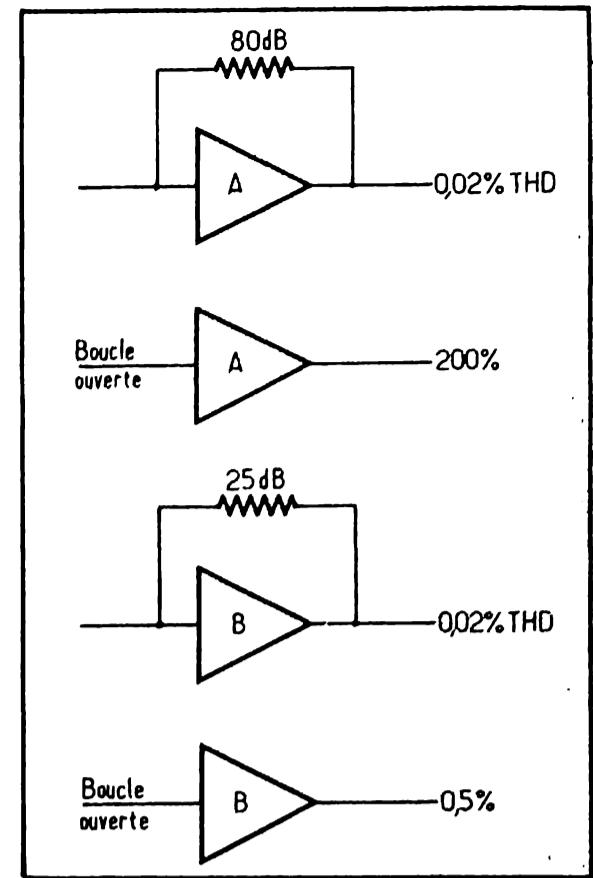
Si $K_2 = 0,01 = 1 \%$, alors

$$K_1 = 0,01 \left(1 + \frac{0,01}{2}\right)$$

$$= 0,01005 = 1,005 \%$$

On voit que la différence entre K_1 et K_2 est négligeable.

Ch. P.



B. G. MENAGER

20, rue Au-Maire, PARIS-3.
Tél. TUR 66-96 - C.C.P. 109 71 Paris
A 30 mètres du métro Arts-et-Métiers

CREDIT DE 6 A 24 MOIS sur tout le matériel

MACHINES A COUDRE

VENTE PROMOTIONNELLE

GRANDE MARQUE
fabrication anglaise
Modèle super automatique
11 programmes

Utilisation simplifiée par came. Elle brode, fait les boutonnieres, le point invisible, le surjet, bourdon, ric et rac, point de vague et différents points de broderie.
Livrée équipée avec accessoires et garantie.

EN MALLETTE 1150 F

SEMI-AUTOMATIQUE

MACHINE PORTATIVE en mallette, grande marque

EXECUTE : les points droits, zig-zag et surfilage.

Equipement électrique 220 V.

LIVRÉE avec accessoires et garantie

mécanique de 5 ans 715 F

SINGER portative en mallette modèle récent d'occasion

garantie 450 F

EN AFFAIRE

Meuble neuf de marque SINGER
Equipé avec mécanisme pour tête escamotable

NET 590 F

MACHINE A COUDRE ZIG ZAG à bras libre

Monté dans meuble
Matériel neuf vendu

avec garantie au PRIX SENSATIONNEL DE 1500 F

HOTTE DE CUISINE MODELE DE LUXE

façade inox, 2 vitesses de ventilation

PRIX DE LANCEMENT 590 F

RECHAUD 2 FEUX GAZ Camping
vendu avec 1 m de tuyau et raccord.

SANS SUITE 65 F

GENERATEUR D'OZONE

pour assainissement VENDU 240 F

GROUPE ELECTROGENE

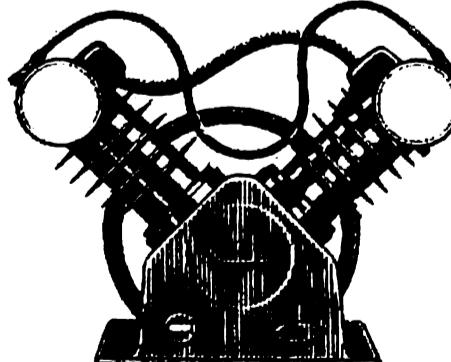
Portatif, moteur 4 temps, équipé de génératrice LEROY 220 V mono,

AU PRIX HORS COURS :

1 kVA 2 310 F 2 kVA 3 018 F

5 kVA Diesel 8 729 F

COMPRESSEUR BY-CYLINDRES



10 m³ 610 F
Modèle 15 m³ 850 F

MONTEZ VOTRE GROUPE ELECTROGENE

Générateur 1 500 W altern., 220 V mono 1 190 F

2 000 W 1 350 F

5 kW 220-380 tri mono 3 150 F

MAGASINS OUVERTS

DU LUNDI de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h
AU SAMEDI de 8 h 30 à 12 h

POMPES "SAM"

Pompe immergée pour puits ou forage profond jusqu'à 50 m. Peut distribuer l'eau jusqu'à 1 000 m. Faible encombrement 220 V. NET 790 F

FLOTANTE utilisation instantanée, refoulement 28 m 1 800 L/Heure, puits, rivière, mare, étang, piscine, pour abreuvoir, étable, arrosage, habitation, etc. Avec 10 m de câble. TTC 890 F

POMPE ELECTRIQUE 220 V

Pour arrosage, débit 1 500 litres. Pression 3 bars. Vendue complète avec 10 accessoires.

PRIX PROMOTIONNEL 370 F

DES AFFAIRES... ECONOMIE D'ENERGIE

CUISINIÈRE - CHAUDIERE

Bois et charbon pour installer le chauffage central. Possibilité de brancher 5 à 6 radiateurs. Vendu avec équipement, accélérateur, vase d'expansion et le groupe de sécurité.

NET 5 250 F

'CAPTEUR SOLAIRE pour production d'eau chaude 150 litres/jour.

PRIX 2 427 F

Documentation sur demande

CHAUDIERE POLYCOMBUSTIBLES

Bois, charbon, mazout avec ballon, eau sanitaire incorporé, fabrication française. MATERIEL NEUF, retour d'exposition.

EXCEPTIONNEL 4 050 F

BRULEUR 1 530 F

CHAUDIERE SPECIALE BOIS pour bûche ou déchet 4 670 F

ROBINET THERMOSTATIQUE

Fabrication allemande 85 F

CIRCULATEUR-ACCELERATEUR de chauffage central adapt. 360 F

CLIMATISEUR retour d'expo. 50 à 60 m³ 2 940 F

SANS SUITE

PERCEUSE D'ETABLIS

à colonne type artisanal moteur 220 mono COMPLETE AVEC MANDRIN

en 13 mm 1.300 F

en 23 mm 1.900 F

en 32 mm 3.000 F

POMPE D'EPUISEMENT

immergée pour eaux de vidange 220 V

PRIX HORS COURS 490 F

TOURET D'ATELIER

2 meules Ø 125 et 150 mm. Courant 220 V mono

Avec écran protecteur NET 330 F et 380 F

MOTEURS ELECTRIQUES

au prix de gros

Moteurs mono 220 V

1 CV 1.500 ou 3.000 tours 415 F

1,5 CV 3.000 tours 428 F

Moteurs triph. 220/380 ventilés

NEUFS - Garantie 1 an

1 CV 3.000 T/m 227 F 1.500 T/m 229 F

1,5 CV 255 F 268 F

2 CV 300 F 315 F

3 CV 375 F 395 F

4 CV 435 F 467 F

5,5 CV 523 F 562 F

7,5 CV 705 F 725 F

Avec inter. jusqu'à 4 CV 90 F

Avec démarreur étoile, triangle de 3 CV à 5 CV 158 F

de 7,5 CV à 12 CV 207 F

RADIATEURS/CONVECTEURS p. chauffage intégré « APPLIMO »



D'un aspect soigné et étudié, ils s'harmonisent avec tous les intérieurs.

(Photo non contractuelle) les intérieurs.

Encombrement extrêmement réduit.

Thermostat incorporé.

Chaudage d'appoint 250 W 50 F

500 W 80 F 750 W 120 F

1 000 W 150 F 1 250 W 180 F

1 500 W 170 F 2 000 W 190 F

2 500 W 220 F 3 000 W 250 F

Pour quantité nous consulter.

CONVECTEURS

DOUBLE ISOLATION

Peuvent être utilisés en salle d'eau.

Suspension murale

250 W 50 F 500 W 80 F

750 W 70 F 1 000 W 80 F

CONVECTEUR MOBILE

1 000 et 2 000 W par contacteur

Prix 220 F

RADIATEURS SOUFFLANTS

Spécial salle de bains. Equipé d'un thermostat d'ambiance.

Dim. : H 150 x L 370 x E 140 mm

TYPE 1 000 W 270 F

TYPE 2 000 W 290 F

RADIATEURS A GAZ

ARTHUR MARTIN

Sortie extérieure. Volume de chauffage 180 mètres cubes. Dim. L 64xH 74 cm.

Normes NF - Nature du gaz à préciser à la commande.

Prix 390 F

CHAUFFE-EAU ELECTRIQUE Cumulus SAUTER-THERMOR

Modèles : muraux, verticaux, horizontaux ou mixtes. Capacités : de 30 à 500 l.

Secteur : 220 ou 220/380 V

PRIX DE GROS

Catalogue et tarif sur demande.

CHAUFFE-EAU 220 V GRANDE MARQUE A ACCUMULATION

DOUBLE PROTECTION de la cuve

Anode de magnétum.

Résistance en acier.

THERMOSTAT (NF).

Contrôle extérieur de la température par thermomètre.

Isolation thermique en mousse de polyuréthane.

Modèle vertical : Ø 450xH 500.

75 LIT., 1 500 W 580 F

Ø 450xH 731.

Robinet de sécurité pour 50 et 75 l. 80 F

100 l., 1 500 W, Ø 540xH 715 660 F

150 l., 2000 W, Ø 540xH 976 790 F

200 l., 2500 W, Ø 540xH 1 237 1 050 F

Modèle horizontal :

100 l., 1 500 W, Ø 540xH 715 660 F

150 l., 2000 W, Ø 540xH 976 850 F

ROBINET de sécurité 100 F

TREPIED pr 100, 150 et 200 l. 80 F

Régllette nue, 1,20 m sans diffuseur ni tube 29 F



REFRIGERATEUR BAR. 90 litres. Habillage teck, contre-porte aménagée 780 F

CONGELATEUR 65 lit. laqué blanc 580 F

CUISINIÈRE SAUTER-THERMOR QUANTITE LIMITÉE

Mixte - 2 feux gaz, 2 feux électriques. Four électrique auto-nettoyant. Dim. : 60 x 60 cm. Prix 1 380 F</

ABC

AMPLIFICATEURS VIDEO FREQUENCES

Gain relatif et déphasage aux BF et TBF

VOICI à la figure 1 deux courbes, l'une donnant le gain relatif H en fonction de $\alpha = 2 \pi R_b C_b F$ (1) et l'autre donnant le déphasage φ en fonction de α , également. Il s'agit de la zone des BF et TBF.

La relation d'après laquelle on a pu établir la courbe H est :

$$H = \frac{\text{gain à la fréquence } f}{\text{gain maximum}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\alpha^2}}} \quad (2)$$

Il est clair que si f tend vers l'infini, il en est de même de α et, de ce fait, H tend vers 1.

Pratiquement, lorsque f augmente au-delà d'une certaine valeur, par exemple 1000 Hz, les éléments qui ont une influence sur le gain aux fréquences élevées interviennent, ce qui a pour effet de modifier la valeur de H comme on l'a vu au cours de l'étude du compor-

tement des amplificateurs VF aux fréquences élevées.

Lorsque f tend vers zéro, α tend vers zéro et H tend vers zéro, également, sauf si C_b est remplacé par une connexion, ce qui revient à écrire que C_b est infini.

La détermination précise du gain H à une fréquence quelconque peut s'effectuer à l'aide de la formule (2) et, avec une précision moindre, mais généralement suffisante en pratique, à l'aide de la courbe H de la figure 1.

Exemple numérique

Soit le cas d'un amplificateur à résistances capacités VF (ou BF) dont on désire que le gain relatif se maintienne à un bon niveau à de très basses fréquences, par exemple à 0,8 à $f = 10$ Hz.

On donne $R_b = 100 \text{ k}\Omega$ et on doit déterminer C_b pour obtenir le résultat recherché. En se reportant à la formule (2), on voit qu'il s'agira de détermi-

ner d'abord α en fonction de H connu. On a évidemment, en élevant au carré,

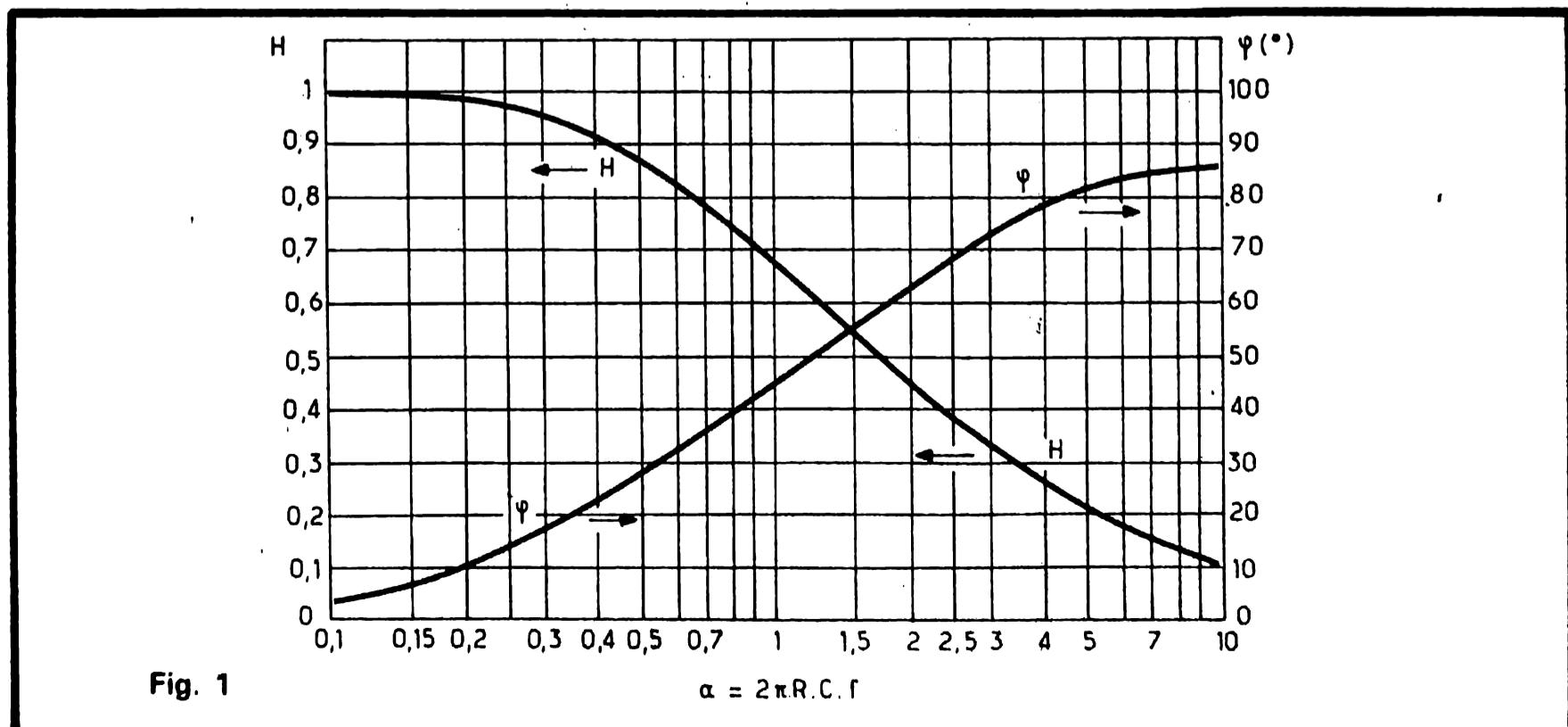
$$H^2 = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha^2}}$$

relation de laquelle on tire :

$$\frac{1}{\alpha^2} = \frac{1}{H^2} - 1$$

Dans notre exemple $H = 0,8$, donc $H^2 = 0,64$, ce qui donne :

$$\frac{1}{\alpha^2} = \frac{1}{0,64} - 1 = 0,5625$$



On en déduit :

$$\frac{1}{\alpha} = 0,75 \text{ et } \alpha = 1,333$$

La formule (1),

$$\alpha = 2 \pi R_b C_b f,$$

peut s'écrire sous la forme :

$$C_b = \frac{\alpha}{2 \pi R_b f}$$

qui, avec $\alpha = 1,333$, $R_b = 100 000$, $f = 10$, donne C_b en farads.

On a :

$$C_b = \frac{1,333}{2 \pi \cdot 100 000 \cdot 10} \text{ farads}$$

et on trouve finalement :

$$C_b = 0,212 \mu\text{F}.$$

Effectuer la détermination de C_b à l'aide de la courbe H de la figure 1.

En partant, en ordonnées, de $H = 0,8$, on trouve sur la courbe H un point dont l'abscisse est :

$$\alpha = 1,35$$

donc une valeur très proche, en pratique de celle calculée et on obtiendra à peu près la même valeur pour C_b .

On pourra choisir un condensateur à tolérance de 10 %. En réalité, lorsqu'on demande un gain de 0,8 à 10 Hz, c'est la performance minimum exigée. Rien ne s'oppose, par conséquent, à ce que C_b soit augmenté, par exemple si $C_b = 0,5 \mu\text{F}$, le gain aux TBF ne serait que meilleur.

Indiquons aussi que la valeur relativement modeste trouvée pour C_b , est due au fait que $R_b = 100 000 \Omega$, donc élevée.

Avec des semi-conducteurs, R_b peut être beaucoup plus faible parce qu'il se peut que R_{b1} et R_{b2} soient de faibles valeurs et aussi parce que la résistance d'entrée du transistor soit elle aussi de valeur réduite. Dans ce cas, elle doit aussi entrer dans la composition de R_b .

Soit, par exemple, $R_b = 10 \text{ k}\Omega$ au lieu de $100 \text{ k}\Omega$. Comme le produit $R_b C_b$ doit rester constant, pour avoir le même α imposé par le calcul, on prendra $C_b = 2,12 \mu\text{F}$ au lieu de $0,212 \mu\text{F}$, ou toute valeur supérieure à $2,12 \mu\text{F}$. De même, si $R_b = 1 \text{ k}\Omega$, C_b serait $21,2 \mu\text{F}$ ou plus.

Enfin, si f est modifiée, et si α reste le même, c'est le produit $R_b C_b$ qui sera modifié en sens opposé.

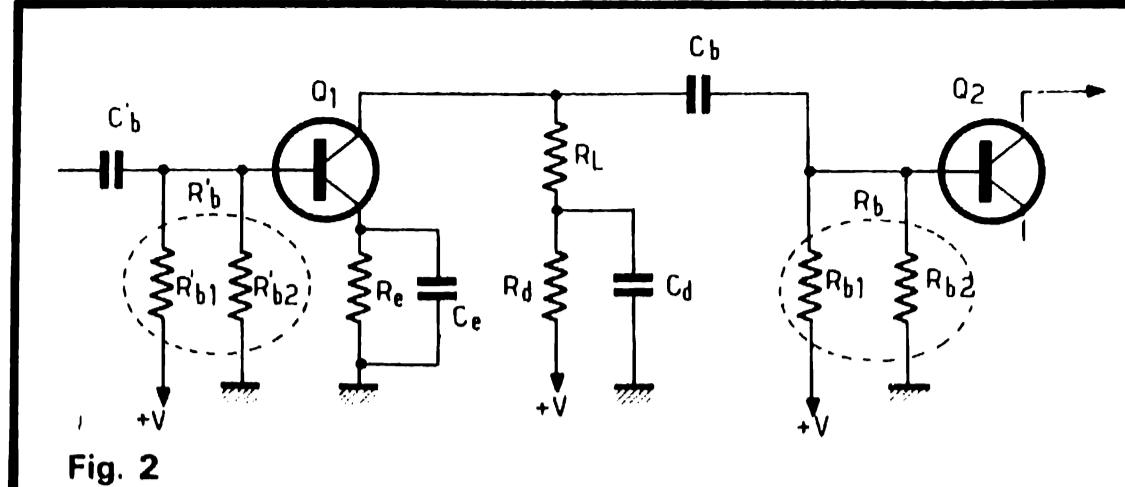


Fig. 2

Dans le cas des données précédentes, on a $f = 10 \text{ Hz}$, $R_b = 100 \text{ k}\Omega$, $C_b = 0,212 \mu\text{F}$ et $H = 0,8$ à 10 Hz.

Si l'on demande que f soit égale à 1 Hz au lieu de 10 Hz et que R_b ne soit pas modifiée, on devra augmenter C_b de dix fois, ce qui donnera $C_b = 2,12 \mu\text{F}$ ou plus.

L'angle de phase se détermine ensuite à l'aide de la courbe φ en prenant la même abscisse α .

Dans notre exemple on avait :

$$\alpha = 1,333$$

Sur la courbe φ , le point d'abscisse $\alpha = 1,333$ a une ordonnée (lue à droite sur la figure 1) :

$$\varphi = 37^\circ.$$

Linéarisation aux fréquences basses par le circuit de découplage

Compensation $R_L C_L$

Voici à la figure 2 le schéma d'un étage VF (ou BF) à liaison par résistance-capacité sur

lequel on a supprimé les dispositifs de correction aux fréquences élevées, mais où l'on trouvera le circuit de polarisation automatique d'émetteur de Q_1 , composé de C_e et R_e , la résistance R_e servant de chute de tension de polarisation et C_e de découplage.

Sur ce schéma on a indiqué le circuit de découplage $C_d R_d$ parfois disposé en série avec la charge R_L du circuit de collecteur de Q_1 .

Rappelons que C_d permettra une certaine correction du gain aux fréquences basses. En effet, si C_d est supprimé, la charge devient $R_L + R_d$ et le gain est augmenté à toutes les fréquences car il est proportionnel à la charge, tant que celle-ci n'est pas de valeur trop élevée. D'autre part, la présence de C_d favorise le gain aux fréquences basses.

En effet, plus f diminue, plus la réactance de C_d

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C_d}$$

augmente, donc l'impédance du circuit de collecteur composé de R_L , C_d et R_d augmente et le gain aussi.

Enfin, comme on l'a montré précédemment, le gain aux fré-

quences basses diminue si f diminue en raison de la valeur fixe de C_d et R_d (voir aussi les formules (1) et (2)).

Finalement, on trouve un moyen de compensation en donnant aux composants C_d , R_d , R_b et C_b des valeurs telles que la condition suivante soit satisfaite :

$$R_a C_d = R_b C_b \quad (3)$$

Cette compensation est loin d'être parfaite. Elle est valable lorsque l'impédance du circuit $R_b C_b$ est très grande devant celle de $R_L R_d C_d$, ce qui est possible souvent, souvent si Q_2 est un transistor à effet de champ.

Indiquons aussi que la compensation (3) peut s'effectuer dans un amplificateur avec $R_L C_d$ et $R_b C_b$ ou avec $R_b C_b$ et le circuit de charge et de découplage de Q_2 . Une bonne compensation est obtenue tant que R_d est de faible valeur. La condition exigée est :

$$R_d = \frac{10}{2 \pi f C_d} \quad (4)$$

Exemple numérique

Dans le montage de la figure 2 prenons $R_b = 100 \text{ k}\Omega$, $C_b = 20 \text{ nF}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ et tenons compte de la condition (4) à $f = 25 \text{ Hz}$.

De la relation (3) on tire la suivante :

$$C_d = \frac{R_b C_b}{R_a}$$

de laquelle on déduit la valeur de C_d . On trouve $C_d = 10 \mu\text{F}$.

D'après (4), on a :

$$R_d = \frac{10 \cdot 10^6}{2 \pi \cdot 25 \cdot 10} \text{ ohms}$$

ce qui donne :

$$R_d = 6,366 \Omega$$

que l'on pourra arrondir à une valeur normalisée aussi proche que possible.

Compensation par le circuit d'émetteur

Pour effectuer cette compensation, il est nécessaire de connaître le gain de tension du transistor Q_1 . Celui-ci est égal à :

$$G_v = S R_L$$

où S est la pente du transistor, définie comme :

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta V_b}$$

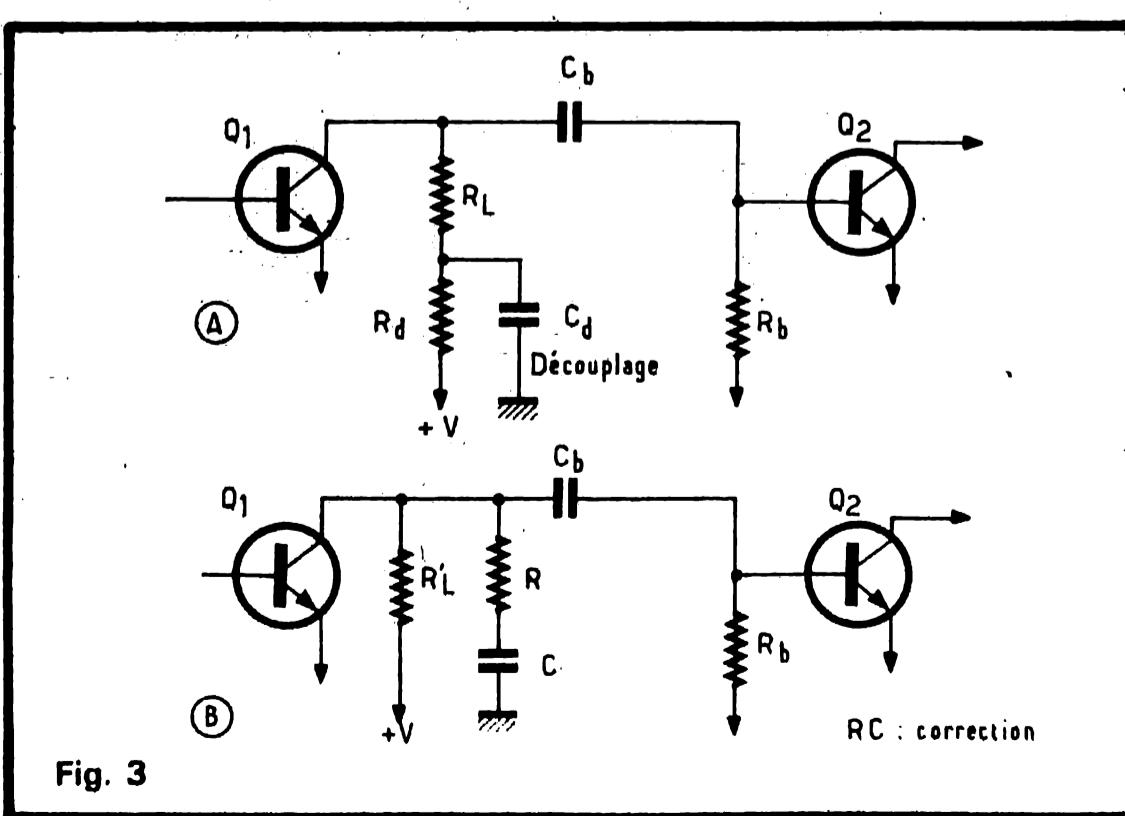


Fig. 3

Pratiquement, on déterminera S ou G_v par des mesures. La relation de compensation est alors :

$$\frac{R_d}{R_e} = \frac{C_e}{C_d} = G_v \quad (5)$$

Soit, par exemple, un gain de dix fois, avec $R_e = 100 \Omega$.

On trouve :

$$\frac{R_d}{R_e} = 10 \quad (6)$$

donc : $R_d = 1 \text{ k}\Omega$.

En ce qui concerne C_e et C_d , on doit avoir :

$$C_e = 10 C_d$$

Prenons $C_d = 25 \mu\text{F}$. On aura alors $C_e = 250 \mu\text{F}$.

Il est bon de savoir que les électrolytiques et les électrochimiques de forte valeur sont fournis normalement avec une tolérance très large, par exemple à -10% et $+50\%$. Il est donc nécessaire de trouver parmi les échantillons dont on dispose des condensateurs dont les capacités satisfont à la condition $C_e = 10 C_d$. Au besoin, on pourra monter en parallèle, sur un des condensateurs, un autre faisant l'appoint.

Si l'on ne fait pas la compensation par le circuit d'émetteur $C_e R_e$, la valeur insuffisante de C_e aura une influence sur le gain aux fréquences basses.

Pratiquement, la capacité de C_e sera aussi grande que possible si elle n'est pas imposée par la compensation.

Compensation par circuit série RC

Considérons le schéma de la figure 3B dans lequel on remarquera le circuit composé de R et C en série, shuntant la charge R'_L .

Il est facile de voir que l'impédance du circuit RC, monté en parallèle sur R'_L , augmente lorsque la fréquence diminue en raison de la valeur de X_c . D'autre part, on a vu précédemment que le gain aux fréquences basses diminue avec la fréquence en raison de la présence de C_b . Une compensation peut être obtenue si les relations suivantes sont satisfaites.

$$R'_L = R_L + R_d \quad (7)$$

$$R = R_L \left(1 + \frac{R_d}{R_d}\right) \quad (8)$$

$$C = C_d \frac{R_d}{(5 R_L + R_d)^2} \quad (9)$$

A la figure 3A on donne le montage habituel RC sur lequel on a prévu le découplage réalisé avec C_d et R_d . Ce découplage a été supprimé dans le montage (B) et remplacé par le circuit RC.

Pratiquement, en partant d'une liaison comme celle de (A), on la remplacera par une liaison comme celle de (B) en connaissant C_d et R_d qui ont été enlevés.

Les éléments C_b et R_b restent les mêmes dans les deux montages.

Exemple numérique

Ce montage semble plus long à déterminer mais il est actuellement souvent adopté dans divers montages d'amplificateurs à transistors ou à circuits intégrés, car la compensation est bonne sur une bande étendue, même aux fréquences élevées.

Prenons, à titre d'exemple, dans le montage (A) : $R_L = 3300 \Omega$, $R_d = 6800 \Omega$, $R_b = 500 000 \Omega$, $C_d = 10 \mu\text{F}$, $C_b = 0,05 \mu\text{F}$.

La formule (7) donne :

$$R'_L = 3300 + 6800$$

$$= 10 100 \Omega$$

$$R = 3300 (1 + 3300/6800)$$

$$= 4900 \Omega$$

$$C = 10 (6800/10100)^2$$

$$= 4,5 \mu\text{F}$$

$$R_b = 500 000 \Omega \text{ inchangée}$$

$$C_b = 0,05 \mu\text{F, inchangé.}$$

Courbes H et φ pour la transmission aux fréquences élevées

Le schéma

On a donné à la figure 1 les deux courbes H et φ valables pour les amplificateurs VF et BF et la zone des fréquences basses et très basses.

Pour compléter notre exposé, voici à la figure 4 deux courbes H et φ valables pour la zone de fréquences élevées dans le cas d'une liaison par résistances-capacités uniquement, donc sans correction comme celles étudiées dans le précédent ABC.

On suppose que le gain est relevé à partir du médium où $H = 1$. Ces courbes sont valables pour le montage de la figure 5. Donnons toutefois, avant de passer à la détermination graphique de ce montage, la formule qui a permis d'établir la courbe. Le gain relatif aux fréquences élevées est donné par la formule :

$$H = \frac{\text{gain à la fréquence } f}{\text{gain maximum}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}} \quad (10)$$

$$\text{où } \alpha = 2 \pi R C f \quad (11)$$

Dans la composition de α interviennent R et C qui sont constituées de la manière suivante :

R est la résultante de la mise en parallèle de R_L la charge de collecteur de Q_1 et de R_b com-

posée des résistances en parallèle R_{b1} , R_{b2} du diviseur de tension de Q_2 et de R_{be} qui est la résistance d'entrée de ce même transistor. On a, alors :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}} + \frac{1}{R_{be}} \quad (12)$$

La capacité C se compose de toutes les capacités matérielles, ou non matérielles, qui shuntent R_L et R_b , dans diverses capacités dues au câblage, aux composants, ainsi que la capacité de sortie de Q_1 et celle d'entrée de Q_2 , donc :

$$C = C_c + C_{be}$$

C_c étant la somme des capacités shuntant R_L et C_{be} , la somme des capacités shuntant R_b .

Le meilleur moyen de connaître C est de la mesurer, ce qui dispensera de déterminer chaque capacité composante.

Méthode de calcul

Le plus souvent, on donne C , f et le gain relatif H que l'on désire obtenir à la fréquence f .

La première opération est de tirer α de la formule (10).

En élevant au carré, et en inversant, on a :

$$\frac{1}{H^2} = 1 + \alpha^2$$

d'où l'on tire

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{H^2} - 1} \quad (13)$$

Connaissant α , f et C , on en déduit R en utilisant la relation tirée de (11)

$$R = \frac{\alpha}{2 \pi C f} \quad (14)$$

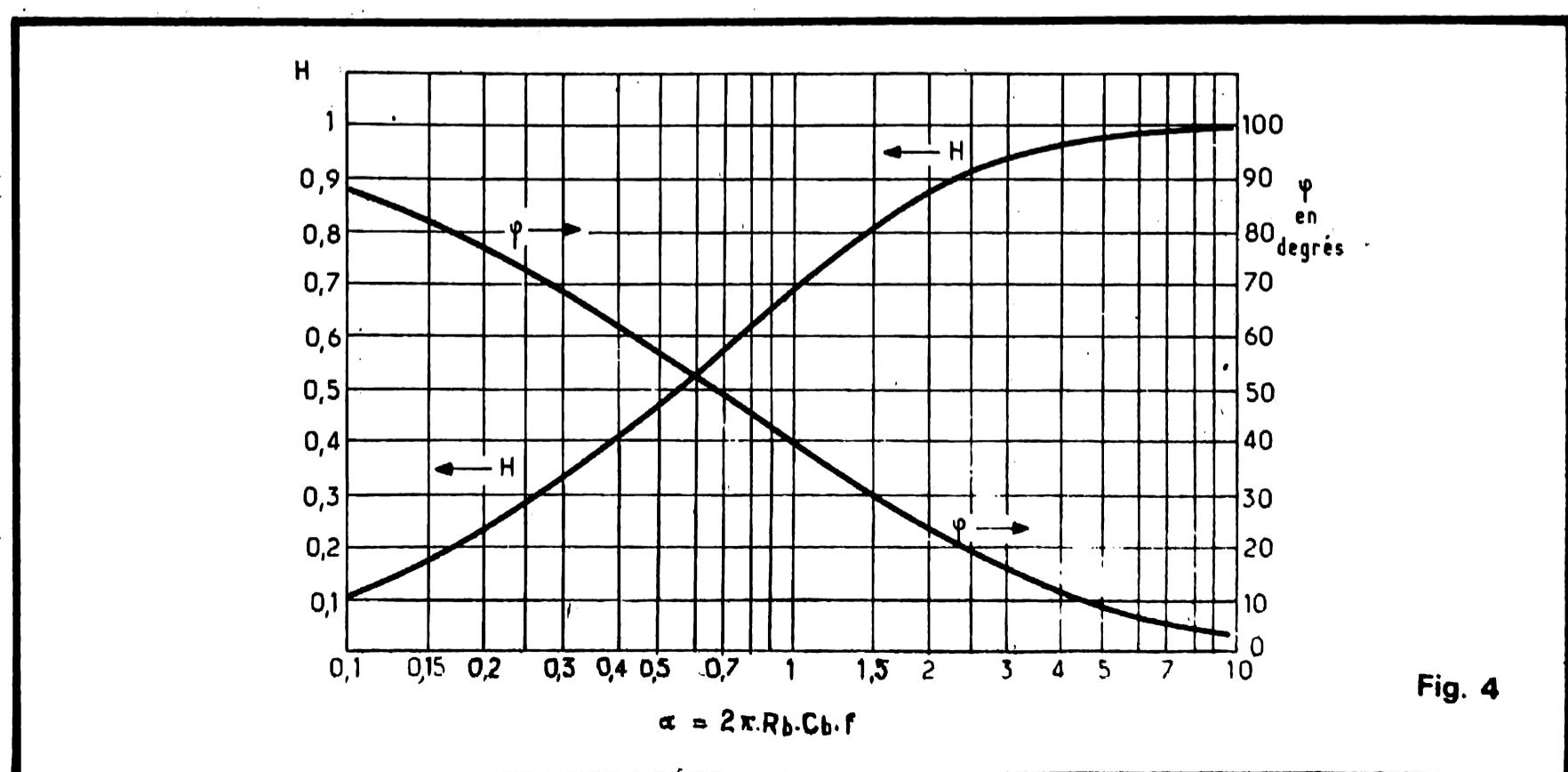


Fig. 4

Voici un exemple numérique de détermination de R . On donne $f = 6,5$ MHz et on désire que le gain relatif à cette fréquence soit $H = 0,9$. On donne aussi $C = 20$ pF.

Comme $H^2 = 0,81$, la formule (13) donne :

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{0,81}} - 1 = 0,484$$

En utilisant la formule (14), on obtient :

$$R = \frac{0,484 \cdot 10^6}{2 \pi \cdot 20 \cdot 6,5} \text{ ohms}$$

ce qui donne :

$$R = 592 \Omega$$

donc un gain faible. Le remède est de monter des dispositifs correcteurs avec R plus élevée.

Déterminons maintenant R à l'aide de la courbe de la figure 4.

Pour $H = 0,9$ on obtient $\alpha = 0,45$ environ, valeur proche de celle calculée. De ce fait, on trouvera à peu près la même valeur de R .

Déterminons l'angle de phase, en degrés, à l'aide de la courbe ϕ , de la même figure.

Pour $\alpha = 0,484$ on trouve $\phi = 27^\circ$ environ.

Comme deuxième exemple, on considérera le cas où l'on donne R , C et f et on désire connaître le gain relatif H à la fréquence f . Dans ce cas, on utilisera d'abord la formule (11) qui donne α et ensuite la formule (10) qui permettra de connaître le gain relatif H . Soit par exemple le cas où l'on dispose des valeurs suivantes : $C = 20$ pF, $R = 2$ k Ω , $f = 4$ MHz.

D'après ces valeurs, on calcule :

$$\alpha = 2 \pi \cdot 2 \cdot 2 \cdot 4 / 10^2$$

$$= 1,0053$$

Nous prendrons $\alpha = 1$ et $\alpha^2 = 1$ également.

La formule (10) donne :

$$H = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$$

Sur la courbe H de la figure 4 on constate en effet que le point d'ordonnée $H = 0,707$ a pour abscisse $\alpha = 1$.

L'angle de phase est égal à 45° .

En radians on trouve un angle :

$$\phi_{\text{rad}} = 0,78$$

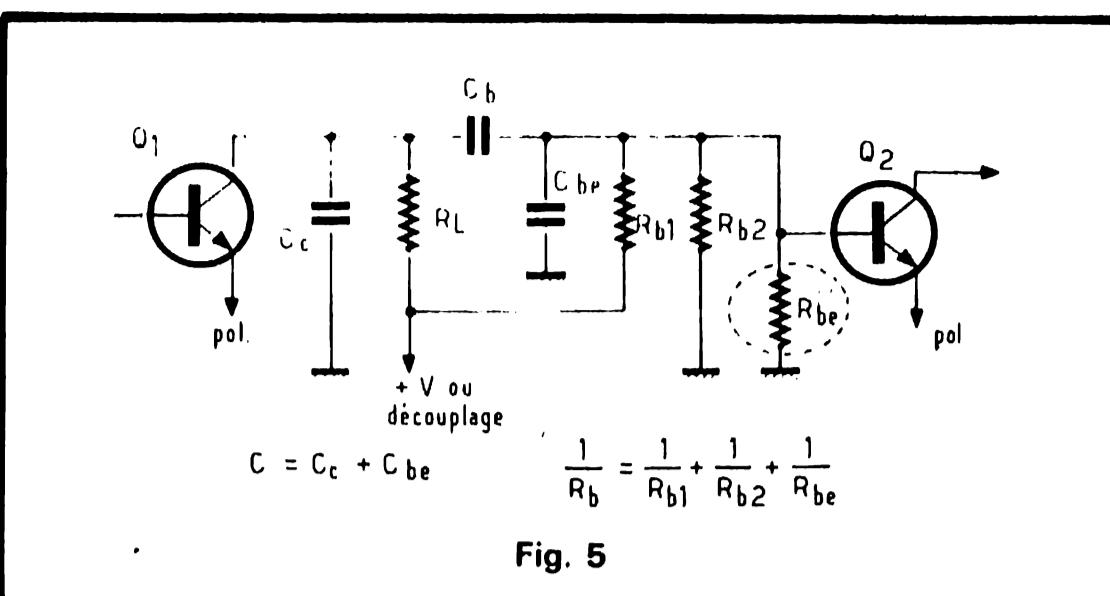


Fig. 5

En comparant les courbes des figures 1 et 4, on constate que :

- aux fréquences basses H augmente avec la fréquence et ϕ diminue lorsque la fréquence augmente;
- aux fréquences élevées, H diminue lorsque f augmente et ϕ augmente avec la fréquence.

Gain relatif à toutes les fréquences

En combinant les courbes des figures 1 et 4, on obtiendra pour H , la courbe de la figure 6. Sur cette courbe, on pourra identifier plusieurs zones dans la bande globale et plusieurs fréquences, séparant ces zones :

- zone des basses entre 0 et f_1 ;
- zone du médium entre f_3 et f_4 ;
- zone des fréquences élevées entre f_5 et l'infini.

Les fréquences intéressantes sont :

$f = 0$, le gain relatif H est nul,
 $f = f_1$, avec $H = 0,5$,

- $f = f_2$, avec $H = 0,707$,
 $f = f_3$, avec $H = 1$,
 $f = f_4$, avec $H = 1$,
 $f = f_5$, avec $H = 0,707$,
 $f = f_6$, avec $H = 0,5$.

On pourra aussi, en se référant aux courbes H des figures 1 et 4, trouver les valeurs de α correspondantes, par exemple, pour :

- $f = 0$, $\alpha = 0$
 $f = f_2$, $\alpha = 1$
 $f = f_3$ et f_4 , α est déterminé selon chaque cas d'espèce,
 $f = f_6$, $\alpha = 1$.

Le gain de tension se déterminera en le mesurant aux fréquences de la zone du médium.

On peut aussi désirer déterminer approximativement les valeurs des limites correspondant au médium, les fréquences f_3 et f_4 .

Reportons-nous à la figure 1 pour les fréquences basses, le gain relatif 1 sera obtenu théoriquement à $\alpha = \infty$. On peut voir toutefois, qu'à partir de $\alpha = 10$, le gain H est pratiquement 1.

Vérifions-le à l'aide de la formule (2) donnant le gain aux BF. Avec $\alpha = 10$, on a $\alpha^2 = 100$ donc $1/\alpha^2 = 0,01$.

De ce fait, le nombre sous le radical est égal à 1,01 donc $H = 0,995$.

De même, d'après la courbe H de la figure 4, si l'on prend $\alpha = 0,1$, on a $\alpha^2 = 0,01$ et la formule (10) donne :

$$H = \frac{1}{\sqrt{1,01}} = 0,995 \text{ également.}$$

Etude des amplificateurs à l'aide des signaux rectangulaires

Généralités

Dans la plupart des cas pratiques, on est amené à traiter des signaux non sinusoïdaux. Il est possible de connaître la forme du signal de sortie d'un amplificateur VF d'après celle du signal d'entrée et du schéma de l'amplificateur. On pourra, à cet effet, se servir du calcul ou de la visualisation du signal de sortie sur l'écran d'un oscilloscope de qualité correspondant aux résultats requis, c'est-à-dire ne déformant pas les signaux qui lui sont appliqués.

La détermination de la forme du signal de sortie à l'aide du calcul ou des abaques ou des courbes nécessite obligatoirement par la suite une vérification à l'aide de mesures oscilloscopiques, toutefois seule la détermination préalable permettra d'établir une maquette qui, après mesures pourra être corrigée jusqu'à obtention des résultats recherchés. Une bonne méthode de détermination des amplificateurs VF est l'emploi, comme signaux d'entrée, des signaux rectangulaires qui seront appliqués à l'entrée de l'amplificateur à étudier. Le montage de mesures est celui de la figure 7. Il comprend trois parties : le générateur de signaux rectangulaires, l'amplificateur BF-VF à étudier et l'oscilloscope.

Il est très important de disposer d'appareils de mesure de la meilleure qualité pour les mesures en VF.

Le générateur de signaux rectangulaires doit fournir à sa

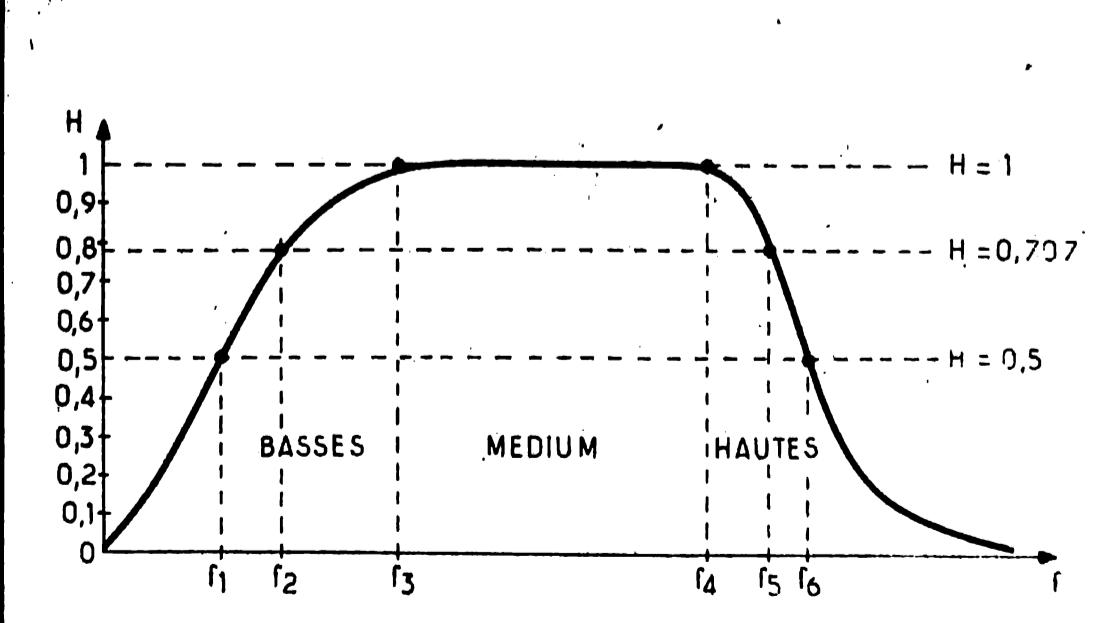


Fig. 6

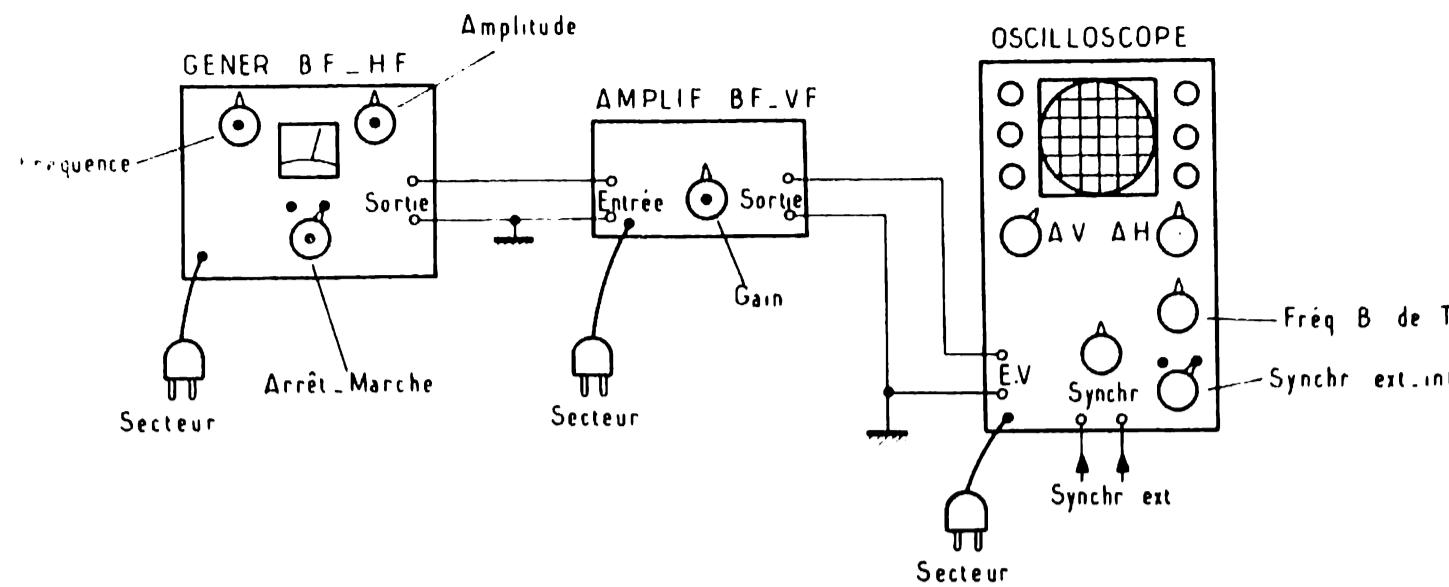


Fig. 7

sortie des signaux de cette forme dont on connaîtra la tension et la fréquence. Cet appareil possèdera par conséquent des réglages étalonnés et un indicateur du niveau de la tension de sortie pouvant être réglée d'une manière progressive. Une tension de 2 V efficaces peut être nécessaire pour vérifier un amplificateur VF pour TV. Elle devra être réduite avec le réglage d'amplitude si une tension moindre est demandée.

La fréquence sera comprise entre quelques hertz par exemple 1 Hz et quelques mégahertz, par exemple 10 MHz ou plus.

Un appareil de ce genre est plutôt cher.

L'oscilloscope devra être apte à recevoir des signaux rectangulaires de fréquences très basses, moyen et très élevées.

Nous montrerons dans le prochain ABC comment reconnaître les déformations

produites par des amplificateurs, sur des signaux rectangulaires parfaits (ou presque...).

F. JUSTER

AMTROD
Kurciuskit

LES LEADERS DES MONTAGES ET DISPOSITIFS ELECTRONIQUES

UNE vaste gamme d'appareils de mesure : Emetteurs FM (pour exportation)

- Radio Récepteurs.
- Accessoires pour instruments de musique.
- Appareils pour radioamateurs et CB.
- Accessoires pour voitures.
- Radiocommande - Amplis, Préaréplis.
- Temporisateur.

CATALOGUE ET TARIF contre 6 F en timbre (Frais de port 16 F par KIT)

BANDES PROFESSIONNELLES
Bandes magnétiques sur bobine professionnelle. Diamètre 270 mm long. 1 096 m, suivant disponib. dans les marques : Ampex, Scotch, Sundkraft. Matériel ayant très peu servi en excel. état. La pièce 28 F par 5 : 27 F, frais d'envo 10 F, par 10 : 26 F, frais d'envo 20 F, par 50 : 23 F, frais d'envo 60 F, par 100 : 20 F, frais d'envo 120 F. Par quantité supérieure nous consulter.

Pas d'expédition à l'unité.

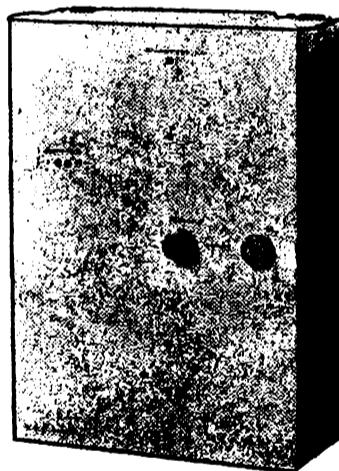
CASSETTE LOW-NOISE
C 60 : les 10 pièces 30 F, fr. env. 8 F
C 90 : les 10 pièces 50 F, fr. env. 8 F

CENTRALE D'ALARME CT 01 LA PROTECTION ELECTRONIQUE Appartement, pavillon, magasin

Une alimentation 220 V avec une régulation en tension, courant et chargeur batterie pour accumulateur au plomb hermétique.

- 2 circuits d'entrée, il est possible de brancher en série, des contacts, radars, infra-rouges, ultrasons, etc.
- Circuit anti-hold-up et anti sabotage 24-24
- Circuit sirène auto-alimentée, auto-protégée.
- Contact auxiliaire 6 A/220 Vca.

Dimensions : H. 315 ; L. 225 ; P. 100.



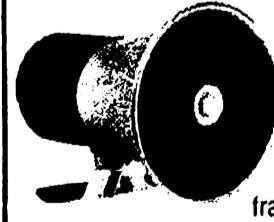
PRIX : 940 F
frais d'envo 35 F

SM 122
12 Vcc. Consommation 1 Amp.
— Puissance sonore 108 dB



82 F
frais d'envo : 10 F

SIRENE ELECTRONIQUE SE 12 POLICE AMERICAINE
12 V. 0,75 Amp. 110 dB



180 F
frais d'envo : 15 F

ANTI-VOL VOITURE RADAR USV1 Un appareil SUR - EFFICACE - DISCRET

Câblage minimum, le radar USV1 déclenche l'alarme dès qu'il aura décelé une tentative de vol dans le véhicule (même à travers les glaces, suivant réglage). Permet la protection par contacts (capot et coffre). Temporisation sz sortie 30''. Réglage de 0'' à 20''. Réarmement automatique.

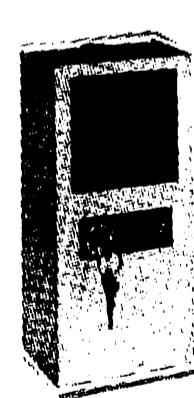
PRIX : 590 F
Frais d'envo : 25 F



PRIX : 1 300 F

Frais d'envo 40 F

Emetteur-récepteur de micro ondes. Protection très efficace même à travers des cloisons. S'adapte sur la centrale d'alarme CT 01. Supprime toute installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Angle protégé 150°. Portée 3-20 m.



**L'ANTI
EFFRAC
TION
spécial
apparte
ment**

Déclenche l'alarme avant que les cambrioleurs ne pénètrent dans les lieux. Temporisation d'entrée et de sortie. 3 circuits supplémentaires possible : 1. Circuit extérieur instantané 2. Circuit extérieur retardé 3. Circuit sirène extérieure. Alimentation pile incorporée. Fourni complet avec notice.

690 F
- Frais d'envo : 30 F

UNE NOUVELLE GAMME D'AUTORADIO ANTI-VOL UNIVOX

AUTO RADIO K7 stéréo GO-FM 2 x 5 W. Livré avec son système anti-vol. Avance :

840 F

retour rapide 16 F
Frais d'envo 16 F

AUTO RADIO K7 stéréo PO-GO 2 x 5 W. Livré avec son berceau antivol. Avance :

590 F

retour rapide 16 F
Frais d'envo 16 F

ASTOR

AUTO RADIO K7 stéréo PO-GO-FM 2 x 6 W avec HP 830 F
Frais d'envo 25 F

BATTERIE 12 Vcc. 5,6 A hermét. 280 F
CONTACTS encastrable dans l'épaisseur d'une porte, le jeu 16 F
CONTACTS de chocs. Le jeu 16 F
CONTACTS de porte. Le jeu 16 F
Frais d'envo jusqu'à 3 kg : 16 F

EXPLOREZ LES UHF

avec le convert. 410-875. Recept. des 3 ch. télé + cert. émiss. spé. Se raccorde à un récept. FM class. Fonct. en 12 V. 4 touches prérglées et recherche manuelle.

Prix 195 F Frais env. 10 F

AUCUNE EXPÉDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat

BLOUDEX ELECTRONIC'S

104, rue Saint-Maur, 75011 PARIS
Tél. 357 15.09 - Metro Parmentier

COMPTOIR MB RADIOPHONIQUE

CREDIT ACCELERE. Pour achat minimum 1.500 F 20 % à la commande
Solde 6, 9 ou 12 mois

A toute demande de renseignement, joindre un timbre pour la réponse

160, rue Montmartre, Paris-2^e - Face à la rue Saint-Marc (fond de la cour)

Métro : Bourse (Parking place de la Bourse)

Ouvert tous les jours sauf dimanche et lundi de 10 h à 12 h et de 14 h 30 à 18 h 45

Tel : 236.41.32, 236.91.61 - C.C.P. 443-39 A PARIS

TOUS LES PRIX INDICUDES sont toutes taxes comprises.

Aucun envoi hors la métropole - Aucun envoi contre remboursement

AFFAIRES-SENSATIONNELLES

Matériel neuf (sans suite)

PRIX DEMARQUES GROS RABAIS

SABA Compact. Ampli-tuner HI-FI 2 x 50 W music. Tourne-disque DUAL magnétique touche à effleurement. Valeur 3.400 F.

Prix MB 1 990 F

SABA 9060 Ultra HI-FI. Ampli-tuner 6 stations prérégées 2 x 30 W music. avec enceintes. Valeur 2.300 F.

Prix MB 1 490 F

DUCRETET-THOMSON. Ampli-tuner 2 x 25 watts RMS stations FM prérégées 1.750 F.

Prix MB 950 F

THOMSON PA 316. Amplificateur puissance 2 x 30 watts RMS 1.330 F.

Prix MB 850 F

THOMSON 326 HI-FI ambiophonie. Ampli-tuner 2 x 30 watts RMS stations FM prérégées 1.750 F.

Prix MB 950 F

TELEFUNKEN. Ampli-tuner stations prérégées FM 2 x 22 watts RMS 1.840 F.

Prix MB 1 200 F

COMIX-BRIG. Amplificateur 2 x 50 watts RMS. 1.880 F.

Prix MB 950 F

FERGUSSON. Ampli-tuner 2 x 15 watts RMS. Présélection FM 970 F.

Prix MB 695 F

FERGUSSON 3482. Ampli-tuner stations prérégées FM, 2 x 25 watts RMS. 1.695 F.

Prix MB 1 350 F

FRANCE-ELECTRONIQUE. Amplificateur puissance 2 x 40 watts RMS. 1.650 F.

Prix MB 795 F

EUROPHON 230. Amplificateur. Tourne-disques compact 2 x 25 watts RMS. 1.360 F.

Prix MB 690 F

EUROPHON Quadrosound 550. Ampli-tuner PO-GO-OC-FM, 2 x 10 W réel avec enceintes. Complet valeur 1.360 F.

Prix MB 790 F

BRANDT. Amplificateur puissance 2 x 18 watts RMS. 980 F.

Prix MB 650 F

TRIPLETONE. Amplificateur puissance 2 x 10 watts RMS. 690 F.

Prix MB 390 F

SONNET. Ampli-tuner puissance 2 x 10 watts efficace. 890 F.

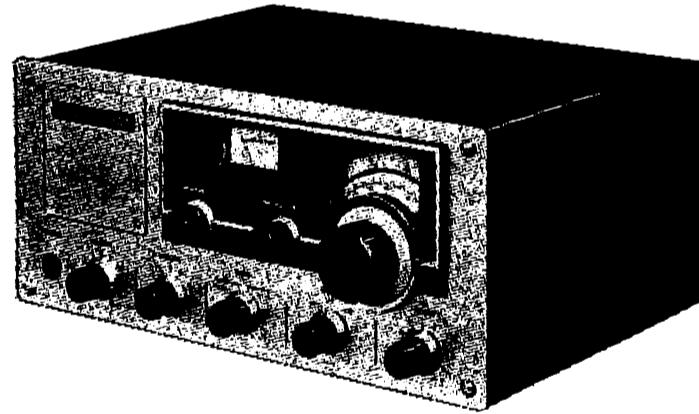
Prix MB 590 F

REMCO. Magnétophone à bande 9,5-7,5 pile/secteur. Valeur : 560 F.

Prix MB 290 F

Quantité très limitée.

CENTURY 21



Récepteur ondes courtes

De 500 Kc à 30 MHz réception continue sans trous - Reçoit en Mode AM, SSB et CW (USB ou LSB) - Sensibilité 10 dB S + N/N.

SSB 0,5 — 1,5 MHz 1,0 μ V

1,5 — 30 MHz 0,5 μ V

AM 0,5 — 1,5 MHz 5 μ V

1,5 — 30 MHz 1,0 μ V

Sélectivité : — 6 dB — 30 dB

SSB : — 4 kHz — 8 kHz

AM : — 7 kHz — 13 kHz

Stabilité : extra.

Sortie BF : 2 W.

Alimentation : DC 12 V - ou 220 direct.

Dimensions : L x 290, H x 156, L x 340 mm

Poids : 6,4 kg.

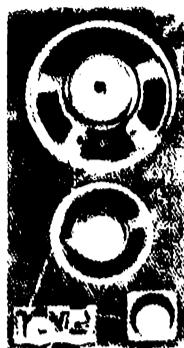
Livré complet avec antenne télescopique incorporée et prise pour raccord auxiliaire.

Prix TTC

1 850 F

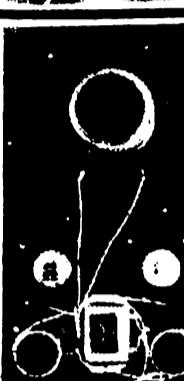
Disponible chez : **TPE MAGENTA**
36, bd de Magenta, 75010 Paris. Tél. 201-60-14

2 BAFFLES « Kit » d'un rendement exceptionnel



Un nouveau modèle d'une qualité technique et musicale à un prix abordable. Équipé avec filtre pour ampli 30 W efficace. Impédance standard 4 à 8 Ω . Dim. 600 x 325 1 haut-parleur basses, grand diamètre 25 cm 1 haut-parleur médial 17 cm + 1 tweeter. Bande passante 40 à 18 000 Hz. Tout monté avec raccord à l'ampli.

la paire 590 F
Même modèle, mais sans filtre la paire 490 F



UN NOUVEAU MODÈLE BA6
Symbole de puissance et fidélité accessible à tous. Pouvant s'incorporer dans toutes les chaînes de qualité. 3 voies-5 HP : puissance efficace 35 Watts. Bande passante : 20-30.000 Hz - Impédance 8 ohms - 1 haut-parleur : 31 cm fréquence grave suspension mousse - 2 Médiums - Gros aimants suspension contrôlée - 2 Tweeter à dôme - 1 filtre spécial - Dimensions baffle 60 x 37 fourni avec la paire - cordon prise + din -

990 F



UNE REALISATION TRES AVANTAGEUSE POUR SAVOURER la belle musique ELAN BA 2

- Puissance 8/15 watts
- Bande passante 45/14000
- 2 haut-parleurs grande puissance magnétique
- Impédance 4 x 8 ohms
- Dimensions : 40 x 25 x 11 cm

A PRENDRE SUR PLACE La paire : 190 F

LES NOUVELLES ENCEINTES ELAN

D'un rendement extraordinaire pour un prix abordable. Puissance 24 watts, comportant 3 H.P. grande puissance avec Tweeter d'appoint SIARE permettant ainsi une reproduction fidèle des basses et des aiguës. Bande passante 50 à 16.000 Hz. 3 voies + filtre. Dimensions 500 x 300 x 180 mm.

LA PAIRE 490 F
A prendre sur place, aucune expédition.

Nouveau modèle ELAN BA 3
Enceinte acoustique 30 watts efficace - 3 HP - 1 Boomer - 1 Medium avec 1 Tweeter + condensateur. Dimensions 600 x 360 x 220 mm. Un Prix de lancement

La paire 650 F A prendre sur place, uniquement sur place.

L'extraordinaire ENCEINTE 30 W efficace Haute musicalité BA4 - 3 voies + filtre.

1 H.P. grand diamètre 24 cm. Basses 1 H.P. Médial 17 cm - 1 Tweeter

Dimensions 600 x 360 x 220 mm

Un prix INCROYABLE pour la qualité

La paire 750 F A prendre sur place, uniquement sur place.

Elan BA 5

1 Boomer 31 c/m pour la reproduction des fréquences graves.

1 Médium entièrement clos, de grande qualité, doté d'un gros aimant

1 Tweeter à dôme permet la reproduction exacte des fréquences élevées. 600 x 360 x 220 mm.

La paire 1 225 F A prendre sur place, aucune expédition

Puissance efficace : 35 watts

Bandes passante 30-30.000 Hz.

Filtre 3 voies spécial. Trois haut-parleurs.

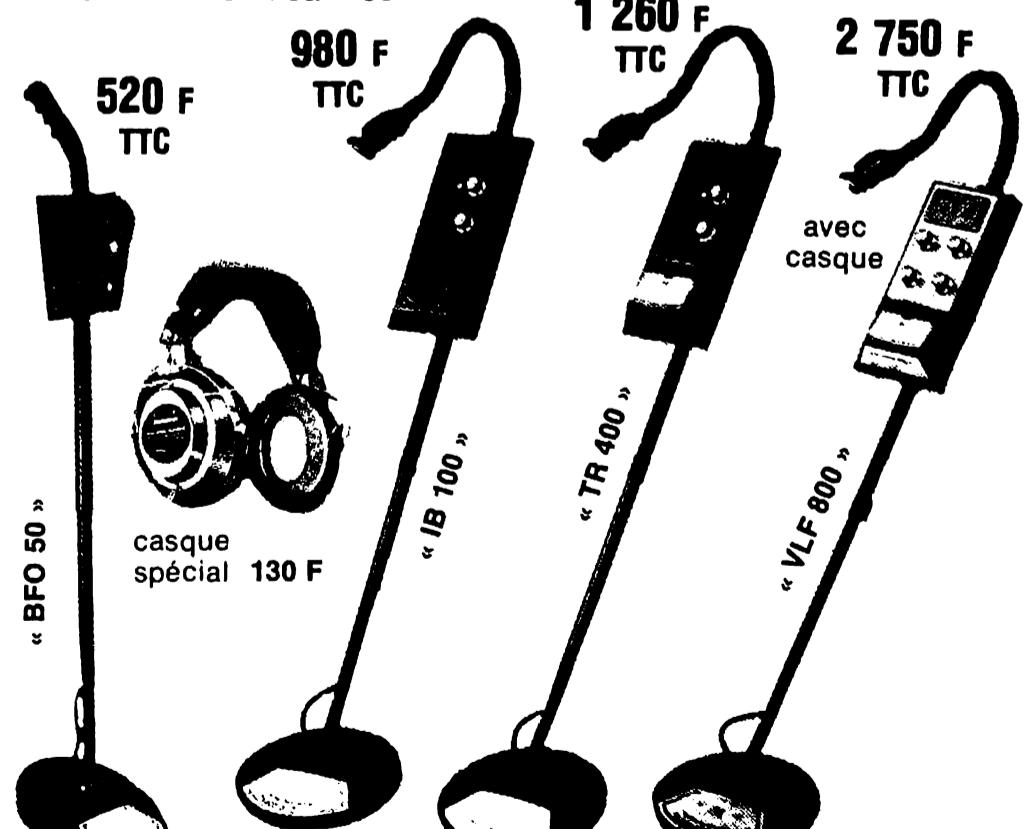
A prendre sur place, uniquement sur place.

LA CHASSE AU TRÉSOR

Un besoin d'aventure, de découvertes, de rêves. Le violon d'Ingres le plus excitant et le plus lucratif.

Une révélation pour les petits et les grands

- De passionnantes chasses aux trésors sous les anciennes ruines de châteaux, de fortifications, en forêts et près des sources.
- D'étonnantes trouvailles d'objets et de bijoux perdus sur les plages.
- Le plaisir sain de découvrir la nature, d'avoir un but de promenade ou de vacances.

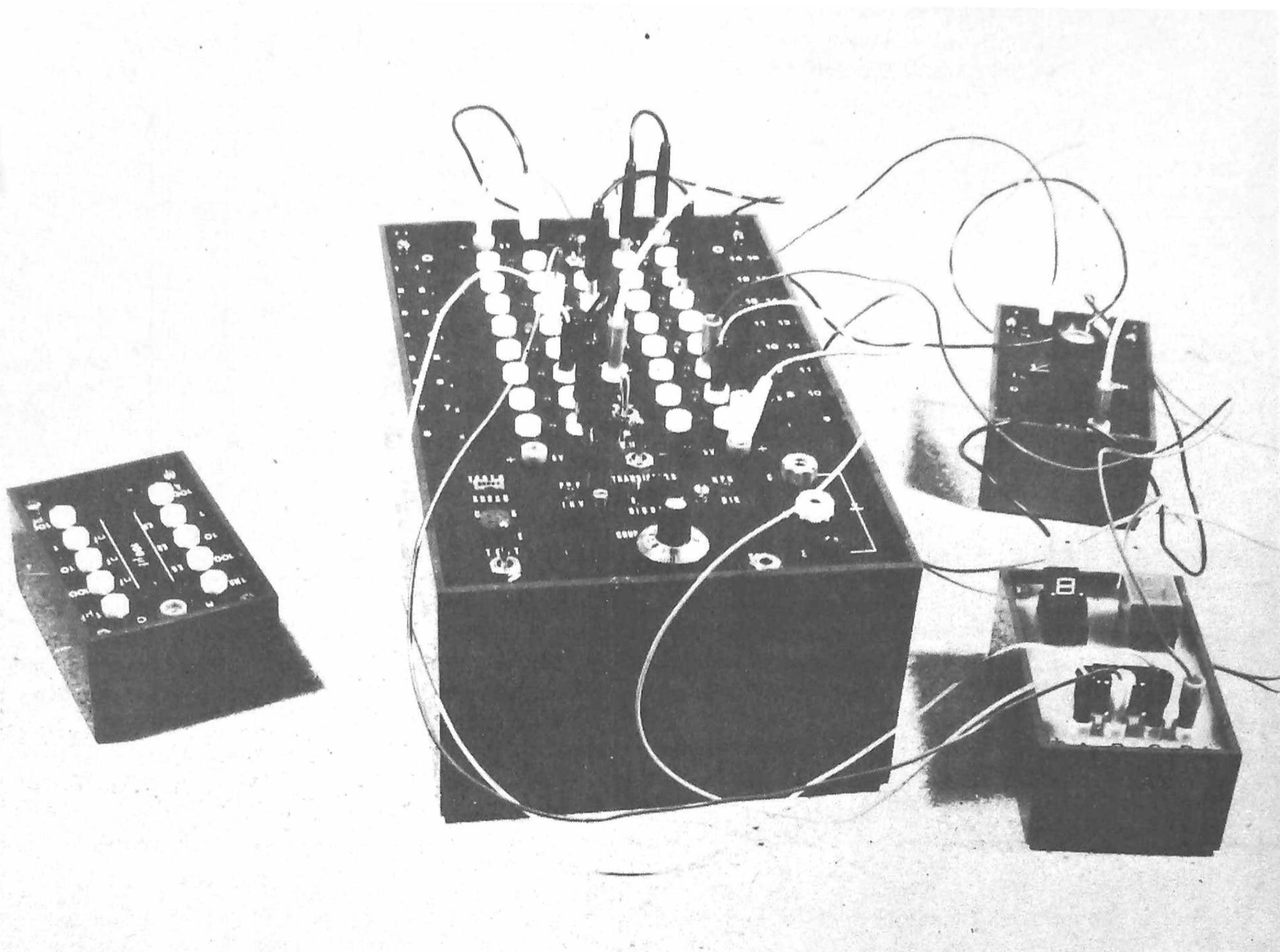


DÉTECTEURS DE MÉTAUX

Disponible chez : **TPE MAGENTA**

36, bd de Magenta, 75010 Paris. Tél. 201-60-14
(Doc. très détaillée contre 5 F en timbres.)

REALISEZ UN TESTEUR UNIVERSEL



POUR SEMI-CONDUCTEURS

Circuits intégrés logiques - Transistors - Diodes - Etc.

(Suite voir N° 1643)

LA première partie de cet article était consacrée à la description des circuits de l'appareil.

Nous proposons de passer en revue les différentes utilisations, tant pour la partie transistormètre que, surtout, pour la partie testeur de C.I.L. Nous ne reviendrons donc pas sur les détails techniques ou technologiques antérieurement évoqués.

Précisons que ce dispositif doit intéresser non seulement les amateurs plus ou moins profanes par le côté didactique qui permet de se familiariser avec les caractéristiques des circuits logiques, mais aussi le technicien chevronné.

Certes, cet appareil ne couvre pas tous les besoins, en la matière, d'un laboratoire évolué et, notamment, ne permet pas l'essai de circuits de plus de 16 broches, ni des circuits linéaires pour lesquels l'essai ne peut valablement se faire que dans l'environnement électrique précis dans lequel ils sont montés. Il répond, néanmoins, aux préoccupations de la plupart des utilisateurs qui souhaitent connaître rapidement l'état des composants actifs de leurs montages.

Bien que l'essai de transistors et de diodes soit relativement aisé, dans la pratique courante, par la mesure des tensions sur les électrodes, il

est toujours utile de disposer d'un transistormètre universel.

Il n'en est pas de même des circuits intégrés logiques dont la vérification nécessite souvent la mise en œuvre d'un matériel important et d'interconnexions nombreuses, ce que l'appareil décrit, permet d'éviter.

Nous nous sommes attachés, en effet, à rendre aussi simples et clairs que possible les tests correspondants. C'est ainsi que nous avons réalisé un modèle de fiche de test qui, sous une forme condensée et symbolique, donne toutes les indications valables pour l'exécution d'une procédure de vérification. En examinant une

douzaine d'exemples, chacun pourra se familiariser avec cette méthode et constituer d'autres fiches.

Pour les plus pressés ou les plus exigeants nous décrivons quelques auxiliaires de test qui, alimentés à partir du coffret principal, pourront permettre, dans les cas complexes, de procéder aux essais statiques ou dynamiques de façon beaucoup plus rapide.

Bien qu'aucun autre matériel ne soit formellement requis, il est recommandé, pour faire des tests dynamiques performants, de disposer d'un bon oscilloscope déclenché à double trace.

Une certaine imagination

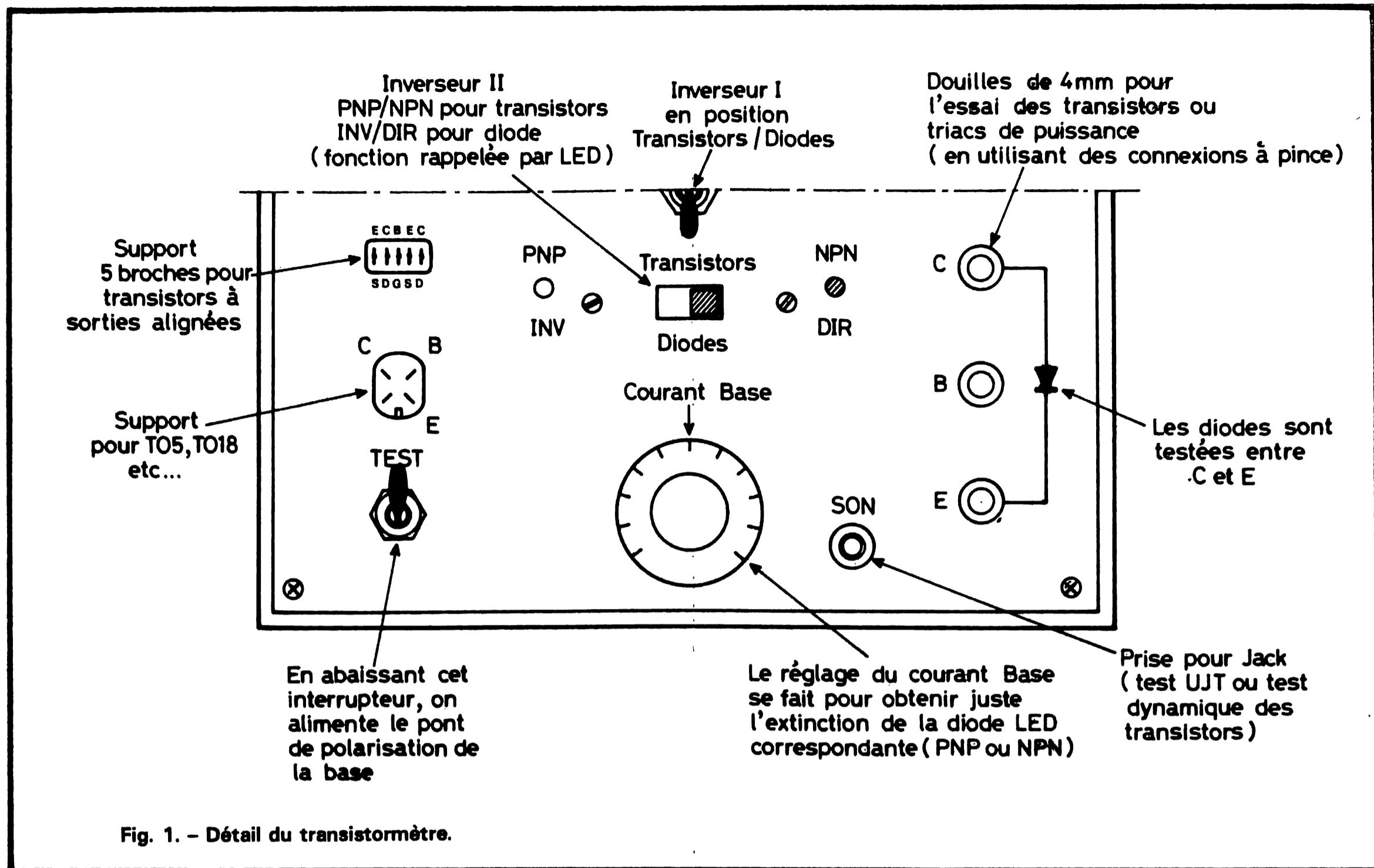


Fig. 1. – Détail du transistormètre.

alliée à une bonne connaissance de la logique aideront à rendre les applications de cet appareil attrayantes et efficaces.

Le transistormètre

Cet auxiliaire précieux sera apprécié des débutants dont les manipulations hésitantes porteront parfois une blessure mortelle aux transistors ou diodes de leurs montages. Il comblera le technicien par le lever de doute sur la qualité de ses composants actifs et lui fera gagner du temps dans ses opérations de mise au point.

On présente, sur la figure 1, l'aspect fonctionnel du panneau du coffret relatif au transistormètre dont le fonctionnement est rappelé ci-après.

L'interrupteur général (non visible sur la figure) commande l'alimentation de l'appareil. L'inverseur I oriente cette alimentation (en position basse) vers le transistormètre. L'inverseur PNP/NPN permet de choisir le mode de fonction-

nement dont la diode LED s'illumine. Le transistor en essai est placé sur l'un des supports de gauche à 3 ou 5 broches, ou relié par des connexions souples aux douilles C, B, E situées à droite.

L'interrupteur marqué Test, qui peut être un poussoir, polarise la base du transistor en essai lorsqu'il est abaissé ou poussé. Dans cette position le réglage du courant base au moyen du potentiomètre approprié entraînera l'extinction de la diode LED qui correspond au type de transistor.

Cette utilisation normale, dite du test statique, correspond à la configuration schématique présentée sur la figure 2A. Dans ces conditions, le courant base, s'il est suffisant, provoquera un courant collecteur et le transistor se comportera comme une dérivation de courant en parallèle sur les diodes.

On peut, de la sorte, tester des transistors de puissance et de gain très différents par le jeu du réglage du potentiomètre. Les divisions gravées cor-

respondent à des valeurs numériques arbitraires ; elles permettent cependant de faire des comparaisons entre transistors de même type ou complémentaires.

On peut, également, effectuer une vérification d'un transistor sur un montage à la condition que les résistances situées entre chacune des deux électrodes actives et le commun ne soient pas trop faibles. Dans cette application, le transistor sera alimenté à partir de la boîte de test (voir figure 2C).

Le montage de la figure 2B convient pour un test dynamique. Dans ce cas, il est nécessaire de disposer d'un générateur AF délivrant jusqu'à 100 mV eff. à 1 000 Hertz sur une impédance inférieure ou égale à 1 kΩ. Cet essai s'applique à un test rapide de gain dynamique en envoyant le signal sur l'entrée SON et en mesurant l'amplitude de sortie sur C au moyen d'un oscilloscope, d'un voltmètre alternatif, ou, plus subjectivement, en appréciant le niveau d'un son transmis par un petit écouteur.

On optimisera la forme d'onde sortante par un réglage approprié du courant base.

L'essai des UJT se fait, suivant le montage 2C, en réunissant respectivement la base 1, l'émetteur et la base 2 de l'UJT aux connexions E, B, C.

Lorsque le montage est mis sous tension, il oscille spontanément avec un UJT actif. On obtient, sur son émetteur, une dent de scie d'environ 2 V que l'on pourra observer avec un oscilloscope, ou percevoir avec un écouteur depuis la prise SON.

L'essai des thyristors et des triacs se fait en branchant l'élément à tester entre E et C, dans le sens de sa conduction. La tension de gâchette sera fournie, depuis B, par le dispositif de réglage de courant base. En faisant varier cette tension, on provoquera le déclenchement du thyristor ou du triac, à la condition que le courant de gâchette n'excède pas 4 mA. Dans ces conditions, l'état de conduction sera décelé par l'extinction de la diode LED correspondante. La diminution

de la tension gâchette ne provoquera pas le blocage, comme sur les transistors et, il est nécessaire de couper l'alimentation, pour obtenir ce résultat dans le cas présent.

Pour des thyristors ou des triacs de puissance élevée, il peut être nécessaire d'envoyer sur la gâchette un courant plus énergique pour provoquer le déclenchement. Ce résultat sera obtenu en disposant temporairement une résistance de $100\ \Omega$ entre B et C.

Le test d'une diode est implicite. Elle sera disposée de telle façon que, dans le sens direct, son anode soit en C et sa cathode en E. Lorsque l'inverseur est en position DIR (direct), le courant qui traverse la diode empêchera la LED de s'allumer si la diode n'est pas coupée. En position INV (inverse) la LED restera allumée à la condition que la diode essayée ne soit pas en court-circuit.

Le test des Zener n'est pas possible sauf en conduction directe (inverse de la conduction Zener), mais il est assez évident que l'essai d'une diode Zener, montée sur un circuit, par la mesure de sa tension caractéristique, est beaucoup plus significatif de son fonctionnement.

Une dernière application de ce transistormètre (voir figure 2E) pourra paraître assez inattendue : elle consiste à l'utiliser, en conjonction avec un transistor à gain élevé, pour faire un essai de continuité sur un circuit fragile. Pour cela, on disposera de cordons dont l'un, terminé par une pince crocodile (commun) sera réuni à la douille E, et l'autre équipé d'une sonde à résistance série de $100\ \text{k}\Omega$ sera branché en B. Le fonctionnement est aisément compréhensible : on règle d'abord le potentiomètre pour éteindre tout juste la diode, la mise en contact direct ou par une résistance de fuite, dont on pourra déterminer la valeur maximale, de la sonde et de la pince, bloquera le transistor, entraînant un nouvel allumage de la LED. Le courant très faible circulant dans la sonde ne risque pas d'endommager le circuit testé (C.MOS par exemple).

On pourrait, de la même façon, réaliser un détecteur de tension positive ou négative ou une sonde logique, etc.

Utilisation du testeur de circuits intégrés logiques (figure 3)

Le véritable intérêt de notre appareil de test réside dans sa capacité à vérifier le fonctionnement des circuits intégrés logiques courants (TTL ou CMOS) par une méthode relativement rapide.

Elle consiste à attribuer, au moyen d'un inverseur O-1, à chacune des 14 ou 16 broches du circuit intégré, un état logique 1 à moyenne impédance ($4\ 700\ \Omega$) ou un état 0 à basse impédance ($100\ \Omega$). Si la broche est une entrée, l'état logique vrai est effectivement celui qui correspond à la position de l'inverseur O-1. Si, au contraire, la broche est une sortie, l'état correspondant est relatif à ce qui est indiqué dans la table de vérité du circuit en essai. Ainsi, si l'inverseur O-1 de la broche est sur la position 1, l'état résultant pourra être 0 si la sortie est 0, et 1 dans le cas contraire : c'est le circuit qui impose son état.

En principe, l'état haut de la sortie étant à basse impédance, il ne faut pas positionner l'inverseur d'une sortie sur 0 sous peine de créer une charge importante qui fausserait l'interprétation en CMOS.

Chacune des broches est reliée à un témoin logique à haute impédance dont le voyant à LED indique l'état vrai correspondant (LED allumé = 1 logique).

Les prises de test T sont reliées directement aux broches du circuit et aux témoins logiques.

Les prises de test T' sont reliées à T par des résistances de $100\ \Omega$ ainsi qu'aux inverseurs d'état O-1.

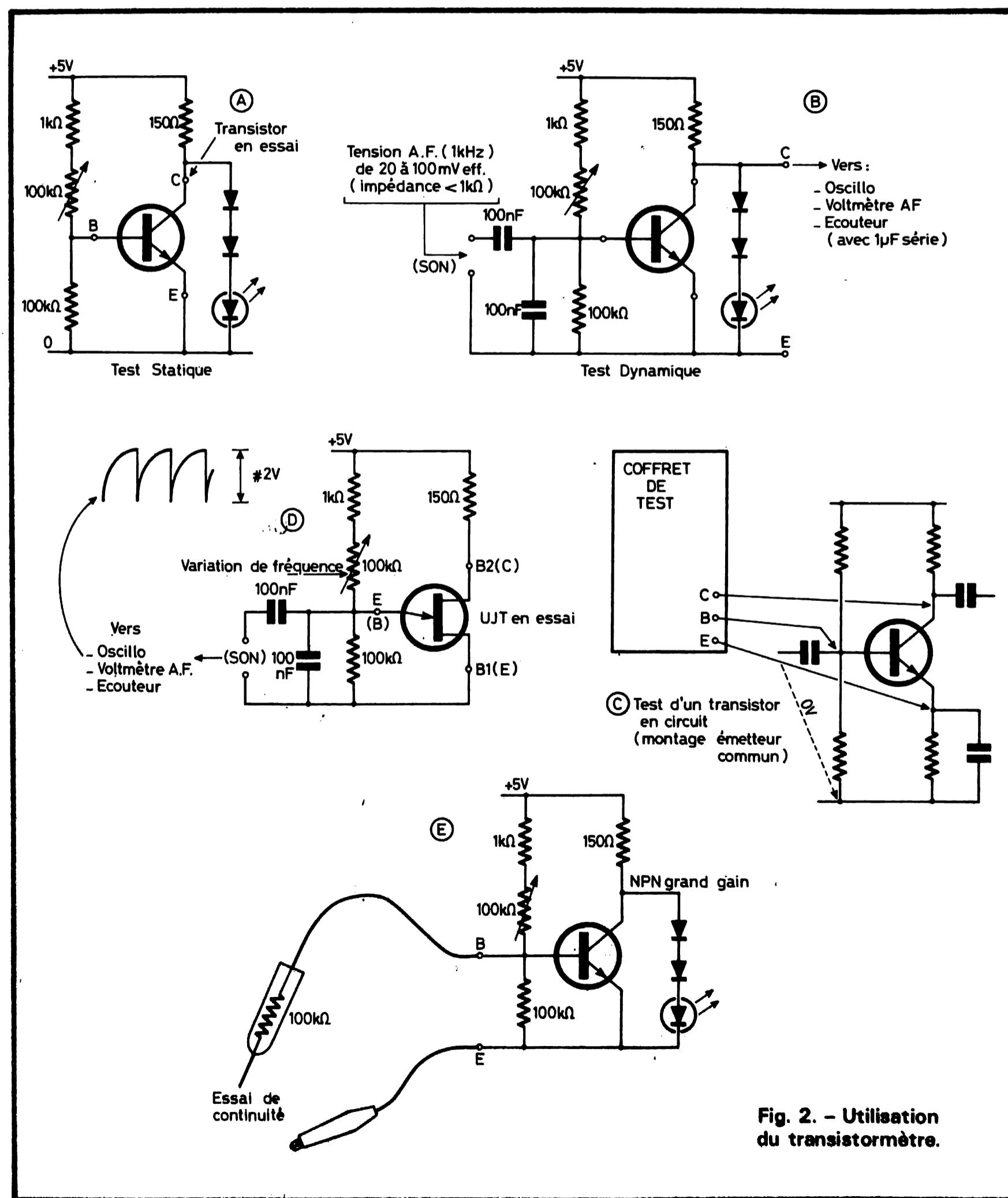


Fig. 2. – Utilisation du transistormètre.

L'exécution de tests sur des circuits comportant des basculeurs nécessite l'emploi de stimuli (front F montant ou descendant, impulsion courte P+ ou P-) de façon à lever toute ambiguïté sur le fonctionnement de ces bascules. L'inverseur S+/S- assure la commande des stimuli.

Tous les détails de fonctionnement et de réalisation du testeur ont été donnés dans le précédent article et nous nous bornerons à évoquer l'exploitation rationnelle de cet appareil.

Méthodologie du test logique

Le principe de base de tout test de circuit logique consiste à examiner l'état instantané ou permanent de toute sortie lorsque l'entrée qui commande son état est elle-même sollicitée par un signal adéquat.

L'observation de témoins logiques permet de se faire une idée précise de la table de vérité en logique « statique ». L'utilisation d'une source de

signal périodique (horloge) en conjonction avec un oscilloscope à base de temps déclenchée, ou un simple indicateur numérique permettra d'évaluer les performances du circuit en logique « dynamique » ou séquentielle.

Nous avons basé notre méthode d'analyse sur un principe non lié à la rapidité du phénomène mais à sa logique d'établissement. C'est ainsi que si nous envoyons un 1 logique sur une porte inverseuse, on constatera l'état per-

manent d'un 0 en sortie, mais on ne vérifiera pas les temps de basculement de l'inversion, ni la limite en fréquence du même phénomène reproduit périodiquement.

La procédure de vérification d'un circuit se décompose selon les phases suivantes :

- 1) L'appareil étant à l'arrêt, introduire le circuit sur son support en respectant l'orientation des broches (1 en haut et à gauche).
- 2) Mettre les inverseurs 0-1

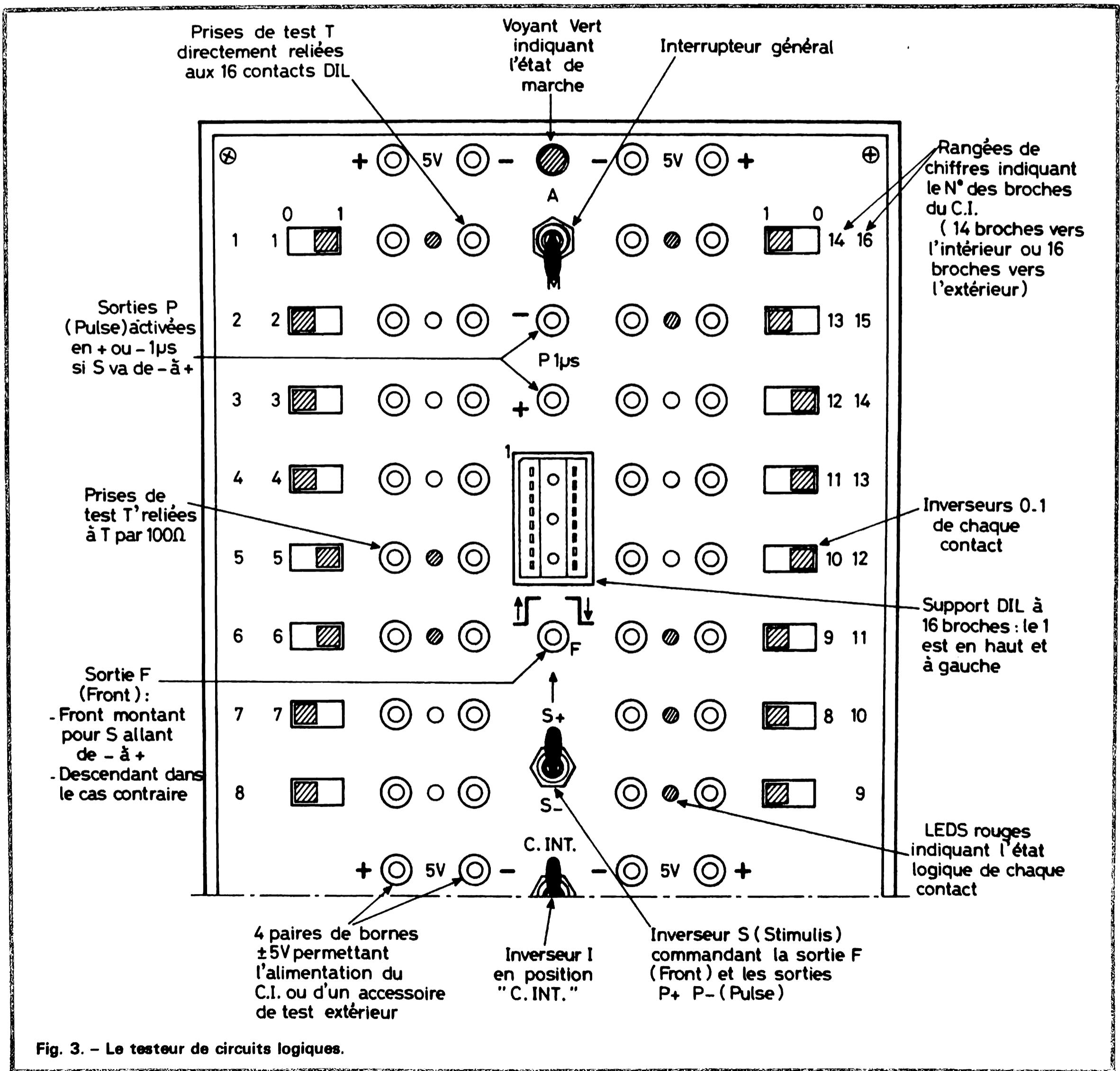


Fig. 3. – Le testeur de circuits logiques.

de chacune des broches dans la position demandée.

3) Etablir les interconnexions requises entre broches du circuit et avec l'extérieur (+/- 5 V, stimuli, etc.).

4) Après avoir vérifié les opérations 1), 2) et 3), mettre l'appareil en fonctionnement et s'assurer que les témoins logiques allumés sont bien ceux qui conviennent.

5) Effectuer les opérations prévues dans la procédure et s'assurer que l'on obtient bien les résultats escomptés.

6) Mettre l'appareil à l'arrêt.

7) Retirer le circuit de son support.

Pour faciliter l'exécution des essais nous proposons une présentation de procédure sous forme de fiches de test dont le modèle est indiqué sur les planches. On trouvera sur

ces fiches deux parties essentielles :

– l'une consacrée à la définition des conditions initiales, ce qui correspond aux opérations 1) à 4) citées plus haut, en présentant la grille des connexions du circuit où l'on voit la position des inverseurs 0-1, la situation des broches d'alimentation et l'état des témoins logiques. Ces indications sont complétées d'instructions particulières portant sur la position des interrupteurs ou inverseurs, les interconnexions, etc.;

– l'autre, relative à la vérification des performances, constitue l'essai proprement dit. Elle cite les opérations à effectuer et décrit l'état des témoins logiques qui en résulte (en citant exclusivement ceux qui doivent être allumés).

Pour condenser au maxi-

mum toutes ces informations sur des fiches de test aussi réduites que possible, on utilise une notation symbolique simple sous forme de lettres ou de signes dont l'interprétation est quasi-immédiate. La signification des lettres et signes employés est donnée sur un tableau.

Pour bien comprendre ce mécanisme et préparer, le cas échéant, d'autres fiches, nous avons choisi 12 exemples (planches 1 à 4), portant sur des circuits assez répandus, de structure plus ou moins complexe.

Essai de portes (planches 1 et 2)

C'est la structure la plus simple à tester. Chaque entrée est portée à un niveau logique bien

déterminé 0 ou 1 suivant la nature du circuit (portes NOR, NAND, etc.) et l'on examine l'état (témoign logique) de chaque sortie. En changeant les entrées, on vérifiera que les modifications d'état des sorties correspondent bien aux spécifications de la table de vérité.

Ainsi sur les portes NAND du SN7400, bien connu, chaque entrée est portée initialement à 1, ce qui amène la sortie à 0. Si l'on porte alors l'une des entrées de chacune des portes à 0 on obtiendra des sorties à 1.

Sur le circuit SN7402 (4 portes NOR à 2 entrées), les entrées sont initialement à 0, les sorties sont donc à 1. Par le basculement d'une entrée à 1 sur chaque porte, on portera les sorties à 0.

Sur le circuit SN7404 (sex-

SN7400		CONDITIONS INITIALES	ESSAI
N	L	V	V L N
1	1	●	● 1+ 14
2	1	●	● 1 13
3	1	●	● 1 12
4	1	●	1 11
5	1	●	● 1 10
6	1	●	● 1 9
7	0-	1	8
0	0	0	
4 PORTES NAND			
2 ENTRÉES			

SN7430		CONDITIONS INITIALES	ESSAI
N	L	V	V L N
1	0	●	● 1+ 14
2	0		0 13
3	0		0 12
4	0		0 11
5	0		0 10
6	0		0 9
7	0-	●	1 8
0	0	0	
PORTE NAND			
8 ENTRÉES			

SN7402		CONDITIONS INITIALES	ESSAI
N	L	V	V L N
1	1	●	● 1+ 14
2	0	●	● 1 13
3	0		0 12
4	1	●	0 11
5	0	●	1 10
6	0		0 9
7	0-		0 8
0	0	0	
4 PORTES NOR			
2 ENTRÉES			

CD4011		CONDITIONS INITIALES	ESSAI
N	L	V	V L N
1	1	●	● 1+ 14
2	1	●	● 1 13
3	1	●	● 1 12
4	1		1 11
5	1	●	1 10
6	1	●	● 1 9
7	0-	●	1 8
0	0	0	
4 PORTES NAND			
2 ENTRÉES (CMOS)			

SN7404		CONDITIONS INITIALES	ESSAI
N	L	V	V L N
1	0	●	● 1+ 14
2	1	●	0 13
3	1	●	● 1 12
4	1	●	0 11
5	0	●	1 10
6	1	●	0 9
7	0-	●	1 8
0	0	0	
SEXTUPLE INVERSEUR			

SN7447		CONDITIONS INITIALES	ESSAI
N	L	V	V L N
1	0	●	● 1+ 16
2	0	●	● 1 15
3	1	●	● 1 14
4	1	●	● 1 13
5	0	●	● 1 12
6	0	●	● 1 11
7	0	●	● 1 10
8	0-	●	● 1 9
DÉCODEUR DRIVER POUR 7 SEGMENTS			
ALLUMÉ			
3 → 0	4+ 16		
3 → 1	3+ [9 à 16]		
7 → 1	3+ 4+ 9+ 10+ [13 à 16]		
7 → 0	3+ [9 à 16]		
1 → 1	3+ 4+ 11+ 15+ 16		
1 → 0	3+ [9 à 16]		
2 → 1	1+ 2+ 3+ 4+ 9+ 10+ 13+ 16		
2 → 0	3+ [9 à 16]		
6 → 1	3+ 4+ 6+ 16		
6 → 0	3+ [9 à 16]		

Planche 1

Planche 2

tuple inverseur), on porte toutes les entrées à 0 ce qui entraîne les sorties à 1. Par une inversion de l'état des entrées on constatera que les sorties vont à 0.

Le circuit SN7430 (NAND à 8 entrées) est très simple à tester : il suffit, après avoir vérifié que, si les entrées sont à 0, la sortie est à 1, d'observer que la sortie passe à 0 pour les mêmes entrées à 1.

On peut réaliser le test d'un circuit CMOS de la même façon. C'est ainsi que le CD4011 subit un test analogue, aux positions des broches près, à celui du TTL SN7400.

Les circuits décodeurs sont constitués généralement de combinaisons de portes : le circuit SN7447 (décodeur drivé pour 7 segments) en est un exemple. L'essai de ce circuit consiste à vérifier qu'en met-

tant à 1 la broche du « Lamp test », toutes les sorties vers les 7 segments sont portées à 0. On vérifie ensuite qu'en excitant successivement chacune des entrées A, B, C, D, on obtient bien les sorties qui correspondent respectivement aux chiffres 1, 2, 4, 8 formés par les segments.

Essai de circuits basculeurs (planche 3)

Parmi les plus répandus, le circuit SN7473 (double bascule JK maître-esclave) se vérifie en connectant deux à deux les entrées Clock et Clear. Dès la mise sous tension et après remise à zéro, l'envoi d'un front négatif sur les entrées provo-

quera le basculement simultané des sorties Q et \bar{Q} .

Le circuit SN74121 (monostable) est essayé en utilisant un condensateur de $100\ \mu F$, de façon à obtenir une impulsion unique de durée suffisante pour que l'on puisse l'observer.

Cette impulsion large (durant environ 0,5 seconde) est générée à partir d'une synchronisation par une impulsion courte (de $1\ \mu s$) obtenue sur la borne P+. Avec des résistances extérieures on pourrait obtenir des durées encore plus longues ($R \leq 40\ k\Omega$).

Un circuit diviseur par 10 à sorties décodées, en technologie CMOS, le CD4017 est essayé en examinant chacune de ses 10 sorties lorsqu'on envoie une impulsion positive à l'entrée. On observe également l'état du report (Carry).

Essais de circuits de comptage (planche 4)

La décade bien connue SN7490 est vérifiée de façon classique. Les états (BCD) des 4 sorties sont examinés lorsqu'on excite l'entrée par des impulsions successives. On vérifie aussi la remise à zéro.

Pour terminer la présentation de ces fiches par un exemple plus complexe, nous avons choisi le test d'un SN74192, compteur/décompteur décimal synchrone avec prépositionnement.

Compte tenu de la structure de ce dernier circuit, nous avons réalisé 2 fiches : l'une correspond à la vérification du

SN7473		CONDITIONS INITIALES				ESSAI	
						CONDITION:	
N	L	V	V	L	N		
1	1	●	●	1	14	$T_1 \leftrightarrow T_5$	$S \rightarrow -$
2	1	●	●	1	13	$T_2 \leftrightarrow T_6$	
3	1	●		1	12	$T_1 \leftrightarrow F$	$[9+12] S'ALLUMENT$
4	1+	●		0-11		M	$[8+13] S'ÉTEIGNENT$
5	1	●	●	1	10	$S \rightarrow +$	EN MÊME TEMPS
6	1	●		1	9	$2 \rightarrow 0 \rightarrow 1$	
7	1	●	●	1	8		
0				0			
2 BASCULES JK							
MAÎTRE-ESCLAVE							

SN 7490		CONDITIONS INITIALES				ESSAI	
						S → +	
N	L	V	V	L	N		
1	1		1	14		$T_1 \leftrightarrow T_{12}$	
2	0		0	13		$T_2 \leftrightarrow T_3$	
3	1		1	12		$T_{14} \rightarrow P+$	
4	0		1	11		S → -	
5	1+	●	0-10			M	
6	0		1	9		$2 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	
7	0		1	8			
0			0				
DÉCADE							
NB. DE FOIS:		ALLUMÉ:					
1						1	$1+5+12$
2						2	$5+9$
3						3	$1+5+9+12$
4						4	$5+8$
5						5	$1+5+8+12$
6						6	$5+8+9$
7						7	$1+5+8+9+12$
8						8	$5+11$
9						9	$1+5+11+12$
10						10	5

SN74121		CONDITIONS INITIALES				ESSAI	
						CONDITION:	
N	L	V	V	L	N		
1	1	●	●	1	14	$T_3 \leftrightarrow P+$	
2	1	●	●	1	13	$S \rightarrow -$	
3	1	●		1	12	$T_{11} \rightarrow +100\ \mu F$	6 S'ALLUME
4	1	●		1	11	$T_{10} \rightarrow -100\ \mu F$	$[1+10] S'ÉTEIGNENT$
5	1	●	●	1	10	M	SIMULTANÉMENT PENDANT 0,5 SECONDE
6	1		0	9			
7	0-	●	1	8			
0		0					
MONOSTABLE							

SN 74192		CONDITIONS INITIALES				ESSAI (1/2)	
						PRÉPOSITIONNEMENT:	
N	L	V	V	L	N		
1	0	●	1	16		CLEAR: $14 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	ALLUMÉ:
2	1		0	15		LOAD: $11 \rightarrow 0 \rightarrow 1$	$15 \rightarrow 1$
3	1		0	14			CLEAR+LOAD $[3 \rightarrow 5] + [11 \rightarrow 13] + 15 + 16$
4	1	●	●	1	13		$15 \rightarrow 0, 1 \rightarrow 1$
5	1	●	●	1	12		CLEAR+LOAD $1+2+4+5+[11 \rightarrow 13] + 16$
6	1	●	1	11			$1 \rightarrow 0, 10 \rightarrow 1$
7	1		0	10			CLEAR+LOAD $[4 \rightarrow 6] + [11 \rightarrow 13] + 16$
8	0-	0	0	9			$10 \rightarrow 0, 9 \rightarrow 1$
COMPTEUR/DÉCOMPTEUR						CLEAR+LOAD $4+5+7+9+11+12+13+16$	
DÉCIMAL						9 → 0	
						CLEAR → ÉTAT INITIAL	

SN 74192		CONDITIONS INITIALES				ESSAI (2/2)	
						COMPTAGE	
N	L	V	V	L	N		
1	0	●	1	16		CLEAR: $14 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	ALLUMÉ:
2	1		0	15		LOAD: $11 \rightarrow 0 \rightarrow 1$	$8 \ 2 \rightarrow 2+4+5+11+12+13+16$
3	1		0	14			$7 \ 3 \rightarrow 2+3+4+5+11+12+13+16$
4	1	●	●	1	13	POUR COMPTER $T_5 \leftrightarrow P-$	$6 \ 4 \rightarrow 4+5+6+11$

chargement (Load) du nombre prédéterminé (1, 2, 4 ou 8 dans notre exemple) et à la vérification du fonctionnement de la remise à zéro (Clear); l'autre concerne la vérification du comptage de 0 à 9 (ou du décomptage).

Précautions à prendre

L'utilisation du testeur de circuits logiques est, en principe, sans danger pour le circuit en essai. Il est, toutefois, prudent de respecter certaines précautions :

- l'inverseur 0-1 de chaque sortie doit toujours être mis sur 1 ;
- les broches marquées 1+ et 0- indiquent que les connexions avec l'alimentation ± 5 V doivent être établies et qu'il est indispensable de bien respecter les états sur les inverseurs 0-1 correspondants sous peine d'entraîner un débit important (et inutile) de l'alimentation ;
- les connexions vers l'alimentation doivent être établies depuis les prises de test T (et non T') ;
- les sorties vers l'extérieur (voltmètre, oscilloscope...) se font depuis T' et non T ;
- on portera une attention particulière à l'emplacement des références numériques des broches du circuit : une confusion de la numérotation DIL 14 avec DIL 16 est toujours possible, notamment pour les chiffres compris entre 8 et 16 (une solution utilisant des caches en carton ou en métal est à envisager si l'on craint de faire cette confusion) ;
- l'établissement des conditions initiales et le retrait du circuit doivent toujours se faire lorsque l'appareil est à l'arrêt.

Accessoires et circuits auxiliaires

L'exécution des essais en configuration nominale requiert l'utilisation de quelques accessoires :

- des connexions en fil très souple avec fiches de 2 mm

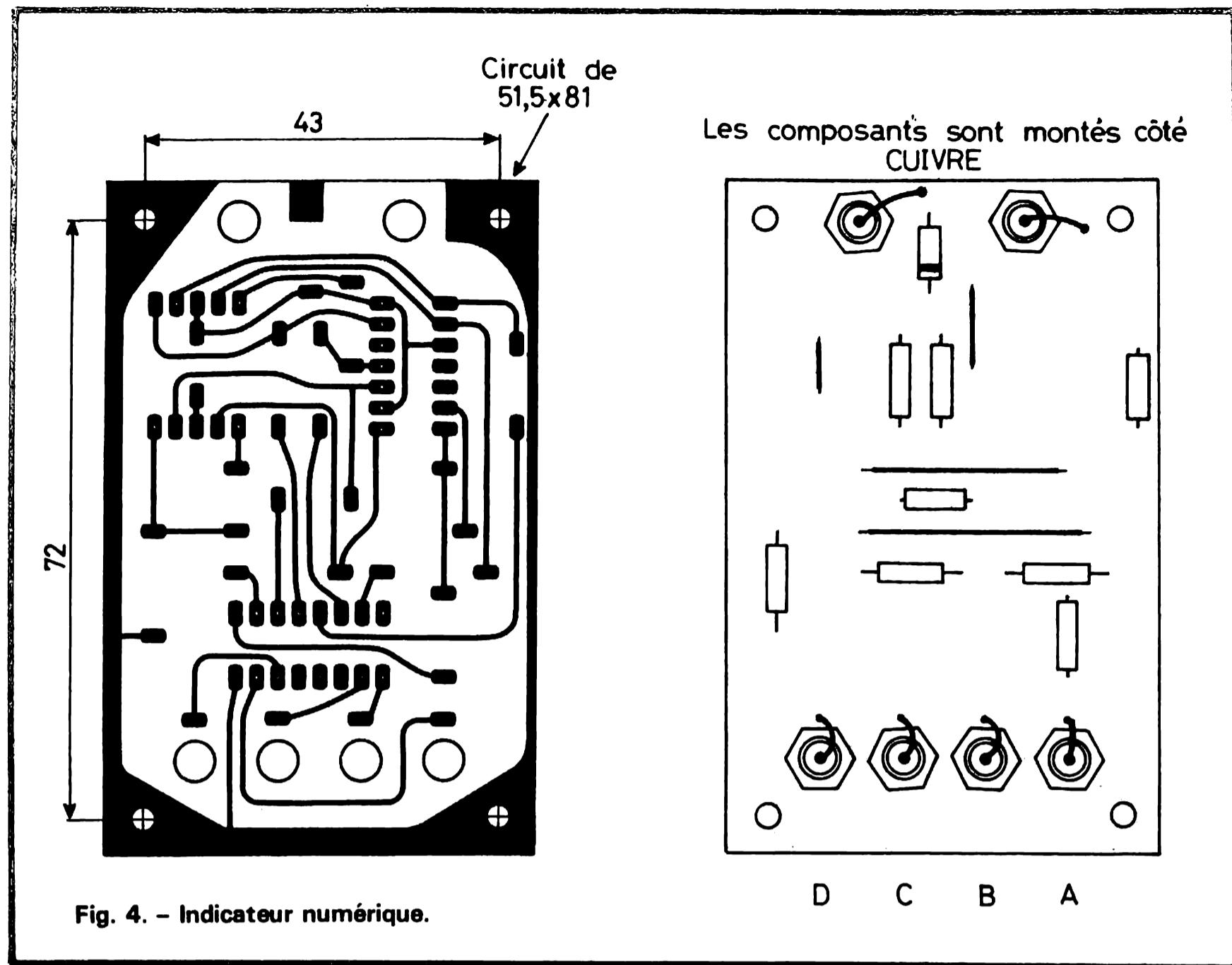


Fig. 4. - Indicateur numérique.

soit : 10 connexions de 10 cm et 25 de 30 cm environ,
 - un petit outil destiné à faciliter l'extraction des circuits de leur support : cela peut aller du simple levier coudé (2,5 x 40 mm, épaisseur 1 mm) à la pince d'extraction plus sophistiquée.

Par ailleurs, on peut augmenter très sensiblement la rapidité et l'efficacité des tests en réalisant quelques circuits auxiliaires dont nous proposons la réalisation au lecteur :
 1) Un indicateur numérique qui permet le test des indicateurs 7 segments les plus

répandus, le test d'un décodeur SN7447 BCD/7 segments, la visualisation d'un nombre binaire décimal (entrées A B C D).

2) Un générateur d'horloge (fréquence basse et moyenne) très utile pour le test des circuits de comptage et des bascules.

3) Une boîte RC comprenant quelques valeurs usuelles qui permettront de réaliser des montages propres.

4) Un codeur décimal/BCD très simple.

La réalisation de ces 4 circuits, alimentés depuis la boîte de test, n'est ni compliquée ni onéreuse. Ils seront des auxiliaires précieux du laboratoire, aussi ne saurions-nous trop en conseiller la réalisation aux lecteurs intéressés.

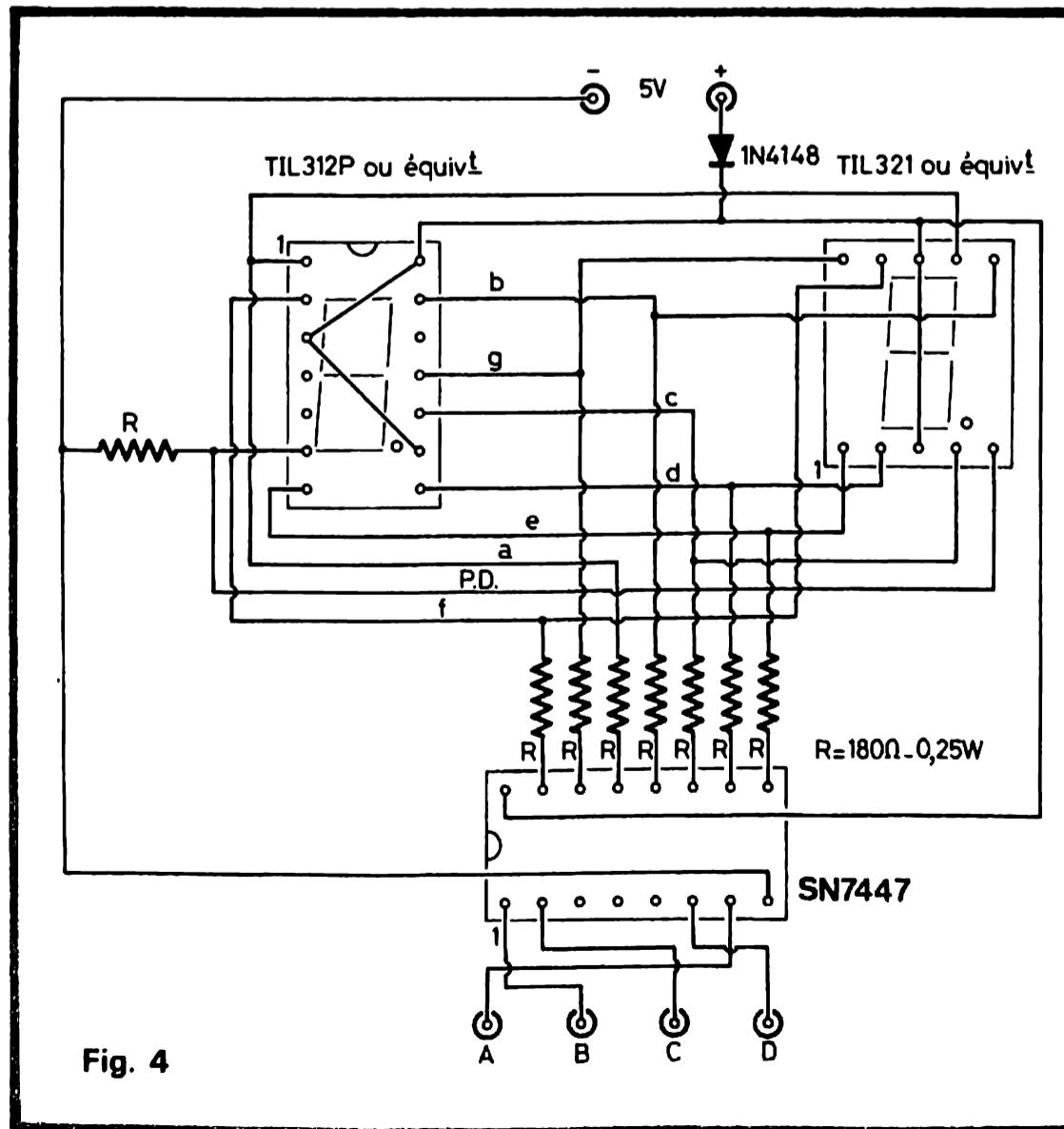


Fig. 4

Un indicateur numérique universel (figure 4)

Ce montage est réalisé dans un boîtier Teko P/1 dont on a retiré la plaque alu pour la remplacer par un circuit epoxy de

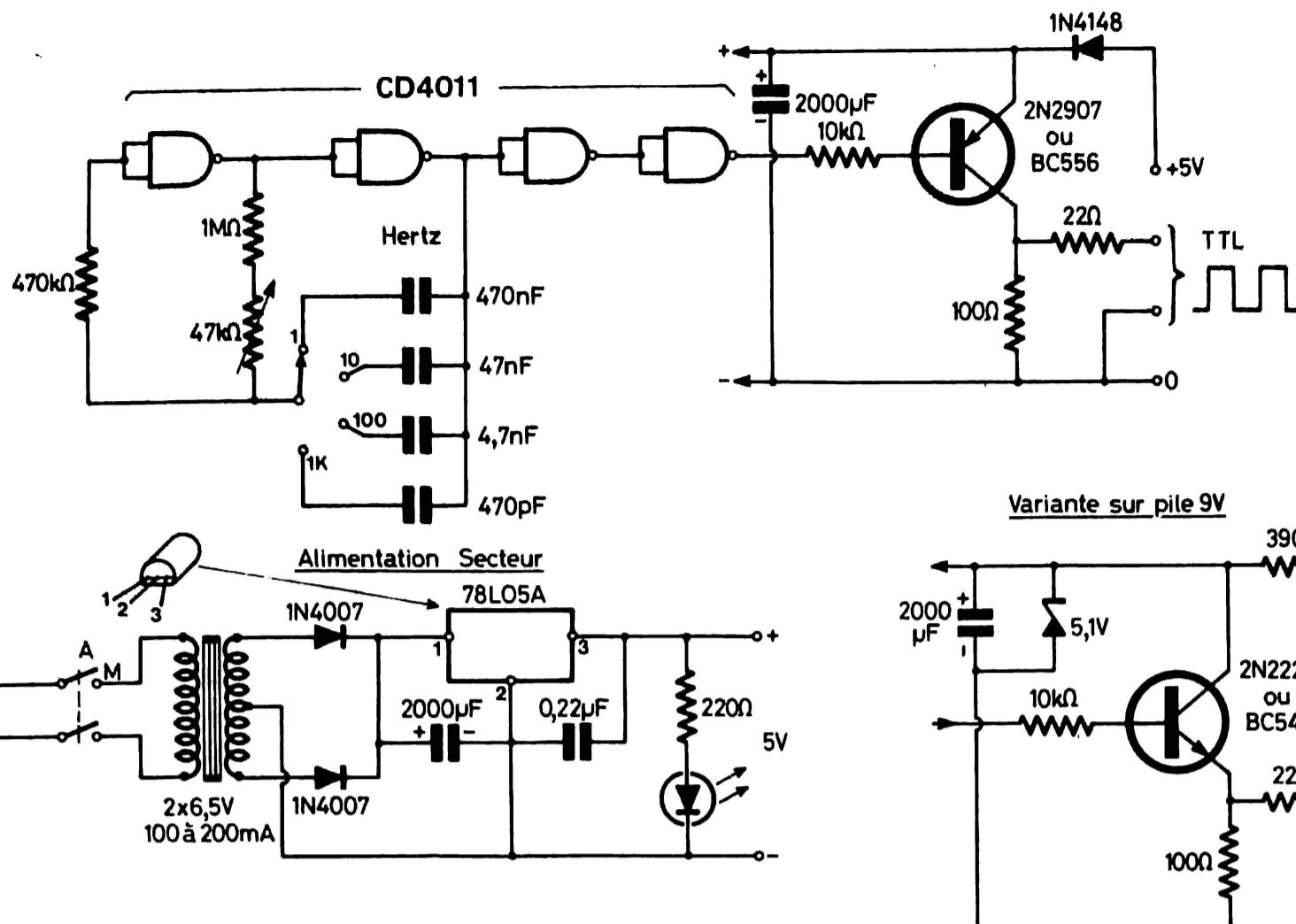
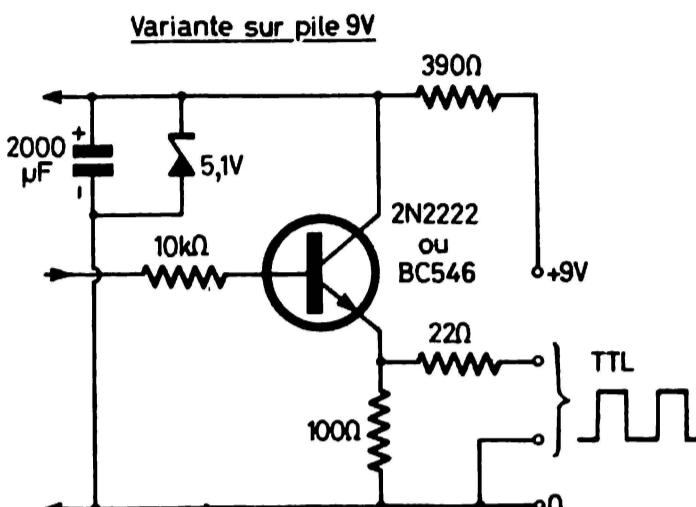


Fig. 5. – Générateur d'horloge à circuit MOS.



mêmes dimensions sur lequel seront montés le circuit intégré de décodage SN7447 et deux indicateurs numériques aux brochages les plus répandus (TIL 312P^(*) en DIL 14 broches et TIL 321^(*) comportant 10 broches). Tous les circuits intégrés sont naturellement montés sur support. ^(*) ou équivalents.

La particularité du circuit imprimé est telle qu'à l'exception des supports d'intégrés, tous les composants sont fixés côté cuivre (straps et résistances). La figure 4 et la photographie montrent les détails de réalisation. On notera que :

– la diode montée en série

avec le + 5 V a pour rôle d'éviter les conséquences d'une éventuelle inversion de tension,

– l'utilisation simultanée des deux indicateurs commutés par un seul décodeur est possible, mais cela diminue la luminosité des segments et augmente la dissipation thermique du décodeur.

On peut utiliser ce montage pour le test des circuits d'affichage, de décodage ou comme simple indicateur numérique. La vérification de son fonctionnement est simple si l'on dispose d'un codeur décimal/BCD tel que celui que l'on décrit plus loin.

Un générateur d'horloge (figures 5 et 6)

Toutes les opérations de test présentant un caractère répétitif telles que la vérification de bascules, de compteurs, de registres à décalage, etc. sont grandement facilitées par l'utilisation d'un générateur d'horloge fournissant des transitions logiques à flancs raides sans rebondissement. Une fréquence très basse (de l'ordre du hertz) permettra de « suivre » l'évolution d'une séquence d'événements (sur LEDs ou indicateurs numériques). Avec une fréquence plus élevée, on pourra observer un phénomène répétitif sur un écran d'oscilloscope avec une luminosité correcte.

La première version de générateur, présentée sur la figure 5, fait appel à un oscillateur à circuit MOS CD4011. Ce montage, assez classique, ne sort pas sur une impédance suffisamment basse et un transistor est requis pour obtenir des zéros nets.

Là aussi, la présence d'une diode dans le + 5 V préviendra les fausses manœuvres, au cas où l'alimentation se ferait par l'extérieur.

Un commutateur permet

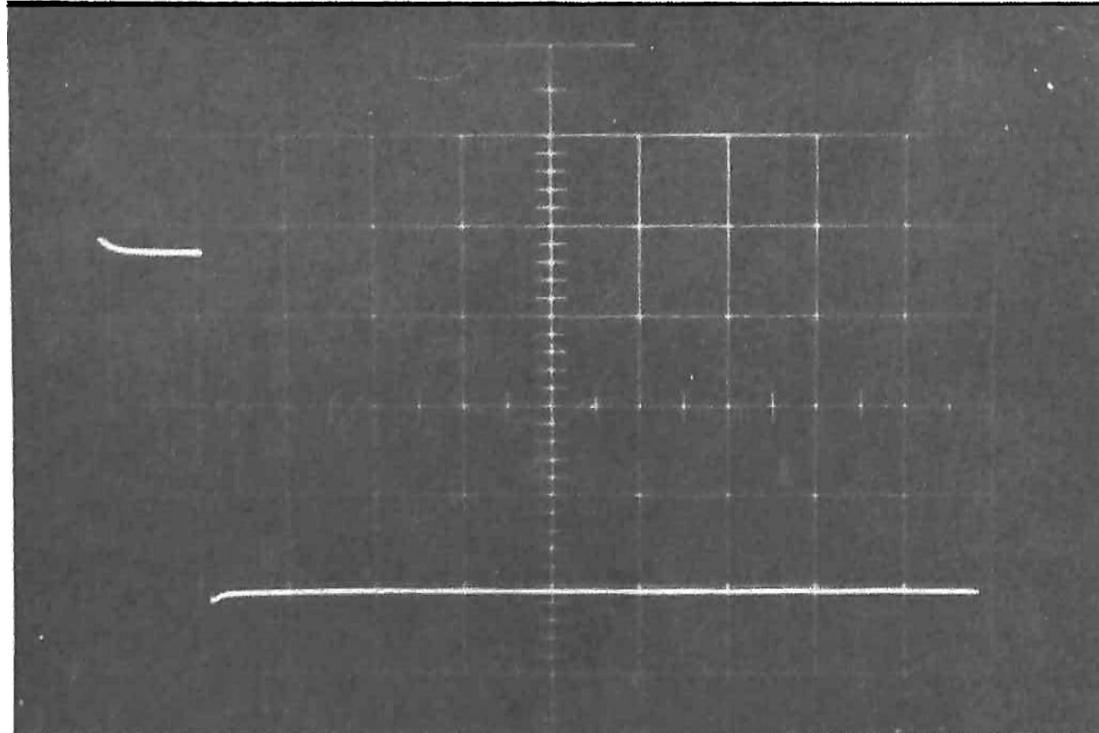


Photo A. – Impulsion positive de 1 μ s issue du monostable.

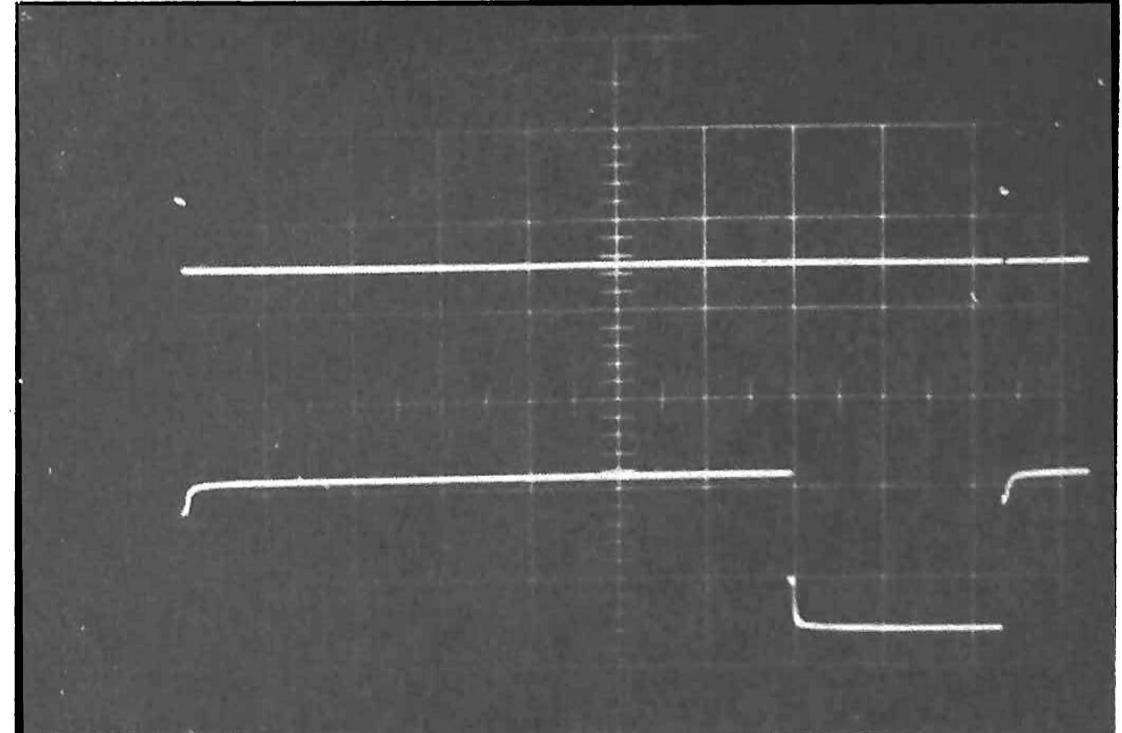


Photo B. – Trace supérieure : impulsions de 1 μ s (P+). Trace inférieure : signal d'horloge (10 kΩ).

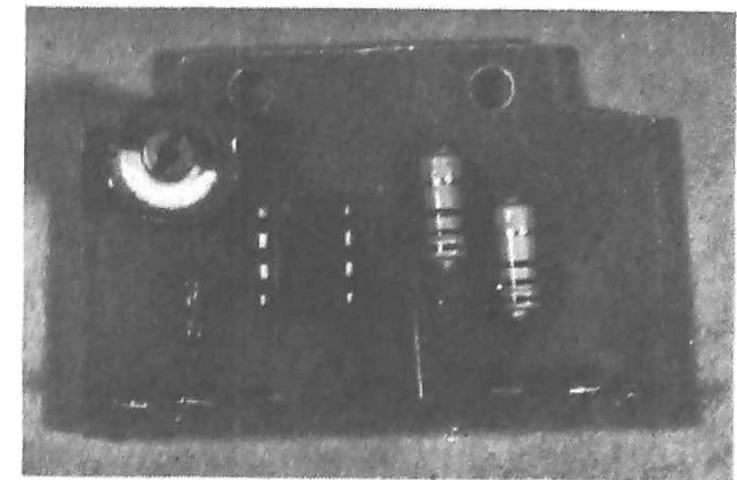
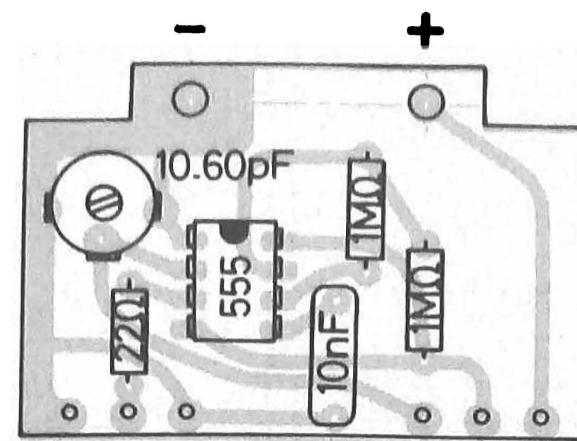
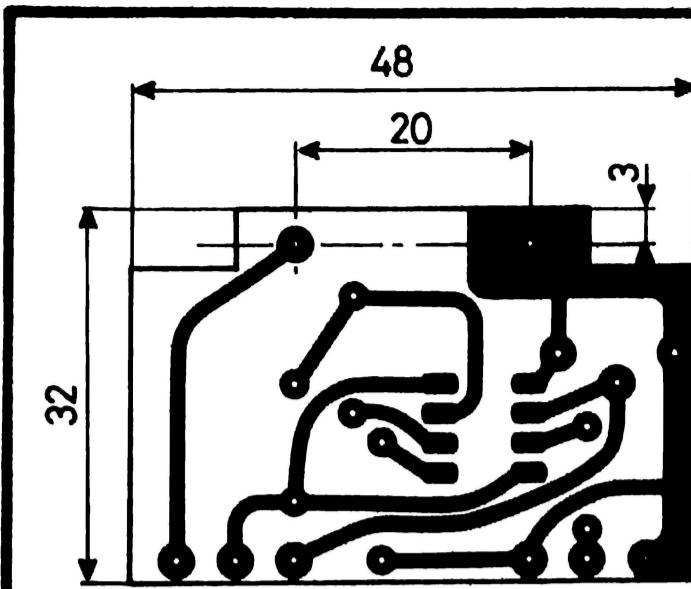


Photo C. – Petit circuit imprimé supportant l'oscillateur d'horloge.

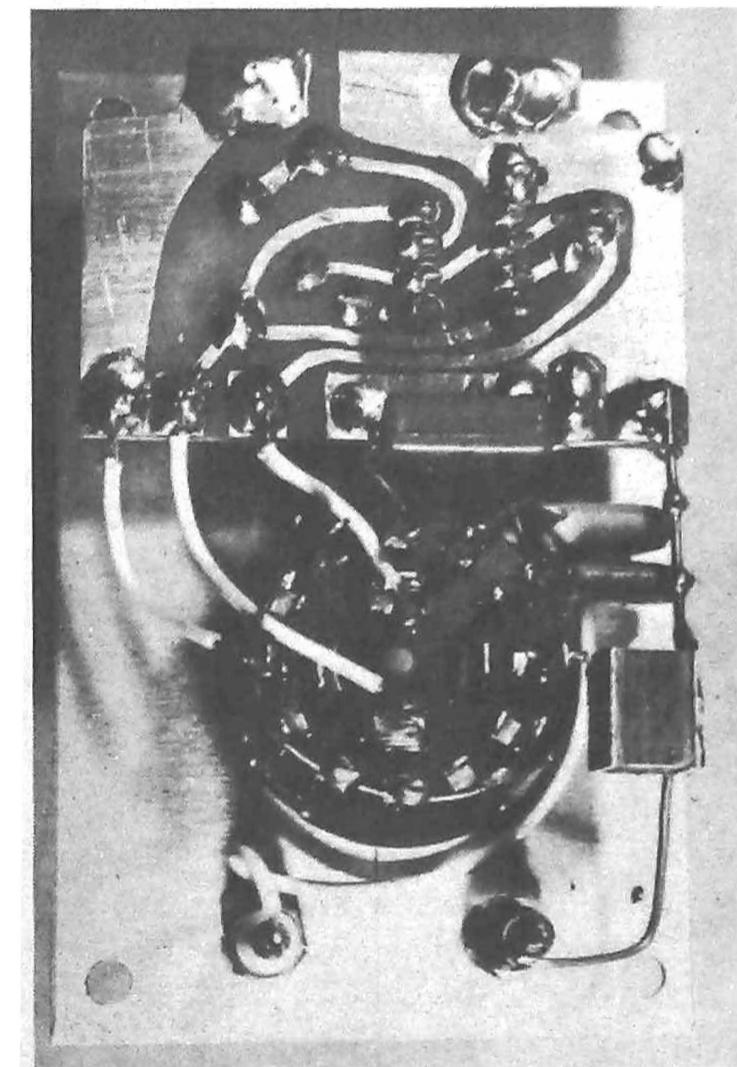
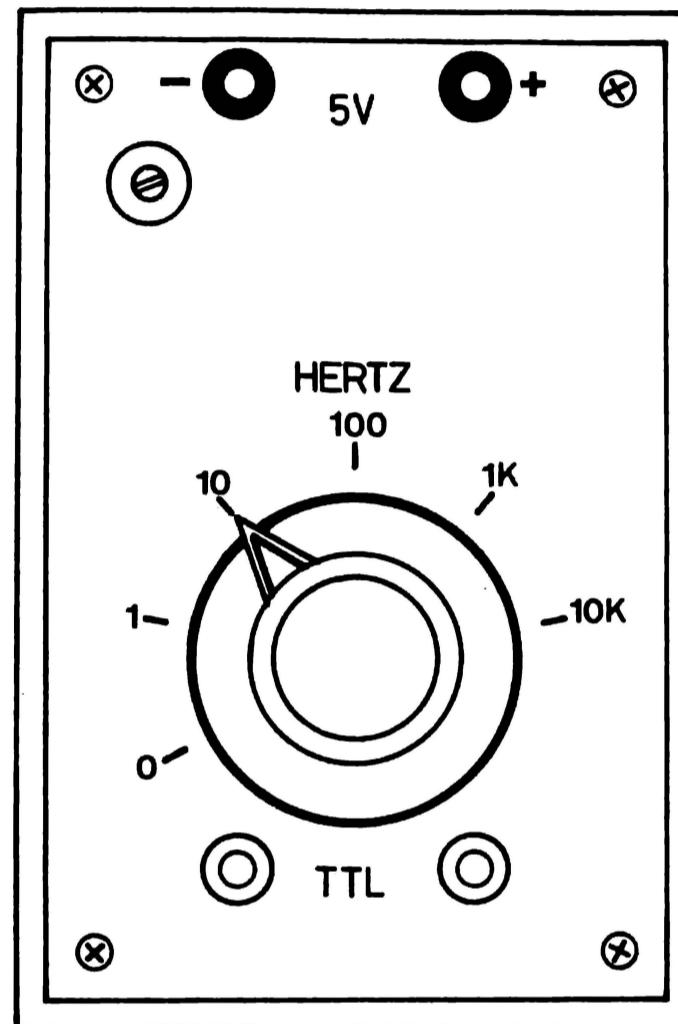
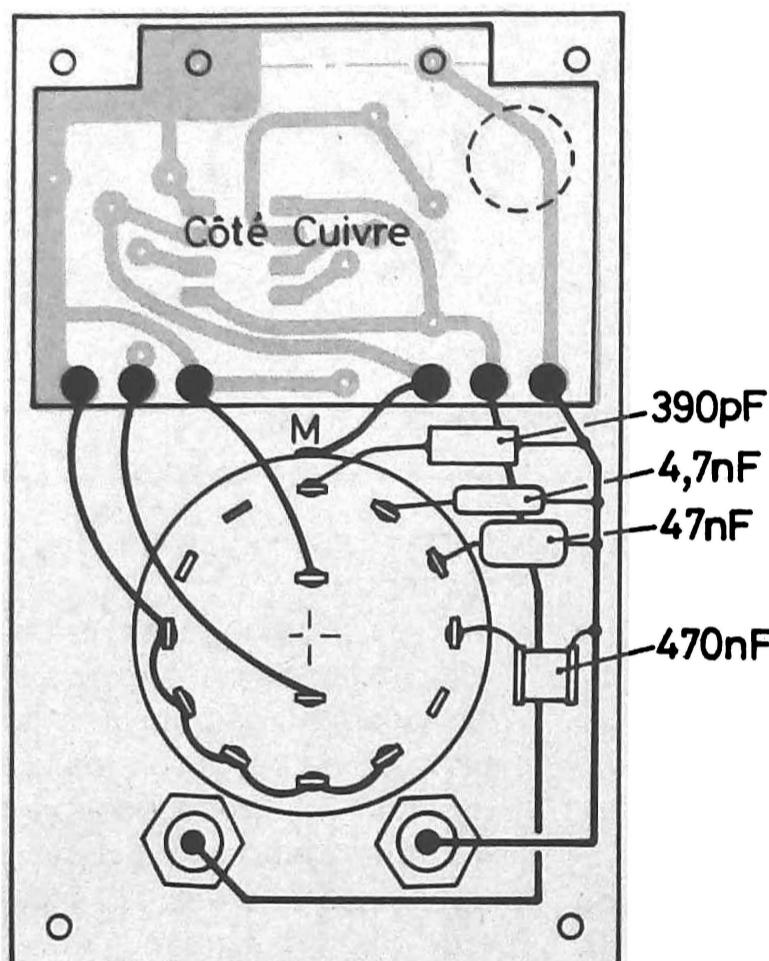


Photo D. – Aspect du câblage de l'horloge.

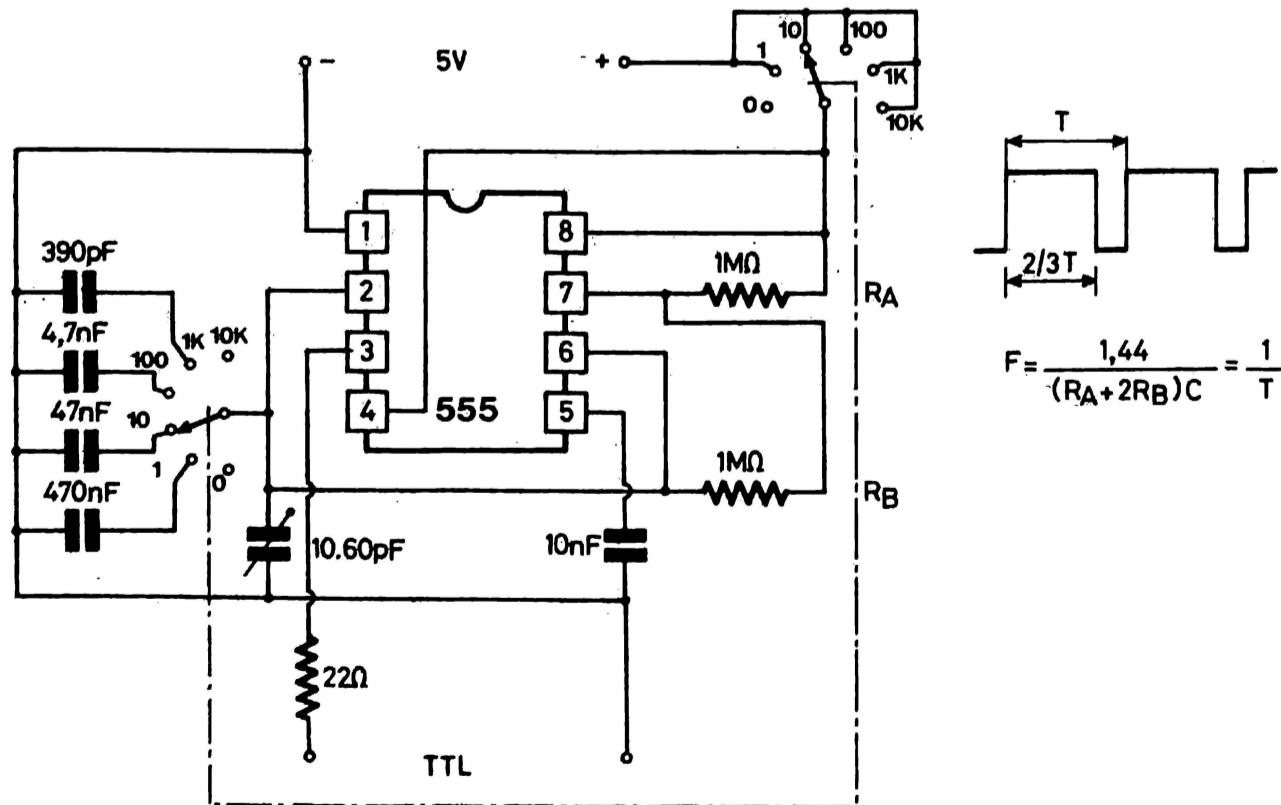


Fig. 6. – Générateur d'horloge à 555.

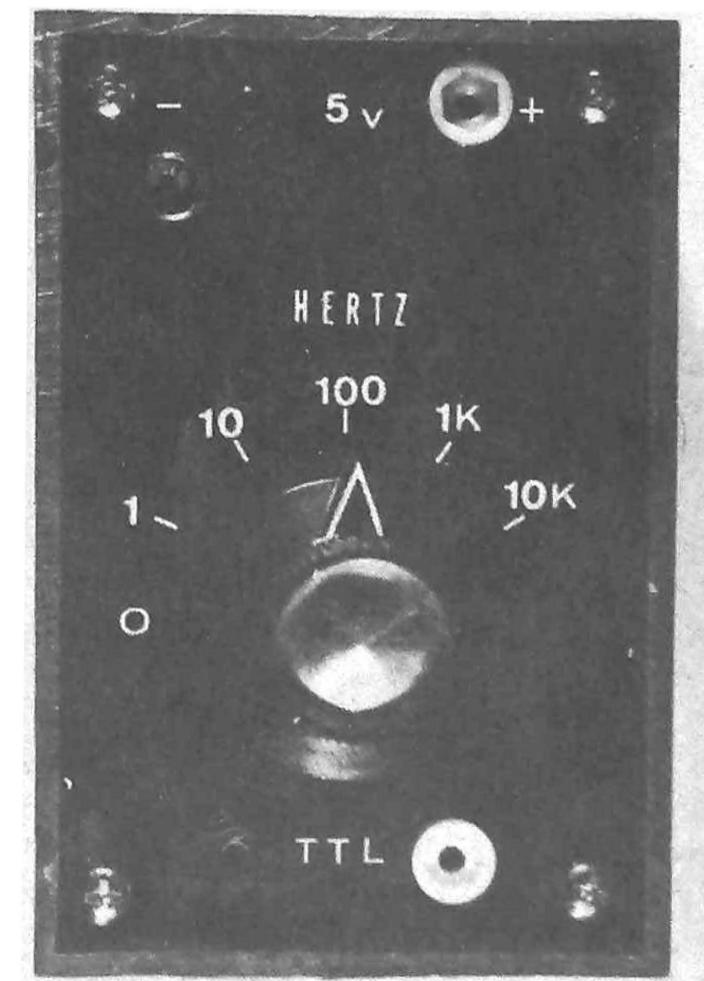


Photo E. – Aspect général de l'horloge.

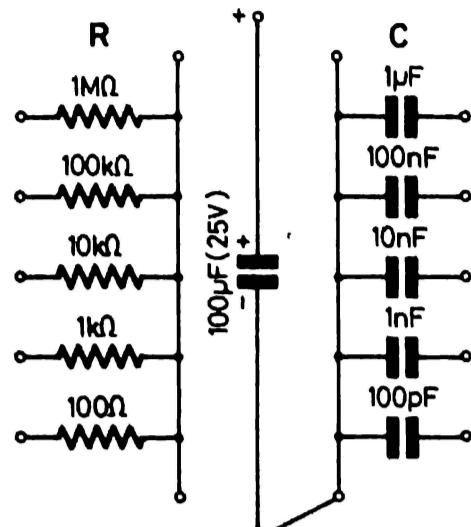


Fig. 7. - Boîte RC.

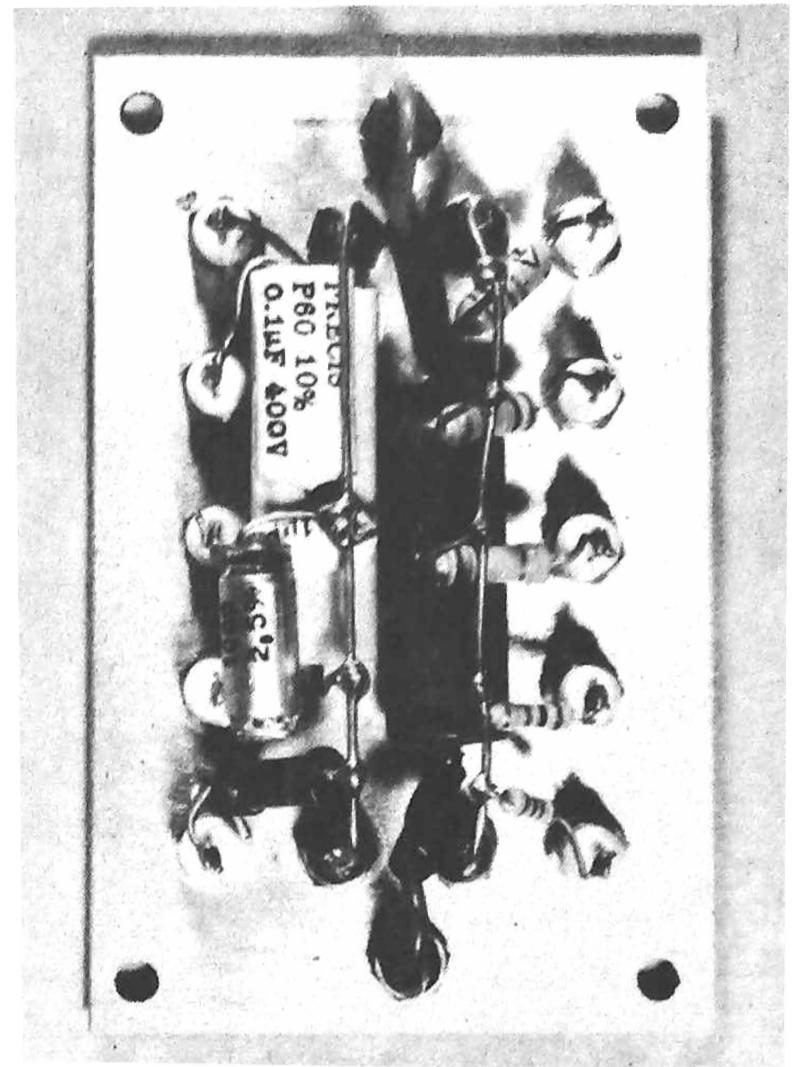
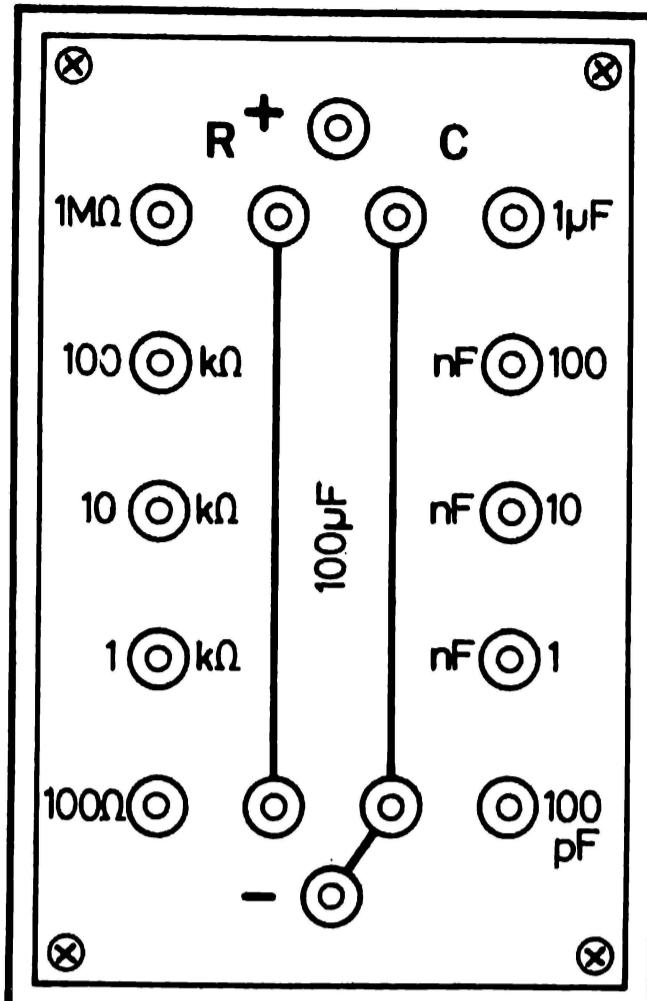


Photo F. - Câblage de la boîte RC.

d'obtenir 4 fréquences de 1 à 1 000 Hertz, avec une possibilité de réglage fin au moyen du potentiomètre de 47 kΩ.

Le condensateur de découplage de 2 000 μ F améliore la forme d'onde. La résistance de 22 Ω en série avec la sortie évite d'endommager le transistor en cas de court-circuit.

Une autre version d'alimentation et de circuit de sortie est proposée qui fait appel à une pile alcaline de 9 V, à une régulation par zener et à un PNP monté en émetteur follower. Cette version est plus stable en fréquence que la précédente puisque la tension d'alimentation est régulée.

Si l'on souhaite s'alimenter sur le secteur, un circuit correspondant est présenté avec un régulateur intégré de 100 mA max., en boîtier plastique. La figure donne toutes les valeurs des éléments de ce montage.

L'inconvénient du circuit oscillateur à portes NAND est la sensibilité de la fréquence aux variations de tension d'alimentation, ce qui demande, généralement de faire appel à une régulation.

Pour pallier cet inconvénient, nous avons retenu un autre montage, décrit sur la figure 6, qui fait appel au fameux NE555 monté en oscillateur

astable. L'avantage de ce circuit est, en effet, de fournir un signal stable en fréquence lorsque la tension d'alimentation varie de 3,5 à 15 V. Il a, en outre, le mérite de sortir sur une impédance basse, de sorte que le coût de réalisation de cette version n'est pas plus élevé que celui de la précédente.

Nous renvoyons le lecteur intéressé aux nombreux articles consacrés au 555 dans la presse technique (voir, en particulier, Electronique Pratique). Le mini-circuit imprimé sur lequel est monté l'oscillateur ne reçoit que peu de composants. Ce circuit est fixé par soudure sur les douilles d'alimentation.

Des sorties sont reliées au commutateur de 2 x 6 positions (respectivement : arrêt, 1, 10, 100, 1 kHz, 10 kHz) dont une section commande l'alimentation et l'autre la fréquence par commutation de condensateurs.

La position correspondant à 10 kHz requiert une valeur de capacité assez faible, compte tenu de la valeur élevée des résistances R_A et R_B (voir schéma). Le réglage précis, sur cette position, est donc obtenu au moyen d'un condensateur ajustable de 10 à 60 pF monté en permanence entre le com-

mun et la sortie 2 du circuit intégré.

Les autres condensateurs sont mis en service par le commutateur. On choisira des modèles de petite dimension pour les valeurs de 47 nF et 470 nF.

La forme du signal obtenu est dissymétrique (2/3 et 1/3) ce qui ne présente aucun inconvénient majeur et peut, même, dans certains cas, rendre quelques services. La fréquence est approximative, mais cela aussi est secondaire, ce qui compte c'est sa stabilité à court terme.

La mise au point de cet appareil se fait à l'oscilloscope ou au fréquencemètre (réglage de C_{aj} sur une période de 100 μ s, soit 10 kHz). L'appareil peut être contenu dans un coffret Teko P/1, sauf si l'on envisage une alimentation autonome.

parmi les valeurs les plus répandues.

Avec cette boîte, en réalisant les interconnexions qui conviennent, on pourra réaliser une constante de temps pour monostable, un découplage, un intégrateur ou un différentiateur, un diviseur de tension, etc. Son utilisation déborde largement celle des circuits logiques.

Un codeur Décimal / BCD (figure 8)

On utilise, le plus souvent, une roue codeuse pour obtenir des sorties BCD à partir d'un nombre décimal donné. Cette méthode limite, en général, à 9 le nombre formé. Avec la boîte proposée sur la figure 8, toujours en coffret P/1, on réalise une possibilité de codage de 0 à 15 au moyen des 4 clés ABCD, de poids respectif 1, 2, 4 et 8.

Le schéma est des plus simples : les 4 sorties sont portées au 1 logique au moyen de résistances de 4,7 kΩ. En réunissant ces sorties au commun on obtient le zéro logique avec une consommation d'environ 1 mA sur chaque ligne commutée.

Une boîte Résistances Capacités (figure 7)

Accessoire très utile et peu onéreux, cette petite boîte en coffret P/1 rassemble 5 résistances et 6 condensateurs

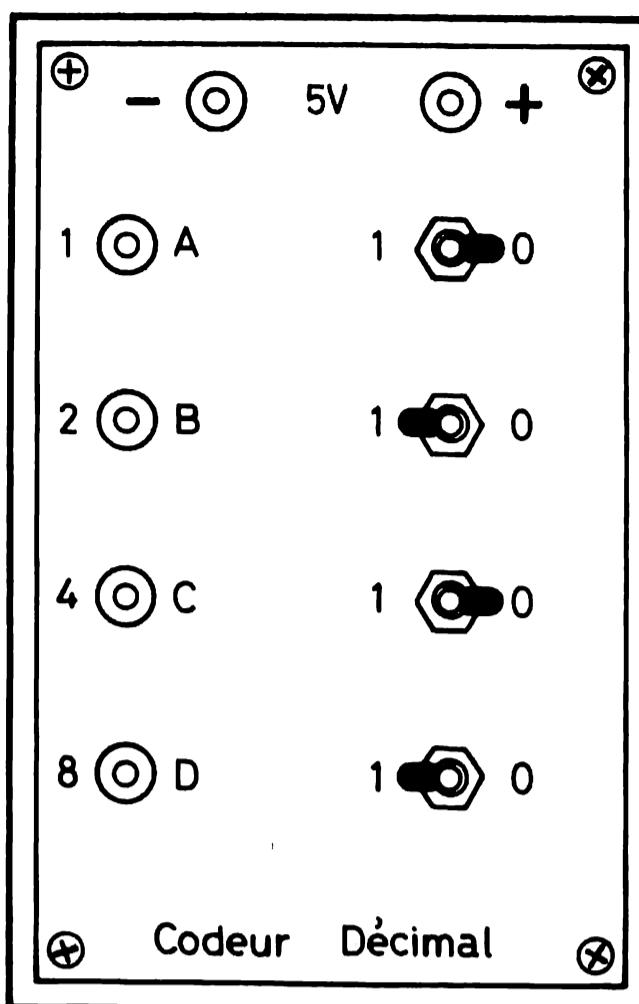
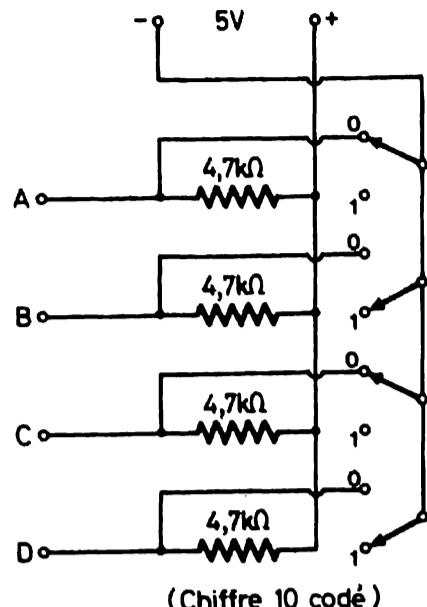


Fig. 8. – Codeur décimal.

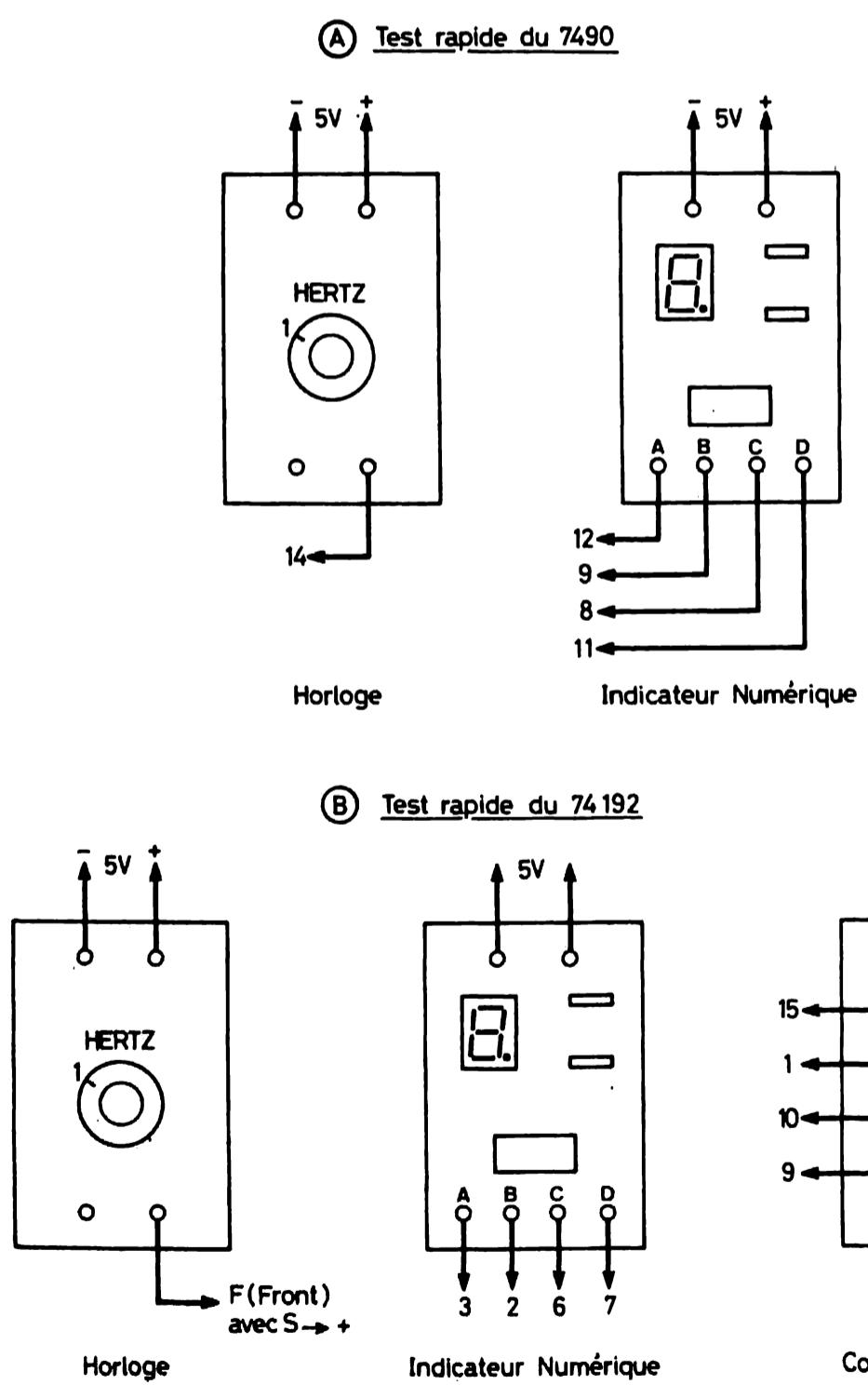


Fig. 9. – Deux exemples d'application des auxiliaires de test.

Ce circuit, après vérification au multimètre, servira à l'essai de bon fonctionnement de l'indicateur numérique.

Utilisation des auxiliaires de test

Retenant les fiches de test citées en exemple, nous en extrayons quelques cas typiques d'utilisation des auxiliaires de test qui rendront l'essai plus rapide et moins fastidieux.

C'est ainsi que les 4 entrées des portes sur lesquelles on vérifie la commutation pourraient être réunies à l'horloge 1 Hz ou 10 Hz ce qui ferait clignoter les sorties (cas du SN7400, SN7402, CD4011 et bien d'autres...).

Le circuit SN7447 peut être essayé au moyen de l'indicateur numérique à l'entrée duquel on envoie les signaux issus du codeur.

L'horloge 1 Hz ou 10 Hz, branchée à l'entrée T'1 d'une double bascule SN7473 montrera en sortie un clignotement alterné (Q et Q-bar) à la fréquence de 0,5 Hz (T = 2 secondes) ou 5 Hz (T = 200 ms).

Le test du circuit SN74121 faisait déjà appel à un condensateur de $100 \mu\text{F}$ que l'on peut trouver dans la boîte RC. Une autre valeur de constante de temps permettra une observation oscilloscopique. La synchronisation sera assurée par l'horloge, réglée sur une fréquence telle que sa demi-période soit très supérieure à la largeur de l'impulsion issue du monostable.

En envoyant un signal d'horloge 1 Hz sur l'entrée T'14 du CD4017, on verra s'allumer successivement tous les témoins logiques listés sur la fiche de test.

La figure 9A présente la configuration retenue pour le test rapide d'une décade SN7490. L'horloge 1 Hz est envoyée sur l'entrée T'14 et l'indicateur numérique, dont les entrées ABCD sont connectées aux sorties correspondantes du circuit sous test, présentera la suite ininterrompue des chiffres 0 à 9 à une cadence de 1 par seconde.

OU COMPARER?

LES PLUS GRANDS NOMS DE LA SONORISATION ET DE L'ÉCLAIRAGE :

Mj
JBL
AKG
TEAC
J. COLLYNS
FOSTEX
power
Cerwin-Vega

présentés dans un auditorium de 450 m³, grâce à un programmeur à mémoire et un dispatching électronique.

SEXTAN

Après 6 années de réalisations spectaculaires dans le domaine de l'éclairage et de la sonorisation, a décidé de mettre sa grande expérience à votre disposition.

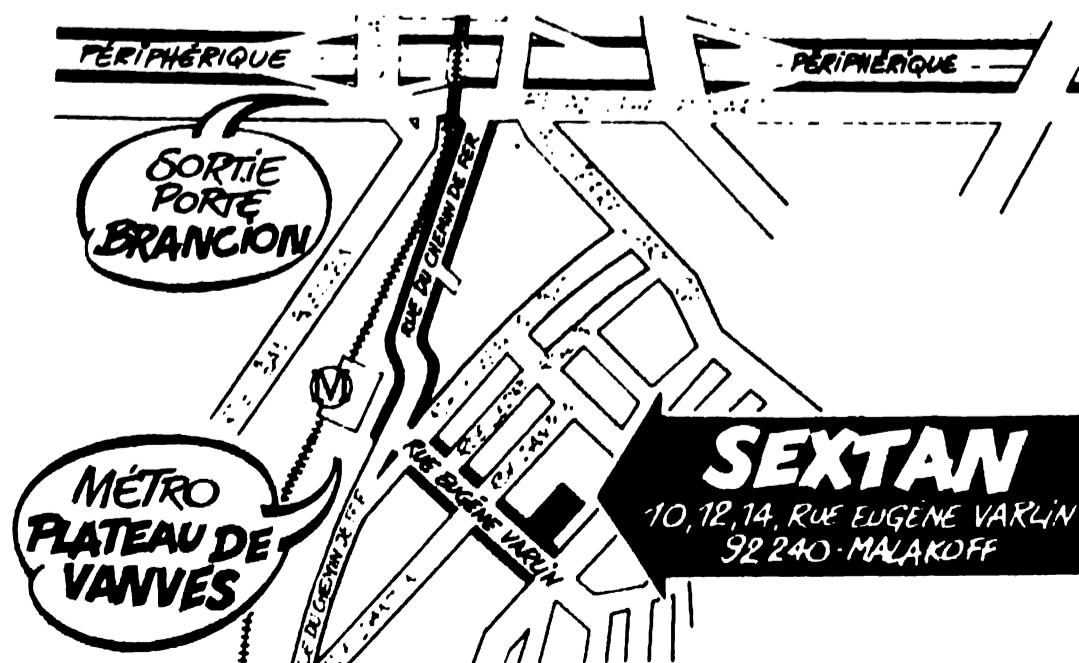
SEXTAN

c'est aussi, sur 2000 m² :

- Le plus important parc de matériel d'éclairage et de sonorisation en location.
- Un studio d'enregistrement équipé 8 pistes et 16 pistes.
- Un bureau d'étude hautement qualifié, spécialisé dans les discothèques, music-halls, théâtres, etc.
- Un service entretien et installation expérimenté.

SEXTAN

10, 12, 14, RUE EUGÈNE VARLIN
92240 MALAKOFF - Tél. : 655.10.16 +



Cette configuration est également bien adaptée au test d'un SN7447 ou à celui d'un indicateur 7 segments.

Sur la figure 9B, on montre la configuration du test rapide d'un SN74192 qui fait appel :
- à une horloge 1 Hz branchée sur l'entrée F (Front) avec S sur S+, ce qui générera des impulsions de 1 µs au rythme d'une par seconde,

- à un indicateur numérique branché sur les sorties ABCD,
- à un codeur décimal branché sur les entrées de prépositionnement.

On peut, de la sorte, vérifier assez rapidement toutes les fonctions d'un circuit relativement complexe (prépositionnement, charge et remise à zéro, comptage ou décomptage depuis un chiffre donné).

Extensions ou options du testeur de circuits logiques

On peut imaginer d'autres accessoires qui pourraient étendre les applications de cet appareil :

- générateur d'horloge à fréquence plus élevée (1 ou 10 MHz),
- indicateur numérique à deux digits (ou plus),
- générateur de trains d'impulsions,
- support à plus grand nombre de broches (jusqu'à 24) en coffret séparé P/3, etc.

On peut aussi envisager d'incorporer les 4 circuits auxiliaires dans le même coffret, à l'emplacement du transistor-mètre que l'on pourrait réaliser séparément en coffret P/2, par exemple, et incorporer une alimentation secteur, un contrôle sonore, etc.

Notre but était de susciter l'intérêt du lecteur pour ce type de matériel, assez peu sophistiqué, mais rendant de grands services dans un domaine où il n'est pas toujours facile, pour l'amateur, de conclure à la bonne ou mauvaise qualité d'un transistor ou d'un circuit intégré dans un montage présentant des anomalies.

Nous espérons ce but atteint et, naturellement, dépassé par l'imagination bien connue des lecteurs du Haut-Parleur !

J.C.

Lettres ou signes employés dans le texte ou sur les fiches test

A, B, C, D : références des sorties en BCD (binary coded decimal) de poids respectif (1) (2) (4) (8).

F : sortie Front (montant ou descendant) ou entrée d'horloge extérieure.

L (fiche test) : indique l'état logique (0 ou 1) de l'inverseur.

M : position Marche de l'interrupteur général.

N (fiche test) : est le numéro de la broche correspondante (1 à 16).

P (+ ou -) : sorties du monostable 1 µs respectivement en positif ou négatif.

S (+ ou -) : commande de F ou P (si S — +).

T : borne de test directement reliée au circuit (ex. : T 12).

T' : borne de test reliée à T par 100 Ω (ex. : T'12).

V (fiche test) : voyant (allumé si 0).

0- : borne de test T à mettre à 0 logique et à réunir au commun de l'alimentation 5 V.

1+ : borne de test à mettre à 1 logique et à réunir au + 5 V.

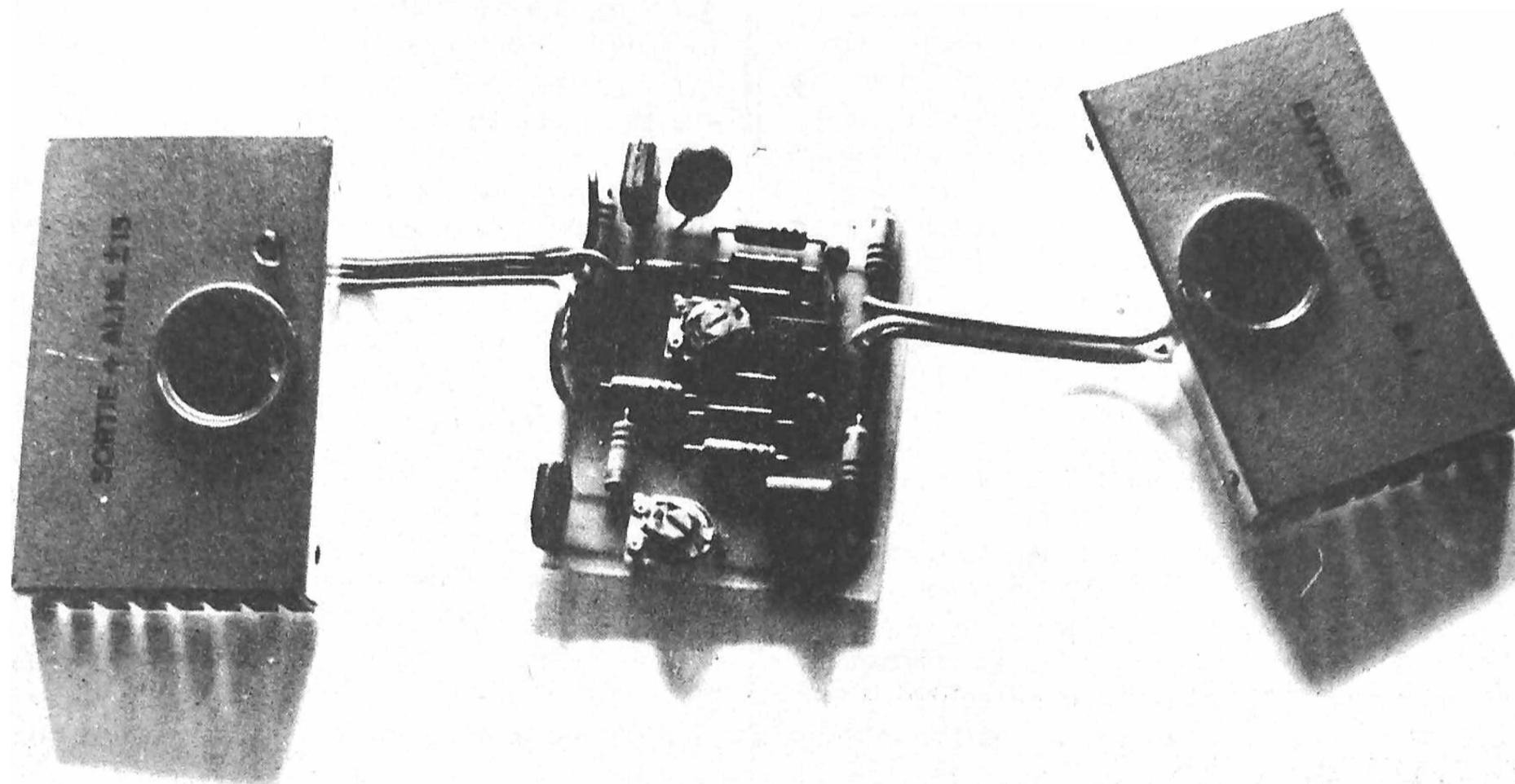
— : indique une position d'un inverseur (ex. : 3 — 0, S — +).

— : indique une liaison entre 2 points (ex. : T1 — T5).

[9 + 12 + 14] — 0 : mettre les inverseurs 9, 12 et 14 sur 0 logique.

2 — 0 — 1 : mettre l'inverseur 2 sur 0, puis 1 logique.

UN PREAMPLIFICATEUR



POUR MICROPHONE

LES microphones peuvent se classer en deux groupes :

- Haute impédance ($\approx 20 \text{ k}\Omega$), sensibilité élevée ($\approx 200 \text{ mV}$).
- Basse impédance ($\approx 200 \Omega$), faible sensibilité ($\approx 2 \text{ mV}$).

La première catégorie ne pose pas de problème au niveau de l'amplification, celle-ci étant effectuée simplement par un circuit intégré avec entrée sur le (+) ou sur le (-) de l'ampli opérationnel. La réponse en fréquence est assez régulière et ne demande pas de correction. Souffle et ronronnement sont minimes, ceci étant dû aux niveaux élevés d'entrée.

Cependant, l'impédance de la source étant élevée, ces microphones sont très sensibles aux inductions magnéti-

ques et leur utilisation doit être réservée aux courtes distances (environ 30 cm de câble blindé). Pour ces raisons, les microphones à haute impédance sont rarement utilisés.

Les microphones basse impédance ont également une réponse en fréquence assez régulière et ne nécessitent pas de correction dans la « section préamplificatrice ».

Leur faible niveau de sortie, cependant, impose plusieurs exigences de la section préamplificatrice.

Pour un rapport signal/bruit de 65 dB avec un signal d'entrée de 2 mV, le bruit total équivalent à l'entrée (EIN) du préamplificateur doit être de $1,12 \mu\text{V}$ (dans une bande de fréquence de 10 Hz à 10 kHz).

Le LM 381 A est garanti pour un EIN $< 0,7 \mu\text{V}$, tandis

que le LM 387 A est donné pour un EIN $< 0,9 \mu\text{V}$. Ces circuits intégrés permettent donc de mettre au point d'excellents préamplificateurs pour microphones.

Le LM 387 A étant plus facile d'utilisation, c'est lui que nous avons choisi pour cette étude comme nous le verrons un peu plus loin.

Les microphones basse impédance peuvent également se scinder en deux groupes :

- Les asymétriques avec deux fils de sortie, l'un étant mis à la masse et l'autre transportant la modulation.
- Les symétriques avec trois fils de sortie ; donc une masse et deux fils de modulation.

Les microphones symétriques sont le plus fréquemment utilisés, parce que le « système » trois fils permet d'obtenir de bien meilleures perfor-

mances du point de vue souffle et ronflement.

Ce procédé de fabrication nécessite l'emploi d'un préamplificateur différentiel d'entrée (nous passerons sous silence l'utilisation d'un transformateur avec point milieu au primaire).

- I - Le schéma de principe

Il s'agit bien entendu du schéma proposé à la figure 1. Nous trouvons en tête un CI-LM 387 comme nous l'avions annoncé, et un LF 356.

Ce schéma de la figure 1 : « Préamplificateur pour microphone symétrique » peut se décomposer en deux sous-

ensembles comme le montre la figure 2.

La figure 2 (A) qui utilise un 1/2 LM 387 devient un préamplificateur pour microphone asymétrique pour lequel nous allons voir le fonctionnement.

Les résistances R_3 -51 k Ω et R_5 -10 k Ω produisent un courant de polarisation négatif à l'entrée et établissent une polarisation en continu à la sortie égale à la moitié de la tension d'alimentation, donc +7,5 V.

Le gain de ce préamplificateur est fonction du rapport des résistances R_3 et R_7 , il est donc ici de 51.

Le condensateur C_3 est responsable de la fréquence de coupure f_o dans le bas du spectre à -3 dB.

La relation

$$f_o = \frac{1}{2 \pi \cdot C_3 \cdot R_7}$$

permet de calculer cette fréquence à -3 dB.

Soit :

$$f_o = \frac{1}{6,28 \cdot 470 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^3} = \frac{1}{2951 \cdot 10^{-3}} = 0,33 \text{ Hz}$$

Le condensateur C_1 a une valeur suffisamment élevée pour minimiser les effets 1/f des bruits de courants à basse fréquence.

La figure 2 (B) utilise un LF 356, circuit intégré récent avec entrée sur effet de champ. Nous l'avons retenu pour son « slew rate » élevée 12 V/ μ s.

Ce LF 356 est monté en amplificateur différentiel.

Comme indiqué, avec $R_9 = R_{10}$ et $R_{11} = R_{12} + RV_2$, le gain est donné par le rapport des résistances R_{11}/R_9 , soit ici un gain de 10.

Le LF 356 est sélectionné également pour sa capacité élevée de réjection en mode commun, de l'ordre de 100 dB. Pour que ce CMRR ne soit pas dégradé, il faut que les signaux présents simultanément sur les entrées « inverseuse » et « non

inverseuse » du LF 356 soient rigoureusement identiques. L'utilisation de résistances à faible tolérance est donc recommandée pour parfaire ce montage (les résistances à 0,1 % ne sont pas exclues).

Un CMRR de près de 100 dB est possible avec des résistances à 0,1 % (voir nomenclature), celui-ci tombe à environ 80 dB avec des résistances à 1 %.

L'effet produit sur le CMRR par des résistances non appariées ne peut être compensé, tout signal différentiel présent aux entrées du LF 356 sera amplifié.

Le schéma de la figure 1 est un amplificateur d'instrumentation. Chaque demi LM 387 est utilisé comme amplificateur non inverseur.

Les résistances R_1 et R_2 por-

tent l'impédance d'entrée à 2 k Ω .

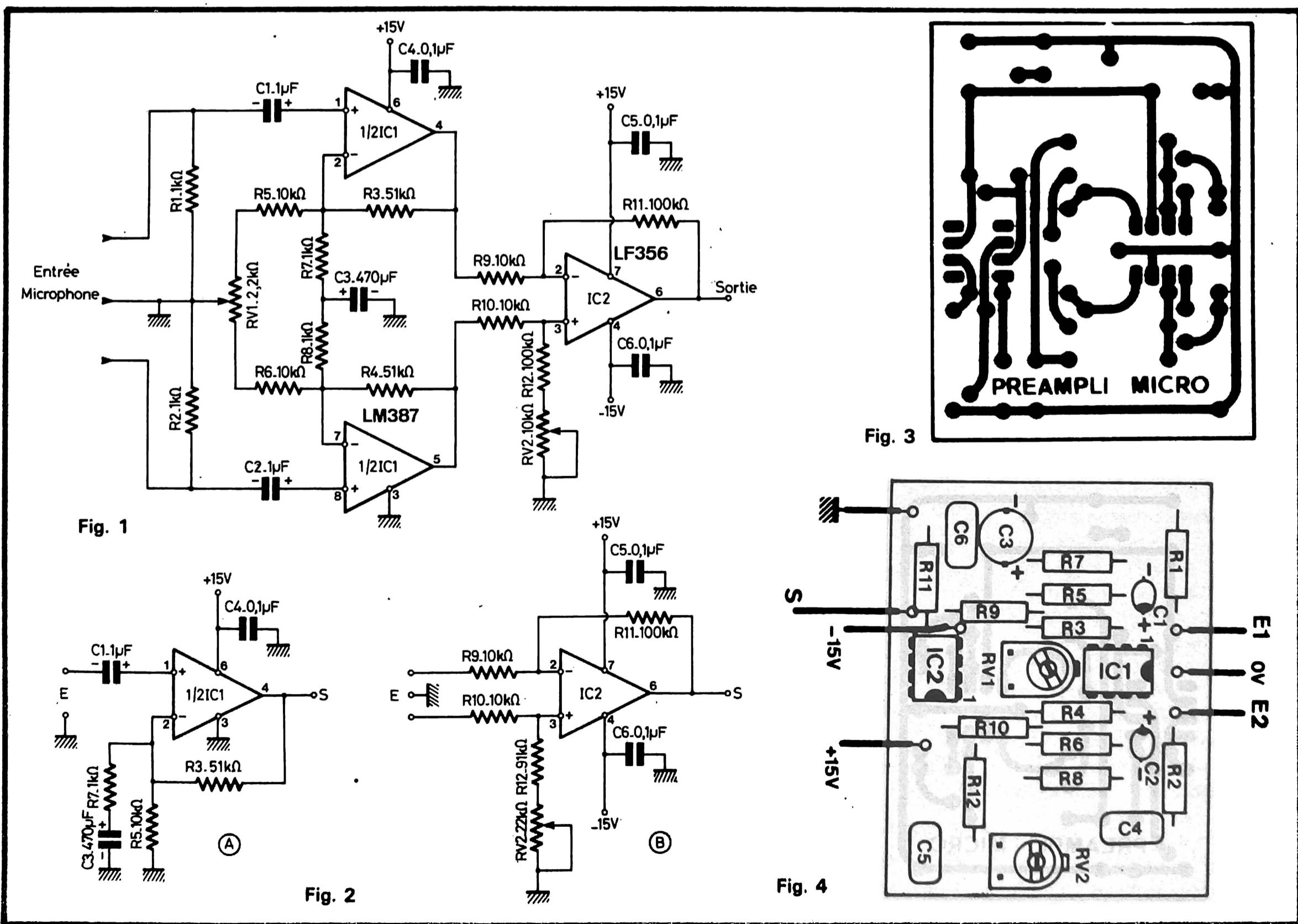
L'ajustable RV_1 est utilisé pour porter la sortie à 0 V par appariage des niveaux continus des pins 4 et 5 du LM 387.

Ceci autorise un couplage direct entre les étages et élimine les condensateurs qui auraient également demandé un appariage rigoureux pour un CMRR optimum.

Le condensateur C_3 unique pour les deux voies, assure ainsi un bon appariage pour les gains en alternatif des deux préamplificateurs (R_3/R_7 et R_4/R_8).

Comme nous l'avons déjà signalé, une tolérance étroite pour les résistances est nécessaire autour des 1/2 LM 387 afin de préserver les signaux en mode commun apparaissant à l'entrée.

La fonction du LM 387 est d'amplifier le faible signal issu du microphone avec un bruit aussi réduit que possible.



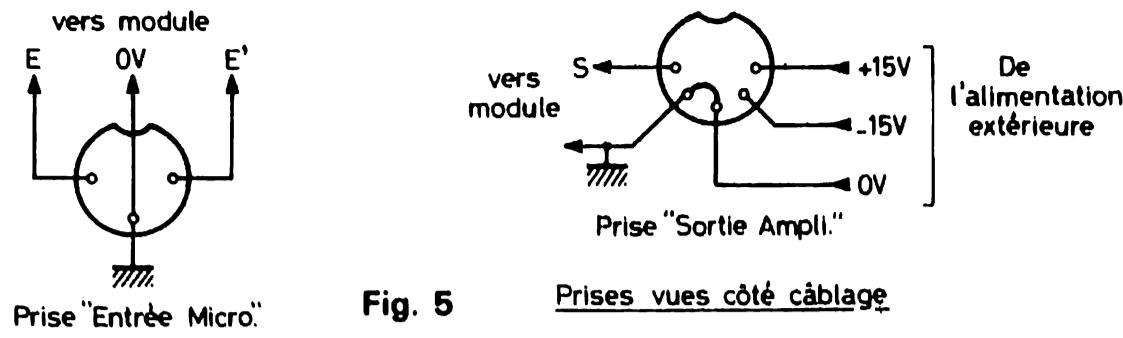


Fig. 5 Prises vues côté câblage

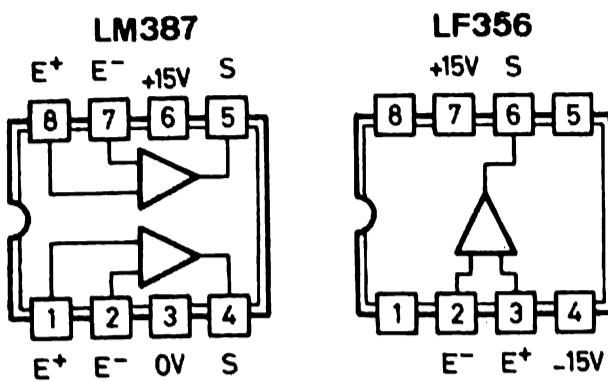


Fig. 6

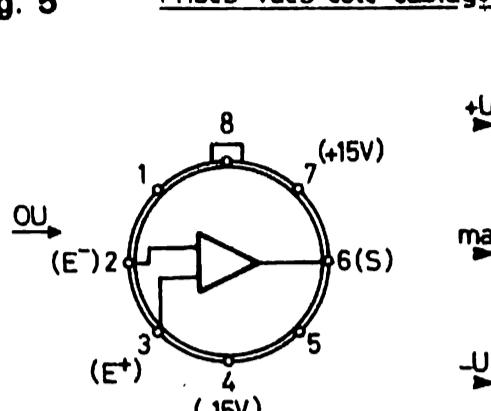


Fig. 7

Réalisation de la maquette

1) Le circuit imprimé

Le dessin du circuit imprimé de dimensions modestes (63 x 49 mm) fait l'objet de la figure 3. Ce circuit est bien entendu proposé aux lecteurs à l'échelle 1 afin d'en faciliter la reproduction.

Nous avons utilisé pour ce « mylar » de la bande de 1,27 cm de largeur et des pastilles d'un diamètre de 2,54 mm, sans oublier des boîtiers Dual in Line autocollants.

La plaquette gravée, toutes les pastilles pourront être forées à 1 mm.

2) Câblage du module

Le plan de câblage de la figure 4 permet de mener à bien cette étape de la réalisation du préamplificateur. Pour une plus grande clarté dans ce plan de montage, les composants sont repérés par leur symbole électrique, la nomenclature donnant toutes les indications nécessaires quant à la valeur nominale et à la tolérance de chacun d'eux.

Veiller à bien orienter les deux circuits intégrés et les condensateurs électrochimiques.

Le brochage des circuits intégrés est donné à la figure 6, nous voyons que le LF 356 existe en deux boîtiers, l'un en Dual in Line 8 broches et l'autre en boîtier métallique.

Le module câblé et vérifié, dissoudre la résine de la soudure avec de l'acétone et pul-

vériser une couche de vernis qui évitera l'oxydation des pistes cuivrées avec le temps.

3) Câblage des prises DIN au module

Il suffit de se reporter à la figure 5. Une prise DIN 3 broches permet de connecter le microphone du type basse impédance et sortie symétrique.

La prise DIN 5 broches permet d'une part :

- de diriger le signal amplifié vers un bloc de puissance ou une console de mixage,
- d'alimenter le module préamplificateur en ± 15 V à partir d'une source extérieure.

4) Alimentation ± 15 V

Deux cas peuvent se présenter, on dispose d'une tension symétrique $\pm V$ ou d'une seule tension positive $+V$. En se basant sur la figure 7, on pourra à partir de ces deux éventualités obtenir les ± 15 V nécessaires au module « préamplificateur pour microphone ».

Dans le cas de la figure 7 (b), il faut bien entendu que la tension $+V$ disponible soit au moins de $+30$ V (dans ce cas $R_x = 0$).

Une diode LED permet de savoir si le module est sous tension, elle est alimentée à partir du $+15$ V.

5) Nomenclature des composants

* Résistances à couche métallique 1/2 W

$R_1 : 1 \text{ k}\Omega 5\%$
 $R_2 : 1 \text{ k}\Omega 5\%$

$R_3 : 51 \text{ k}\Omega 0,1\%$ (ou 1%, 2% max.)

$R_4 : 51 \text{ k}\Omega 0,1\%$ (ou 1%, 2% max.)

$R_5 : 10 \text{ k}\Omega 5\%$

$R_6 : 10 \text{ k}\Omega 5\%$

$R_7 : 1 \text{ k}\Omega 0,1\%$ (ou 1%, 2% max.)

$R_8 : 1 \text{ k}\Omega 0,1\%$ (ou 1%, 2% max.)

$R_9 : 10 \text{ k}\Omega 0,1\%$ (ou 1%, 2% max.)

$R_{10} : 10 \text{ k}\Omega 0,1\%$ (ou 1%, 2% max.)

$R_{11} : 100 \text{ k}\Omega 1\%$

$R_{12} : 91 \text{ k}\Omega 1\%$

* Résistances ajustables VA 05 H ohmic

$RV_1 : 2,2 \text{ k}\Omega$

$RV_2 : 22 \text{ k}\Omega$

* Condensateurs non polarisés

$C_4, C_5, C_6 : 0,1 \mu\text{F}$ céramique ou mylar

* Condensateurs polarisés

$C_1, C_2 : 1 \mu\text{F}/35 \text{ V}$ tantalum « goutte »

$C_3 : 470 \mu\text{F}/15 \text{ V}$

* Semicconducteurs

$IC_1 : \text{LM 387 A ou LM 387 AN}$

$IC_2 : \text{LF 356}$

Diode LED rouge ou verte Ø 3 mm

* Divers

– Prise DIN 3 broches

– Prise DIN 5 broches

– Résistance 680 $\Omega/1 \text{ W}$

6) Nota

Nous tenons à préciser que les résistances à 0,1% qui ne sont pas faciles à trouver dans le commerce peuvent être remplacées par des résistances appariées. Il suffit simplement

de tester un lot de résistances, ce qui est facile avec un multimètre numérique, et ce de la

façon suivante : il faut que :

$R_3 = R_4 = 51 \text{ k}\Omega$ à 0,1% en

$R_7 = R_8 = 1 \text{ k}\Omega$ à 0,1% théori

$R_9 = R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$ à 0,1% en pratique :

$R_3 = R_4 = 51 \text{ k}\Omega$ à 5%

par exemple $R_3 = R_4 = 50,51$

$R_7 = R_8 = 1 \text{ k}\Omega$ à 5%

par exemple $R_7 = R_8 = 998 \Omega$

$R_9 = R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$ à 5%

par exemple $R_9 = R_{10} = 9990$

Dans la pratique, nous voyons donc qu'il suffit de trouver trois valeurs de résistances appariées deux à deux, ce qui est relativement simple.

La résistance $R_{11}-100 \text{ k}\Omega$ devant être égale à $R_{12} + RV_2$, sa tolérance n'a pas besoin d'être bien grande, puisque l'écart est rattrapé par RV_2 .

7) Réglages du module

– Ajuster $RV_1-2,2 \text{ k}\Omega$ pour obtenir en sortie du module 0 V continu.

– Ajuster $RV_2-22 \text{ k}\Omega$ pour obtenir un CMRR max.

Caractéristiques du module préamplificateur

– Gain en tension $Av = 54 \text{ dB}$.

– Distorsion harmonique : $< 0,1\%$.

– Bruit : -67 dB pour 2 mV à l'entrée (-119 dBm).

– Alimentation symétrique $\pm 15 \text{ V}$.

– Consommation : ligne positive 15 mA (sans la LED), ligne négative 7,2 mA. D.B.

ETUDE ET REALISATION

D'ALIMENTATIONS

STABILISEES A C.I.

(Suite et fin voir n° 1643)

3^e partie Alimentation 150 W version A

Pour ceux qui désireraient disposer d'une tension de sortie plus élevée que celle de l'alimentation que nous venons de décrire, les figures 18 à 21 donnent tous les détails afin de mener à bien une telle réalisation. La figure 18 nous donne le schéma d'une telle alimentation où nous retrouvons les mêmes éléments de base avec quelques modifications. C'est ainsi que CI 1 et CI 3 sont en boîtier TO3 au lieu de TO220, la dissipation de ces CI étant beaucoup plus importante que dans le montage précédent. En ce qui concerne le circuit 5 V le LM 323 ne supporterait pas la tension importante d'entrée, la

tension maximum que l'on peut appliquer à l'entrée de ce CI étant de 20 V. Aussi nous l'avons remplacé par un LM 317 K suivi d'un transistor de puissance 2N 3055. Il suffit d'ajuster la résistance RV1 une fois pour toutes pour une tension en sortie de 5 V. Les trois CI sont montés sur un radiateur en forme de U fixé directement sur le circuit imprimé par les vis de fixation des CI qui seront d'abord fixés sur le radiateur. Celui-ci se trouvera de ce fait légèrement surélevé du circuit imprimé par les écrous de fixation des CI alors que d'autres écrous maintiendront l'ensemble sur le circuit imprimé, assurant en même temps le contact des sorties correspondantes, tandis que les broches 1 et 3 des CI sont

soudées directement sur le circuit imprimé.

TR1-TR2 et TR3 seront fixés sur un radiateur de dimensions suffisantes pouvant dissiper plus de 100 W dans certains cas comme nous l'avons expliqué plus haut. Le fonctionnement de l'ensemble est identique au précédent. Les figures 19 et 20 représentent le circuit imprimé de l'ensemble, la figure 19 vue côté composants, la figure 20 vue côté imprimé; quant à la figure 21 elle représente le plan du coffret-châssis qui se trouve légèrement modifié quant à ses dimensions et à la disposition des divers éléments du fait que certains de ceux-ci sont de dimensions différentes, notamment le transfo d'alimentation et le radiateur sup-

portant les transistors de puissance. Le panneau avant est identique au précédent, seules ses dimensions changent quelque peu ainsi que les inscriptions concernant les tensions de sortie qui seront modifiées en conséquence (6 à 25 V au lieu de 5 à 13 V).

Ici également, au cas où il serait impossible de se procurer un LM 337, on pourra utiliser un LM 304 en modifiant le circuit imprimé selon la figure 7. Il sera dans ce cas nécessaire d'utiliser d'autres transistors pour TR1 et TR3, les 2N1711 et 2N2905 étant trop justes, la puissance dissipée par chacun d'eux pouvant atteindre près de 5 W lorsque nous utiliserons l'alimentation avec une tension de sortie de 6 V à la puissance maximum.

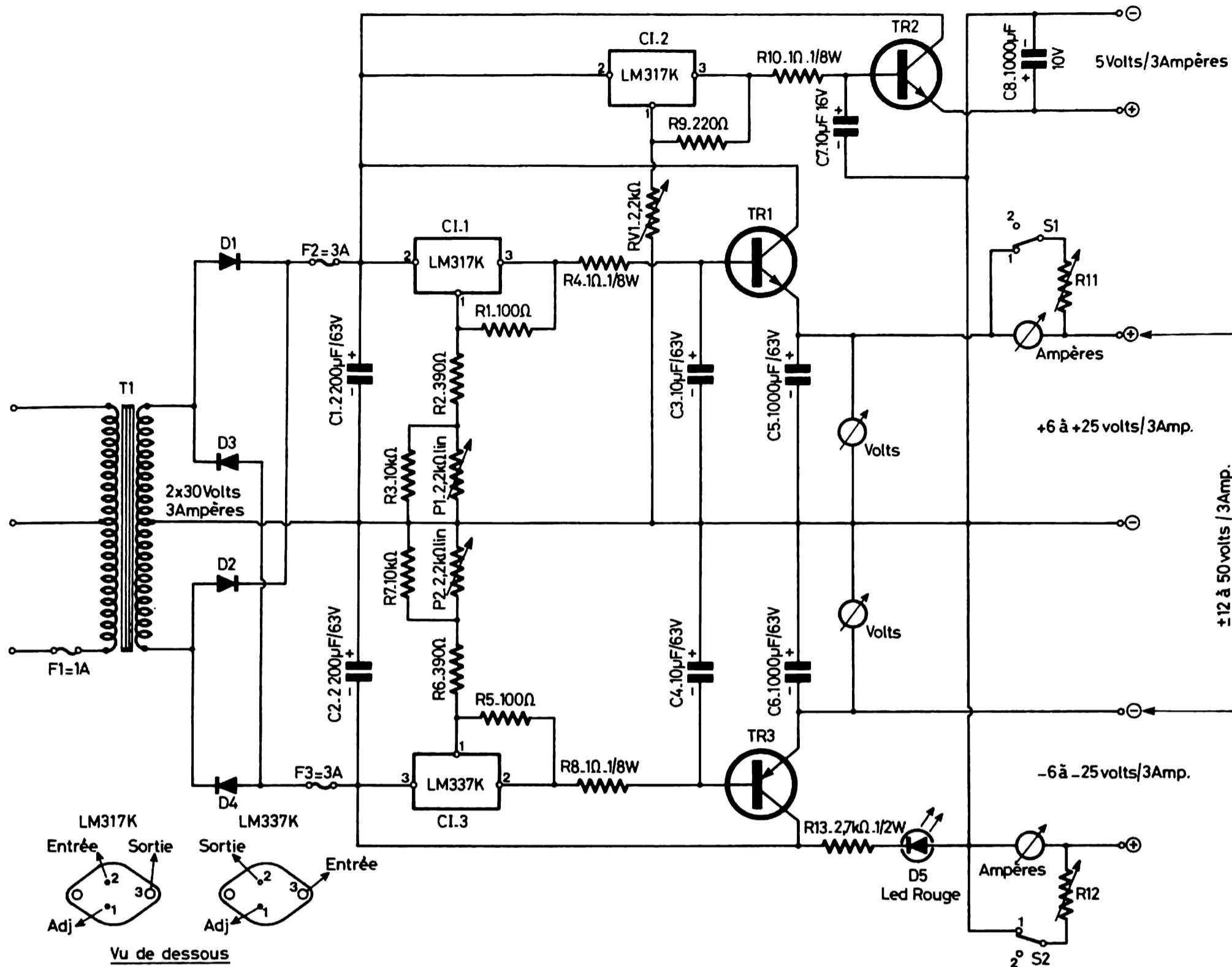


Fig. 18. – Alimentation version A 150 W.

5 volts 3 ampères ; + 6 à + 25 volts ; - 6 à - 25 volts et \pm 12 à 50 volts 3 ampères

T1 secondaire 2 x 30 volts 3 ampères

TR1 - TR2 = 2 N3055

TR3 = 2N6248

R11 - R12 bobinées ajustables = 0,47 Ω 10 W.

D1 à D4 = 1N5401 ou BY 214-10

D5 = LED rouge

Tout type de transistor au silicium NPN et PNP ayant un gain de 50 environ et capable de dissiper une dizaine de watts conviendra parfaitement : par exemple pour TR1 2N4921 à 2N4923 - 2N4998 - 2N5000 - 2N5002 - 2N5004, etc ; pour TR3 PNP 2N4918 à 2N4920 - 2N4999 - 2N5001 - 2N5003 - 2N5005, etc.

Alimentation 150 W version B

Nous avons dit plus haut qu'il était impossible d'utiliser avec cette alimentation un

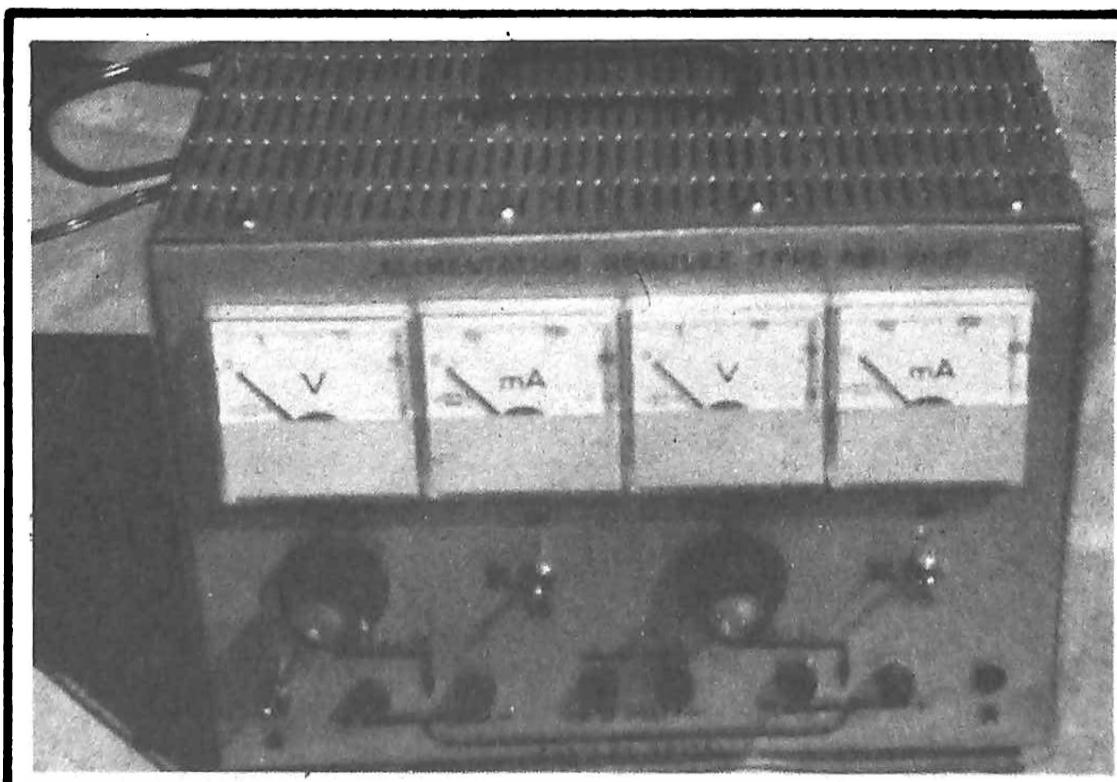


Photo A

LM 323 pour obtenir 5 V, ce CI ne pouvant supporter sur son entrée la tension importante dont nous disposons ; d'autre part, la solution adoptée n'est pas idéale, le rendement de cette sortie est très faible pour une consommation très élevée. Si nous voulons utiliser cette sortie avec un courant maximum de 3 A, soit 15 W pour l'utilisation, nous consommerons dans le circuit de régulation 75 W (25 x 3) ce qui, dans un sens, est aberrant. La solution idéale serait de disposer d'un transfo ayant un deuxième enroulement secondaire de 7 V environ sous 3 A, seulement le problème est de

trouver un tel transfo. Aussi nous proposons une autre solution qui consiste à utiliser deux transfos d'alimentation ; pour notre part, nous préférons cette solution à la précédente dont le seul inconvénient est d'augmenter le prix de l'ensemble de 100 F environ. La figure 22 représente le schéma de l'ensemble où nous retrouvons les divers éléments déjà utilisés, donc n'appelant aucune explication particulière. Les figures 23 et 24 représentent le circuit imprimé modifié en conséquence, la figure 23 vu côté composants et la

figure 24 vu côté imprimé. Le coffret est absolument identique au précédent, le transfo T_1 sera décalé vers l'avant de façon à placer T_2 juste derrière celui-ci. T_2 est à secondaire deux fois 9 V, ce qui nous permet de ramener la consommation totale du circuit 5 V à 27 W au lieu de 90 W précédemment. L'idéal serait d'utiliser un transfo fournissant deux fois 7 à 7,5 V sous 1,5 A au secondaire, ce qui réduirait encore la consommation, mais il nous a été impossible de trouver un tel transfo. Quoi qu'il en soit le rendement est

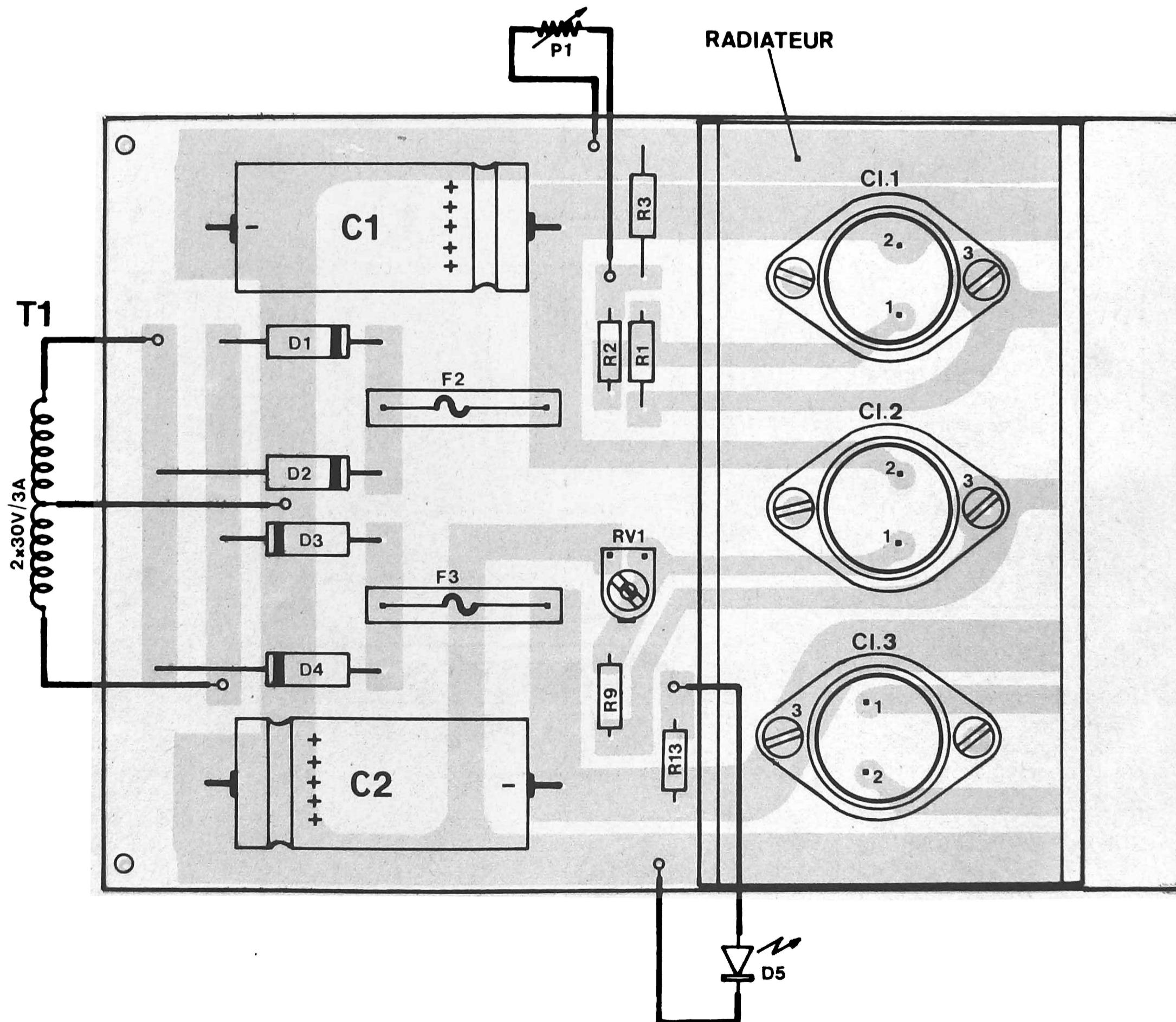
supérieur à 50 %, donc très acceptable. Un autre avantage de cette solution est de pouvoir disposer de toutes les sorties au maximum de leur puissance, ce qui n'était pas le cas dans la version précédente, l'alimentation 5 V étant commune à l'alimentation positive 6 à 25 V, il n'était possible d'utiliser au maximum de puissance que l'une ou l'autre ; par exemple si l'on utilisait la sortie 5 V avec un courant de 2 A, il ne restait plus que 1 A de disponible sur la sortie positive.

4^e partie

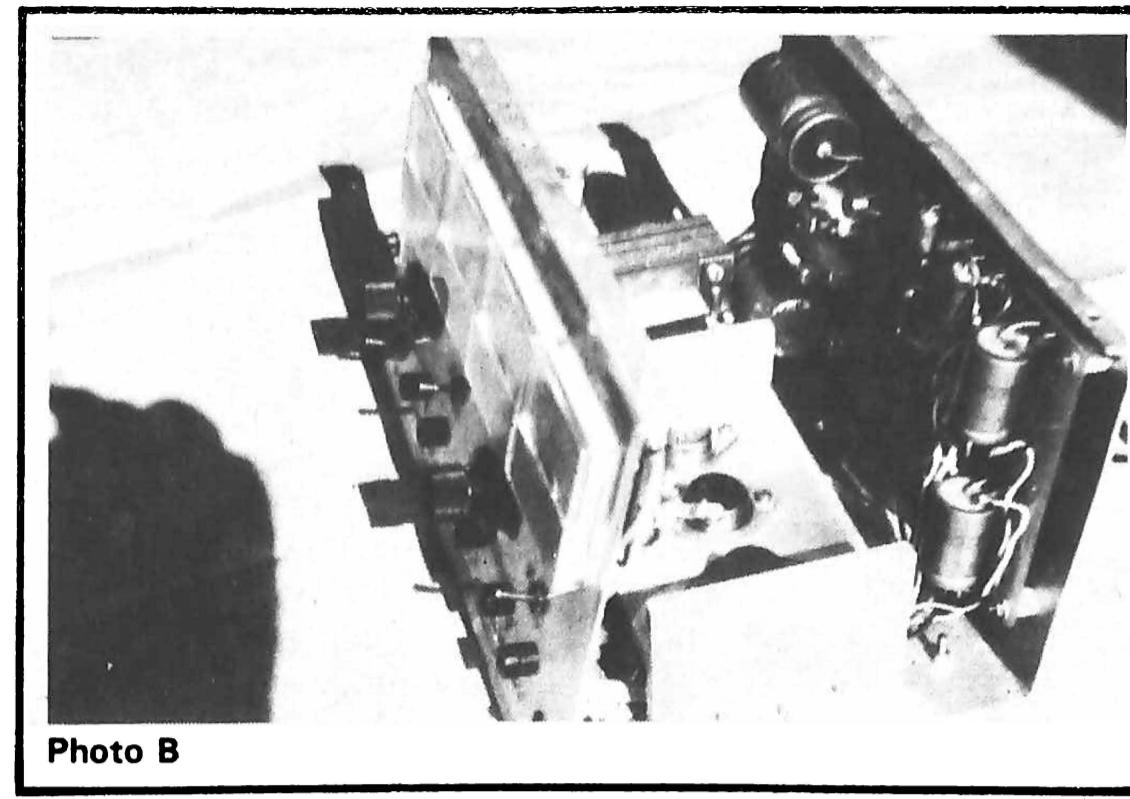
Alimentation 250 W

Avant de terminer cette étude, il nous a paru nécessaire de développer la possibilité d'alimentations de puissance plus grande. Ainsi en modifiant quelque peu les circuits de sortie de l'alimentation précédente, il est possible de disposer d'une alimentation capable de fournir 5 A sous deux fois 6 à 25 V ou sous 12 à 50 V.

Nous ne donnerons pas de schéma ni de plan de câblage pour cette alimentation, ceux-ci étant identiques au modèle



150 W type B et tout ce que nous avons pu dire précédemment reste valable ici. Le transfo T_1 sera un modèle à secondaire deux fois 30 V 5 A. Les transistors de sortie seraient un peu justes, ce qui nous amènera à monter deux transistors en parallèle pour chaque voie; leur montage s'effectuera comme indiqué sur la figure 25 représentant une alimentation de 500 W. Les résistances en série dans les bases et les émetteurs de ces transistors servent à équilibrer dans une certaine mesure le courant fourni par



chaque transistor. Les milliamètres seront des modèles 0 à 500 mA, le coffret sera également d'un modèle plus important, par exemple 150 x 350 x 250 au lieu de 150 x 250 x 230 pour l'alimentation 150 W. Le radiateur de sortie sera également d'un modèle capable de pouvoir dissiper dans certains cas 150 W au moins; aussi il faudra prévoir une aération efficace du capot afin de dégager convenablement la chaleur dissipée par ce radiateur. Un modèle à ailettes pour TO3 de dimensions 300 x 115 x 60

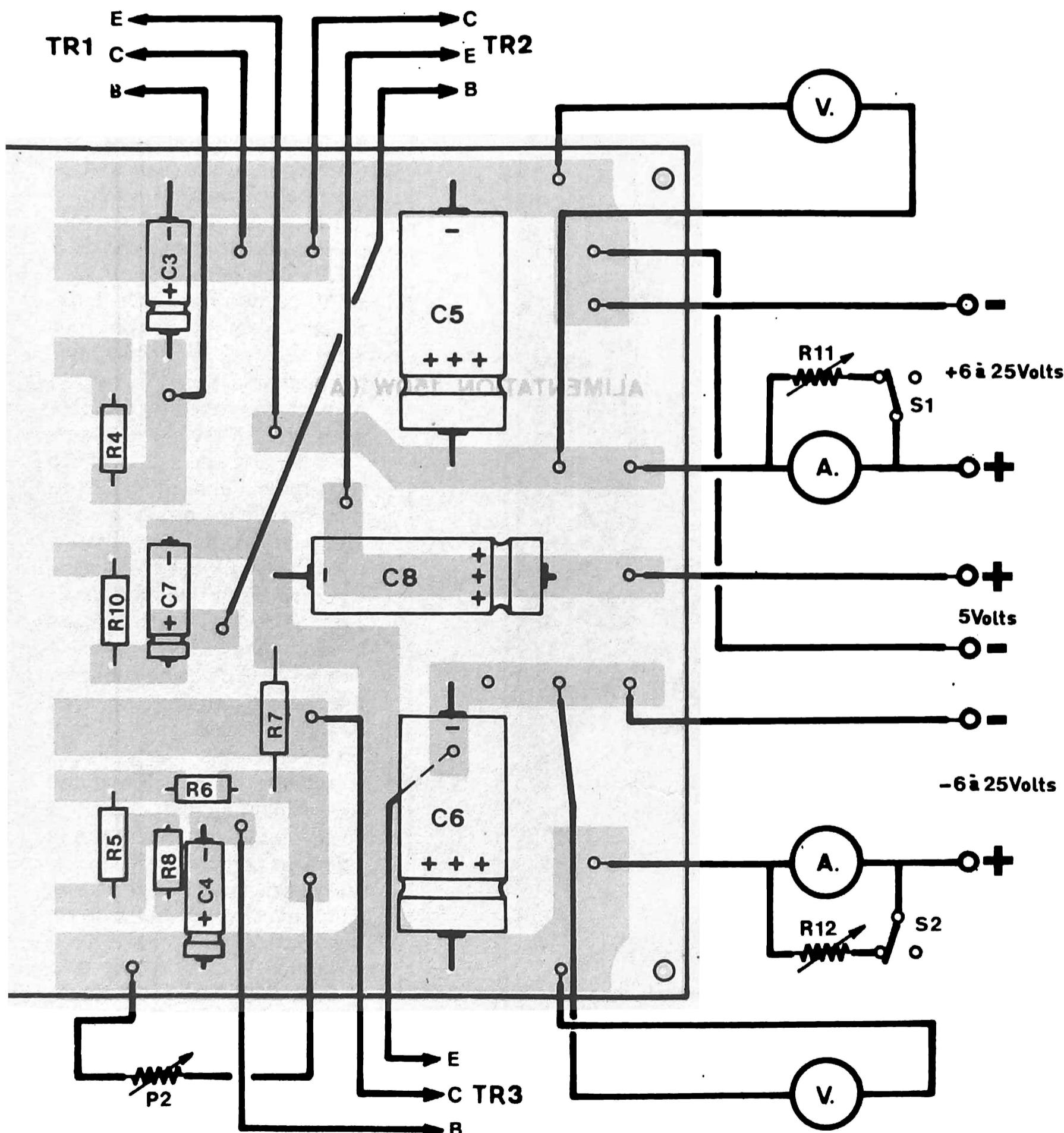


Fig. 19. – Circuit imprimé, vu côté composants, version 150 W (A). Radiateur en alu de 2 à 3 mm d'épaisseur en forme de U, dimensions : 120 x 60 x 30.

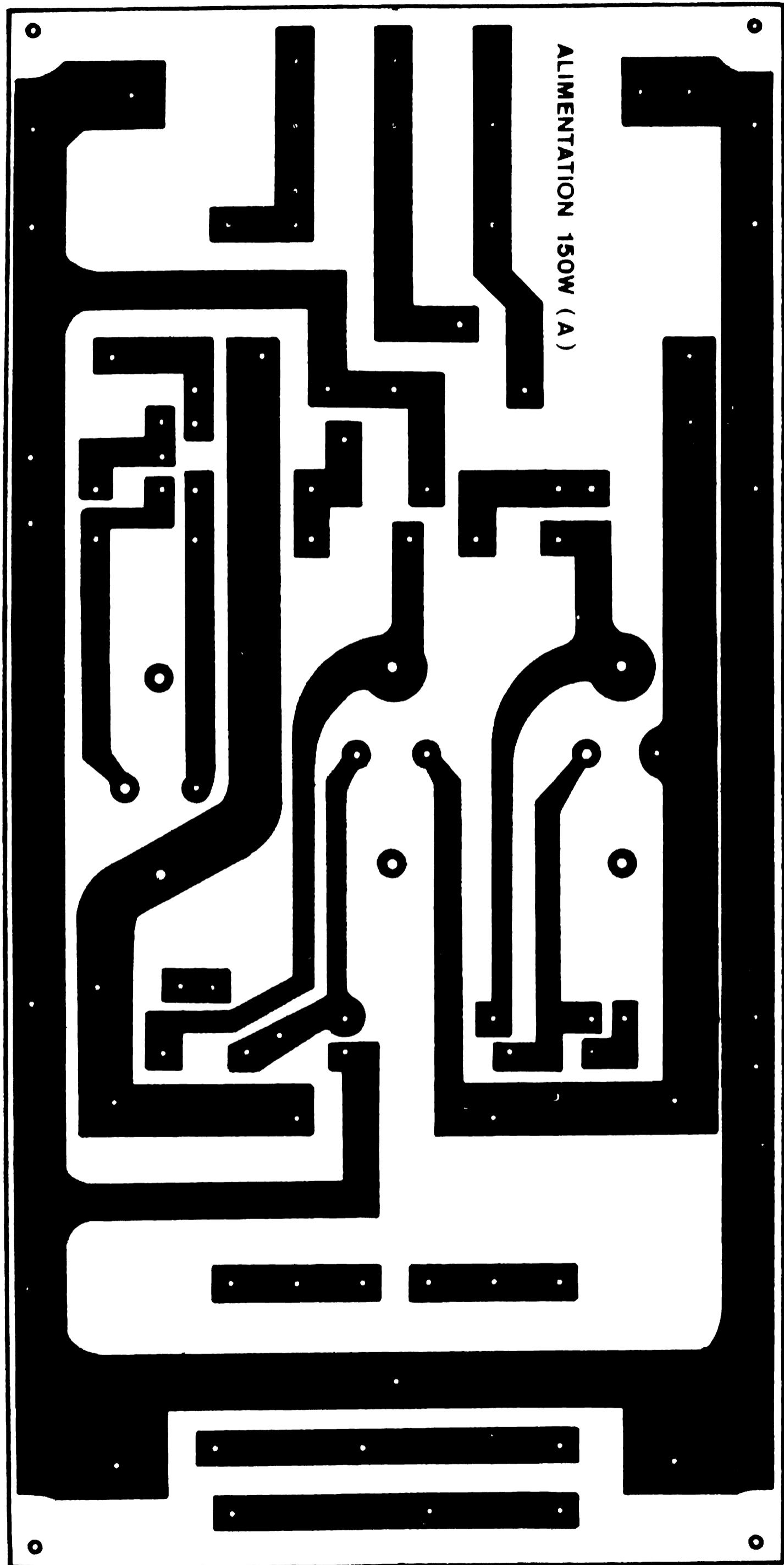
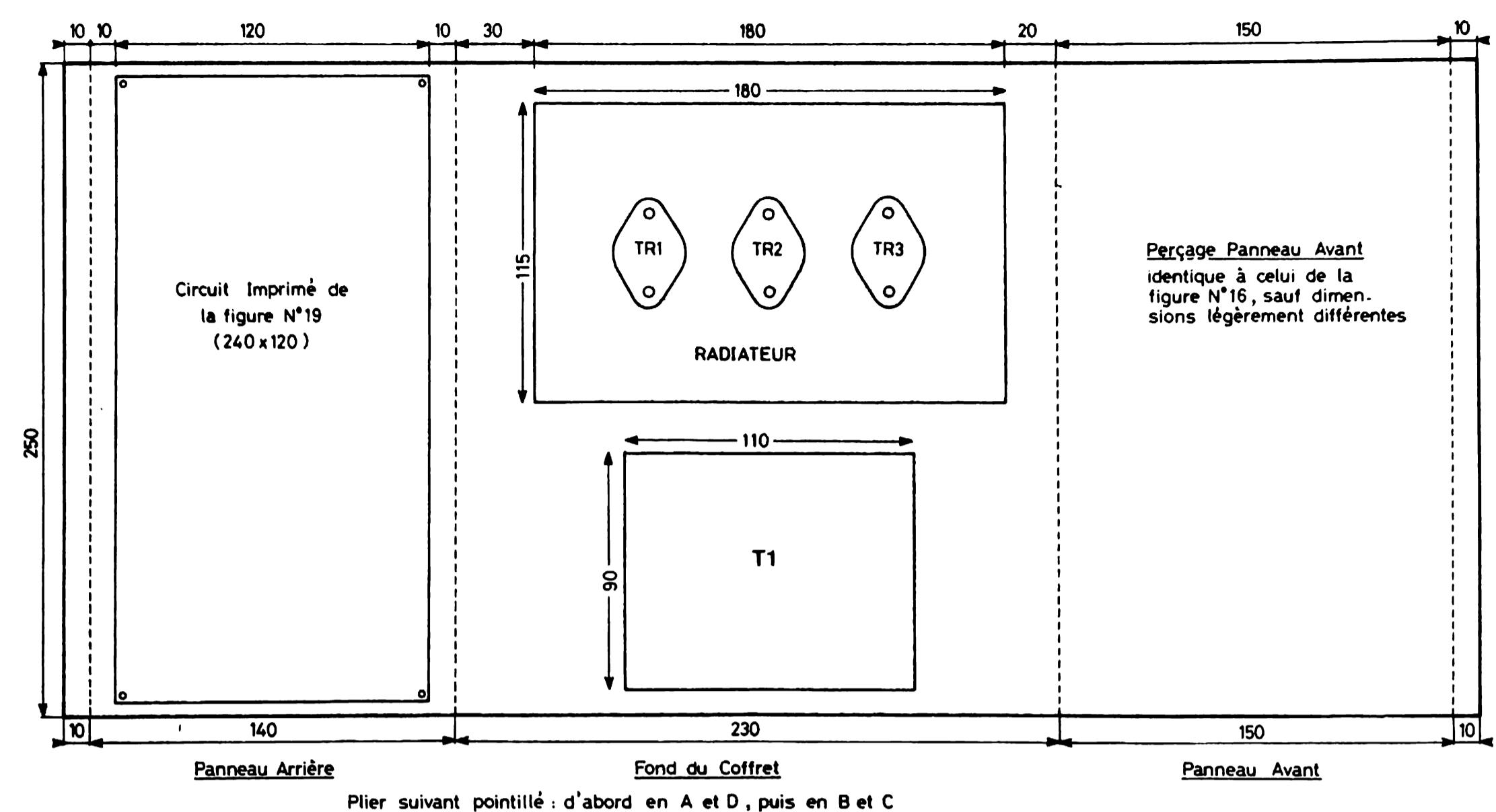


Fig. 20. – Circuit imprimé (vu côté imprimé) version 150 W (A).

devrait pouvoir convenir car il est bien évident qu'il n'arrivera pratiquement jamais d'utiliser cette alimentation au maximum de dissipation des transistors de sortie, soit deux fois 6 V 5 A à l'utilisation.

Enfin, avant de terminer cette étude, nous voudrions répondre à une question que certains ne manqueront pas de se poser. Est-il possible avec ce type d'alimentation de dépasser cette puissance et peut-on par exemple monter à 10 A. En principe cela n'est pas impossible, encore faut-il tout d'abord disposer d'un transfo capable de fournir deux fois 26 V sous 10 A au secondaire. De plus la dissipation des transistors de sortie sera, dans certains cas, très importante posant des problèmes pratiquement insolubles. La seule solution envisageable consiste à utiliser un transfo à secondaire à prises (ou à deux enroulements) permettant la commutation des tensions de sortie en deux gammes, l'une de 6 à 12 V et la deuxième de 12 à 24 V, ce qui limitera la puissance maximum dissipée par les transistors de sortie. Malgré tout cela pose un certain nombre de problèmes : le premier, et ce n'est pas le moindre, le prix de revient de l'ensemble ; ensuite celui du refroidissement qui sera malgré tout assez difficile à résoudre, le radiateur des transistors de sortie devant pouvoir dissiper plus de 200 W dans le cas le plus défavorable. Enfin le volume et le poids de l'ensemble seront également très importants. Quoi qu'il en soit, nous proposons à la figure 25 le schéma de principe d'une telle alimentation en laissant à ceux que cela peut intéresser le soin de la construire en s'inspirant des divers modèles décrits dans cet article, à condition de pouvoir trouver le transfo d'alimentation, d'un type pas très courant et d'un prix très élevé. Sur le schéma nous n'avons pas fait figurer le circuit 5 V identique à celui de la version B 150 W, les ampèremètres sont des modèles 0 à 10 A ; nous n'avons pas jugé utile de prévoir à ce niveau de commutation pour la mesure des intensités de faible valeur.



Plier suivant pointillé : d'abord en A et D, puis en B et C

Fig. 21. - Plan du coffret chassis et emplacement des éléments.

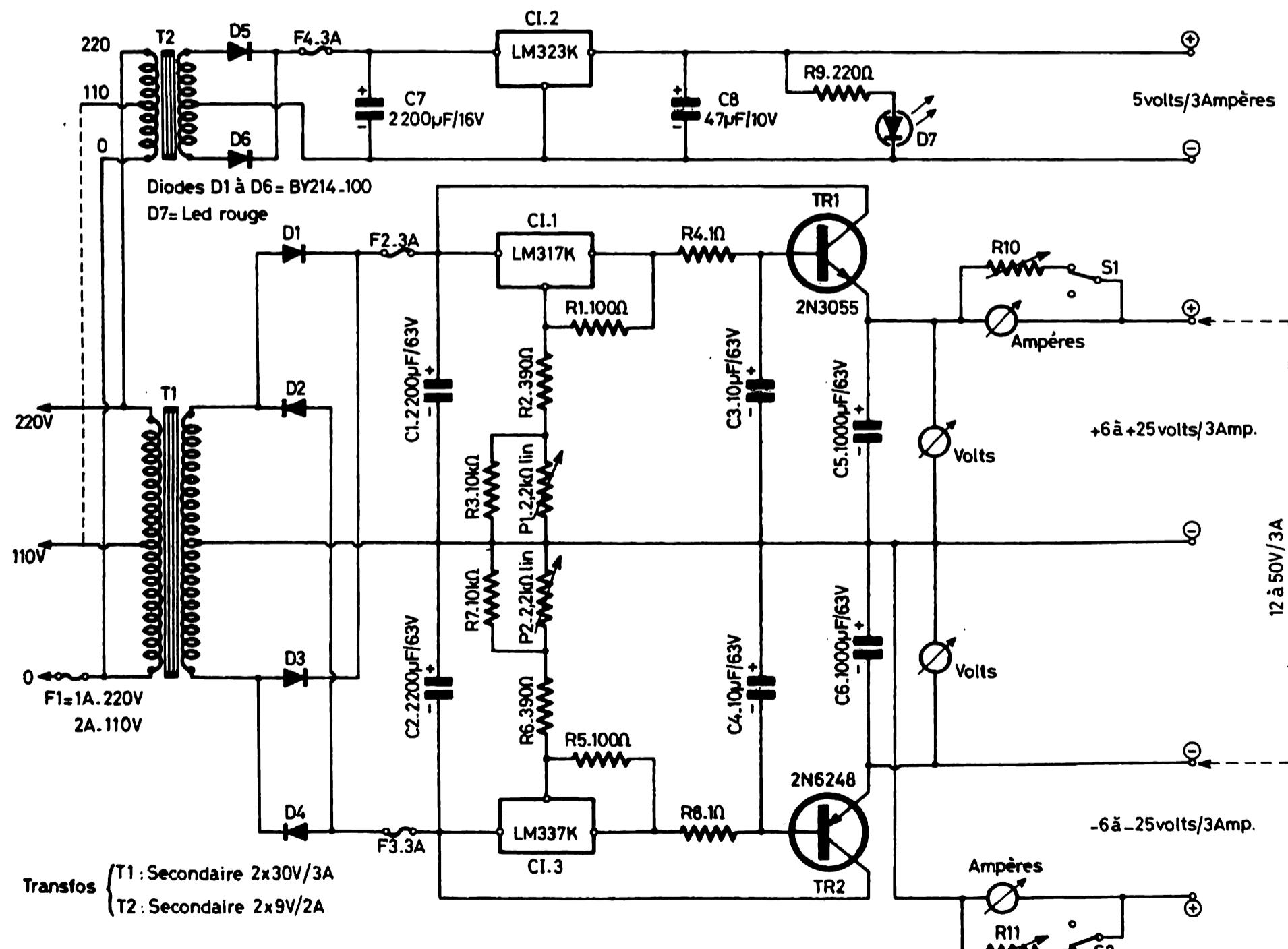


Fig. 22. - Alimentation 150 W (version A). Diodes D1 à D6 : 2N5401 ou BY 214-100. D7 LED rouge. Transfo T1 : secondaire 2 x 30 W - 3 A, T2 : secondaire 2 x 9 V - 2 A.

Conclusions

Dans cette étude nous avons voulu donner quelques exemples d'alimentations stabilisées à circuits intégrés sans prétendre pour autant avoir fait le tour du problème. Chacun pourra y trouver, soit l'alimentation qui l'intéresse, soit quelques idées de base afin de construire lui-même le type qui sera le plus apte à satisfaire ses propres besoins et si nous avons obtenu ce résultat, nous

pensons que cette étude n'aura pas été inutile.

En ce qui concerne le prix de revient de ces divers ensembles, il se situe dans une fourchette allant de moins de 100 F pour le plus simple à plus de 1 000 F pour l'alimentation la plus élaborée selon, d'une part, que l'on construira soi-même le coffret (économie de plus de 200 F) pour la version 250 W, et d'autre part, selon que l'on utilisera des voltmètres et ampèremètres

du type ferro-magnétique ou électro-magnétique, on fera une économie supplémentaire de 250 F environ.

Valeur des composants

Alimentation 150 W version A

Transfo T1. Primaire : 110/220 V, secondaire : 2 fois 30 V 3 A, référence 3006. Fusible F1 : 1 A en 220 V, et

2 A en 110 V. F2 et F3 identiques aux précédents.

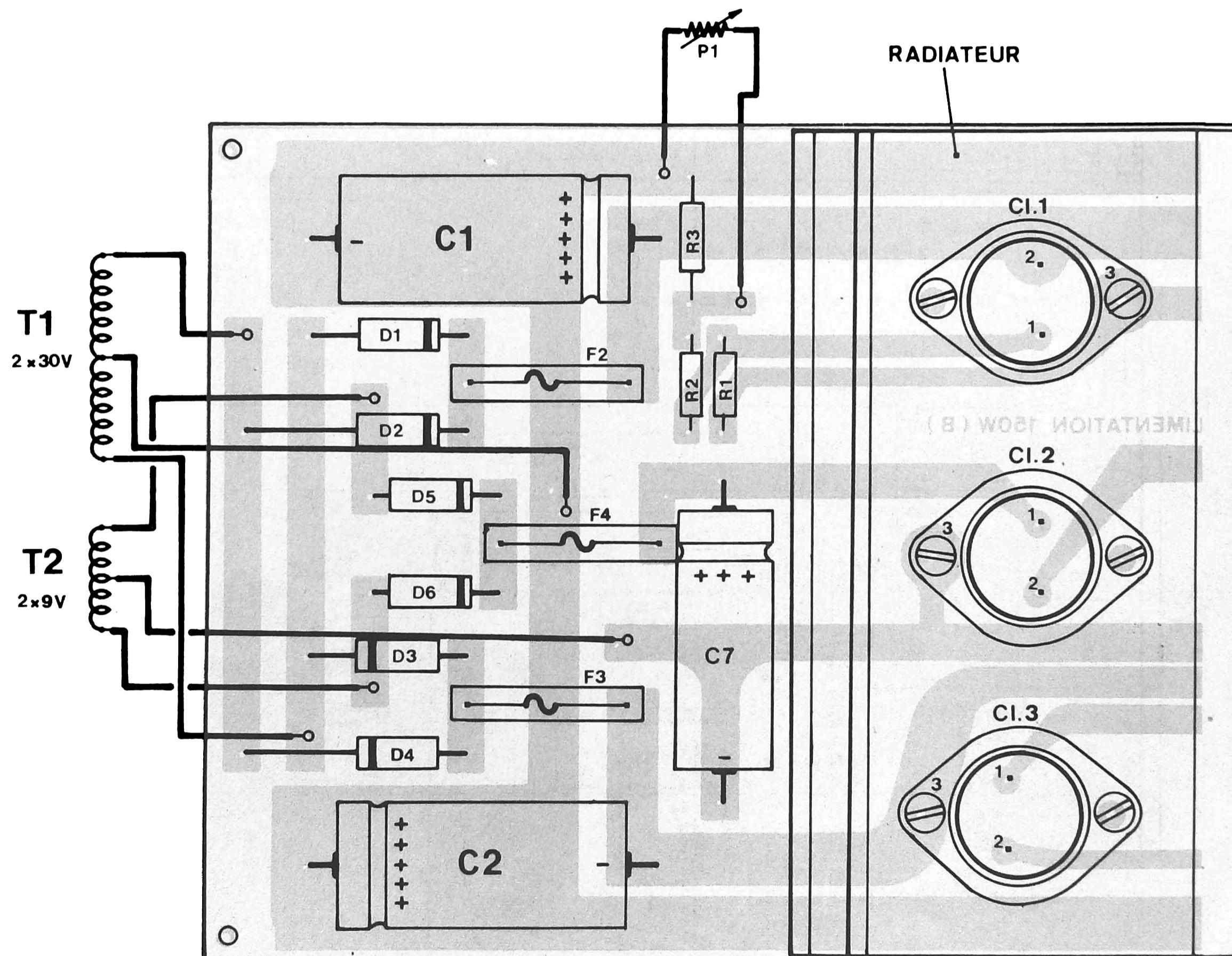
Porte-fusibles identiques aux précédents.

Diodes D₁ à D₅ identiques aux précédentes.

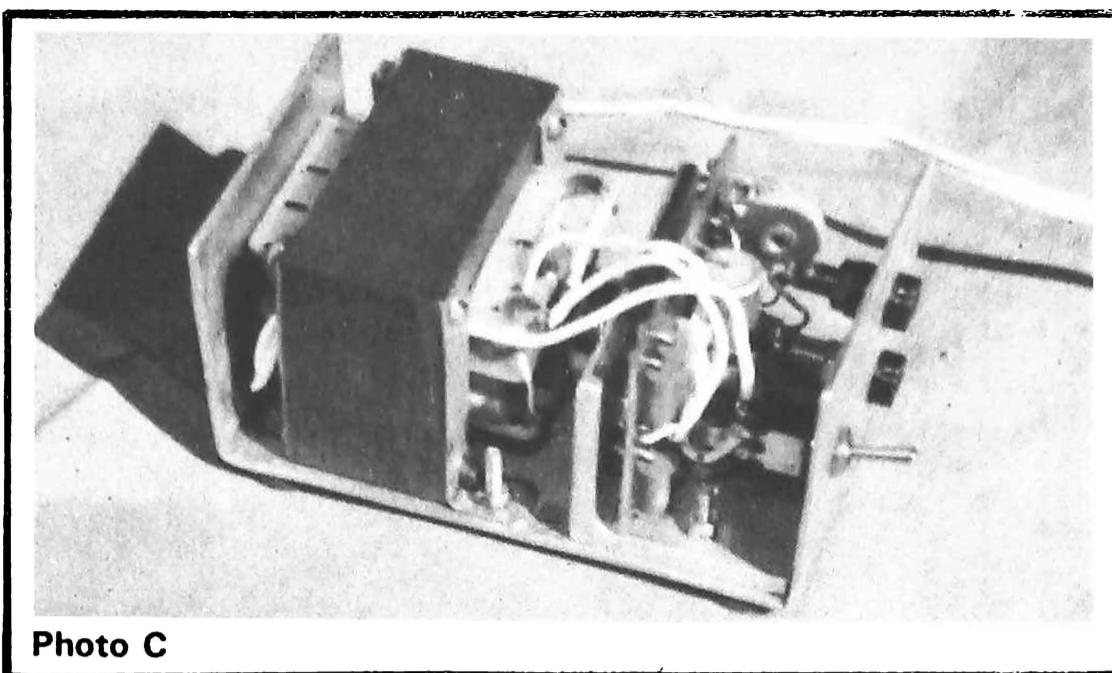
Circuits intégrés CI1 et CI2 : LM 317 K, CI3 : LM 337 K.

Transistors : TR1 : 2N3771, TR2 : 2N3055, TR3 : 2N6246.

Condensateurs C₁ et C₂ : 2 200 μ F 63 V, C₃ et C₄ : 10 μ F 63 V, C₅ et C₆ : 1 000 μ F 63 V, C₇ : 10 μ F 10 V, C₈ : 1 000 μ F 10 V.



Résistances R₁ et R₅ : 100 Ω
 1/4 W, R₂ et R₆ : 390 Ω
 1/4 W, R₃ et R₇ : 10 k Ω
 1/4 W; R₄, R₈ et R₁₀ : 1 Ω
 1/8 W, R₉ : 220 Ω 1/4 W,
 RV1 2,2 k Ω ajustable, type
 disque pour circuit imprimé;
 R₁₃ : 2,7 k Ω 1/2 W, R₁₁ et R₁₂
 identiques à R₁₀ et R₁₁ du
 montage précédent.
 P₁ et P₂ identiques aux préce-
 dents.
 Voltmètres 0 à 30 V type EC4.
 Milliampèremètres identiques
 aux précédents.



Radiateurs 1 pour 3, TO3 pou-
 vant dissiper une centaine de
 watts et 1 également pour 3
 TO3 pouvant dissiper 15 à
 20 W.
 Coffret CI série de luxe réfé-
 rence 5010/23.

Alimentation 150 W ver- sion B

Matériel identique au montage
 précédent sauf :
 Transfo T₂. Primaire :
 110/220 V, secondaire : 2
 fois 9 V 1,5 A, réf. 2001.

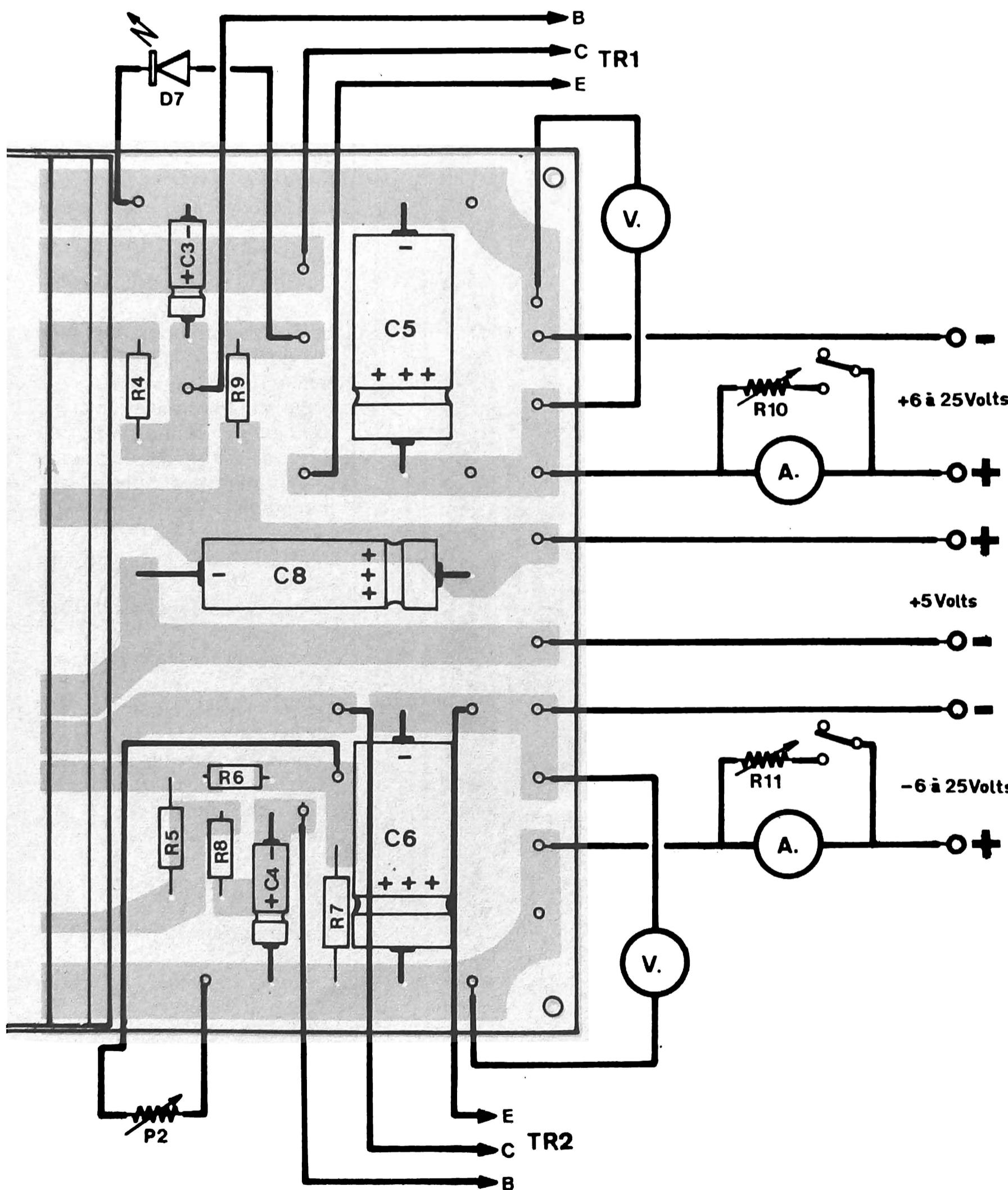


Fig. 23. – Circuit imprimé, vu
 côté composants. Alimentation
 150 W, version B. Radiateur 130
 x 75 x 35 épaisseur 2 à 3 m/m
 en alu double U ou à ailettes 20
 à 25 watts.

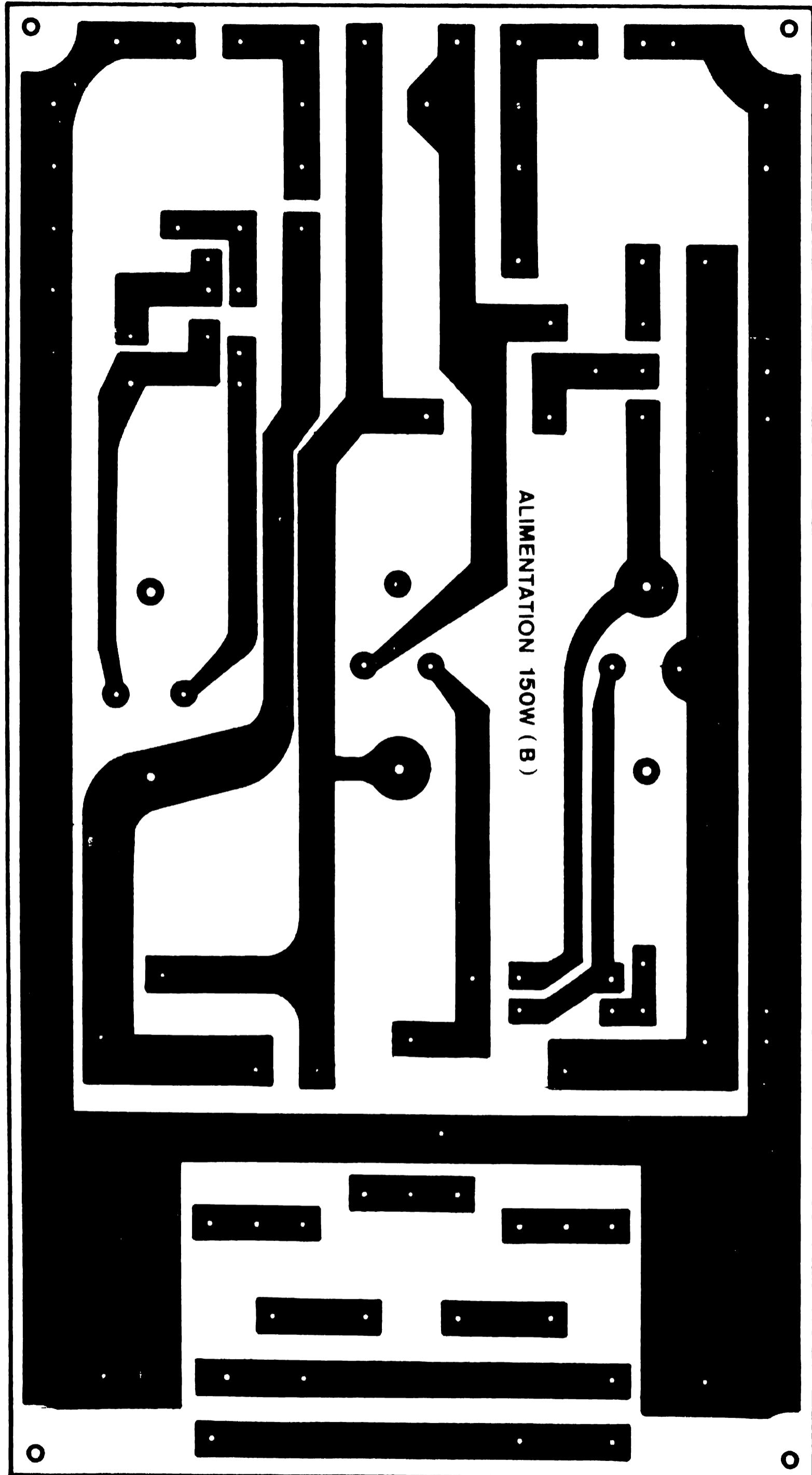


Fig. 24. – Circuit imprimé, alimentation 150 W (version B) vu côté imprimé.

Diodes D₁ à D₆ : 1N5401 ou BY214-100, D₇ : LED rouge. Circuits intégrés C₁₁ : LM 317 K, C₁₂ : LM 337 K, C₁₃ : LM 323 K. Fusible F4 identique à F2 et F3. Transistors : TR1 : 2N3771, TR2 : 2N6246. Condensateurs : C₇ devient 2 200 μ F 16 V, et C₈ 47 μ F 10 V.

Alimentation 250 W

Transfo T1. Primaire : 110/220 V, secondaire : 2 fois 30 V 5 A, réf. 5006.

Transistors TR1 et TR2 : 2N3055, TR3 et TR4 : 2N6246.

Milliampèremètres 0 à 500 mA au lieu de 0 à 300 mA.

Radiateur pour 4 transistors TO3 capable de dissiper 150 W (ou deux radiateurs de 80 à 100 W).

Coffret CI série de luxe référence 5010/26.

Les autres composants sont identiques à ceux de l'alimentation 150 W version B.

Enfin pour terminer voici les principales caractéristiques des transistors de puissance utilisés dans ces diverses alimentations.

2N3055 transistor NPN au silicium :

Tension collecteur base 100 V maximum

Tension collecteur émetteur 70 V maximum

Tension base émetteur 7 V maximum

Courant maximum de collecteur 15 A

Puissance maximum à 25 degrés centigrade 115 W

2N6246 transistor PNP au silicium :

Tension collecteur base 70 V maximum

Tension collecteur émetteur 70 V maximum

Tension base émetteur 5 V maximum

Courant maximum à 25 degrés centigrade 15 A

Puissance maximum à 25 degrés 125 W

2N3771 transistor NPN au silicium :

Tension collecteur base 50 V maximum

ELECTROMETRE ET RECEPTEUR D'ELECTRICITE STATIQUE

Ls'agit d'une application de l'électronique à la physique. L'électricité statique est partout : on la met en évidence en frottant un peignoir ou une baguette en plastique avec des chiffons, en marchant sur des moquettes synthétiques, en nous approchant d'un écran de télévision, qui rebrousse les cheveux ou les poils des bras, etc., sans parler des ioniseurs d'air qui électrisent l'air à bon escient.

Il serait utile de disposer parfois d'un dispositif permettant la mesure des charges électriques accumulées sur des supports isolants. Ce dispositif, en sa version électronique, le voilà.

Il nous permettra de renouer avec les vieux électromètres rencontrés aux cours de physique à l'école. Nous l'avons utilisé avec succès pour refaire certaines expériences.

Introduction

Rappelons que les électromètres sous ballon de verre utilisent des feuillets d'or ou

autres métaux, sous vide, pour permettre leur mouvement sans frottement, bien isolés par rapport à la masse. Par une électrode, on injecte des charges qui se répartissent entre les deux feuillets, figure 1, et produisent l'écartement des feuillets entre eux à cause des charges de même polarité, d'où répulsion. Au bout d'un certain temps, sous l'effet de la décharge par l'isolant plus ou moins parfait, les feuillets

reviennent à leur position initiale. Dans ce cas l'électrisation s'obtient par contact : le corps qui a électrisé le dispositif contient des charges réparties au gré de son homogénéité diélectrique ou de la façon dont il a été chargé. En contact avec l'électrode de l'électromètre, certaines de ces charges migrent dans les feuillets et les écartent par les forces de répulsion coulombiennes.

Une autre méthode d'électri-

sation est celle qui utilise l'induction électrique. Chaque champ électrique « \vec{E} » produit dans un milieu de constante diélectrique ϵ , un champ induit $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$, qui peut persister (électrisation rémanente) même après la disparition du champ inducteur \vec{E} , de la manière que certains corps magnétiques aimantés. Avec notre électromètre on pourra étudier ces phénomènes d'induction et bien d'autres, pour lesquels l'auteur vous renvoie, modestement, aux cours de physique. Mis à part cet aspect de physique amusant, le dispositif peut rendre des réels services, quand on travaille avec des dispositifs électroniques qui craignent l'électricité statique. Il peut même servir à distinguer une moquette d'une autre !! etc.

Description

Le dispositif utilise l'énorme impédance d'entrée d'un « BIFET ». C'est le nom d'un amplificateur opérationnel qui possède des étages bipolaires (« BI ») et un étage d'entrée à transistors à effet de champ (« FET »).

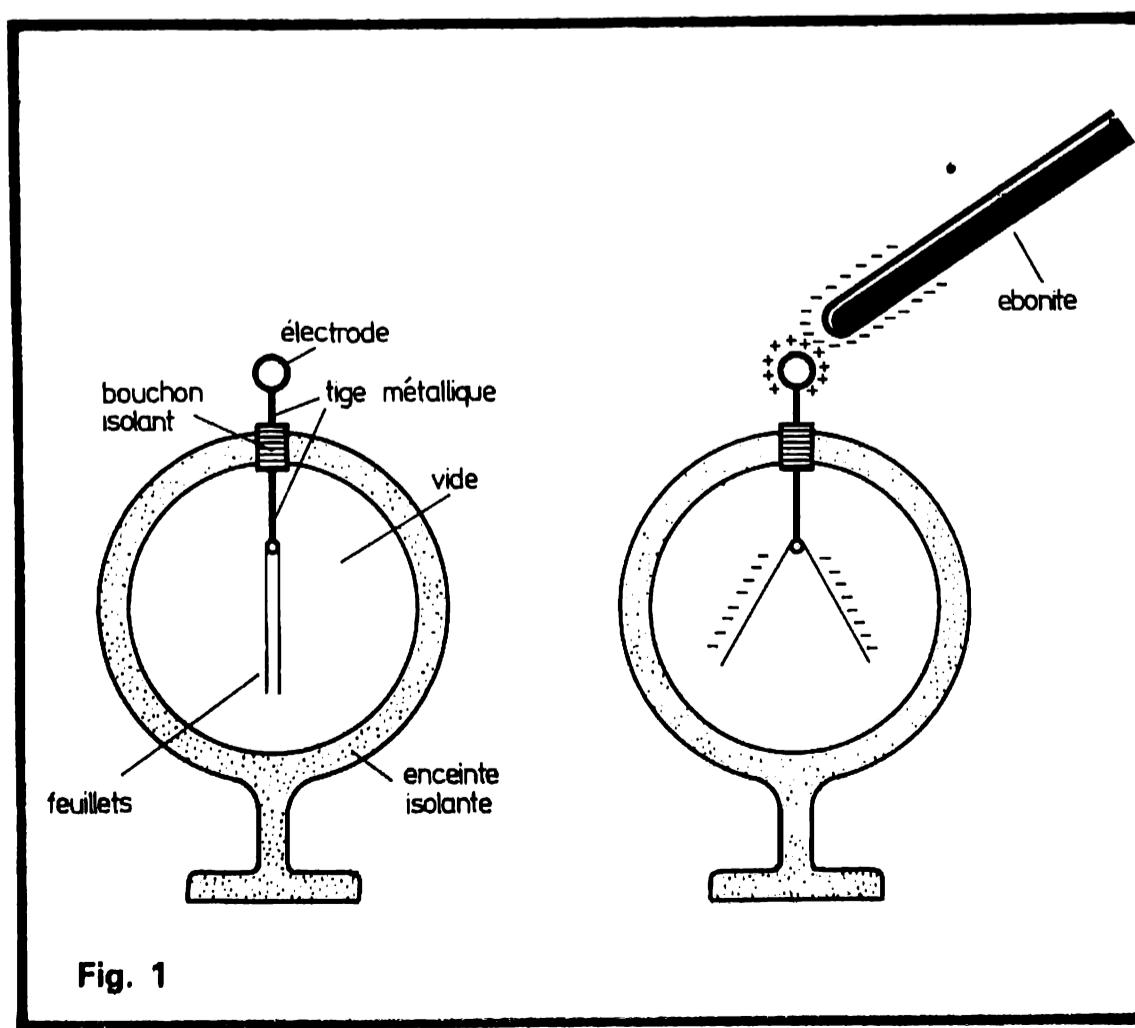


Fig. 1

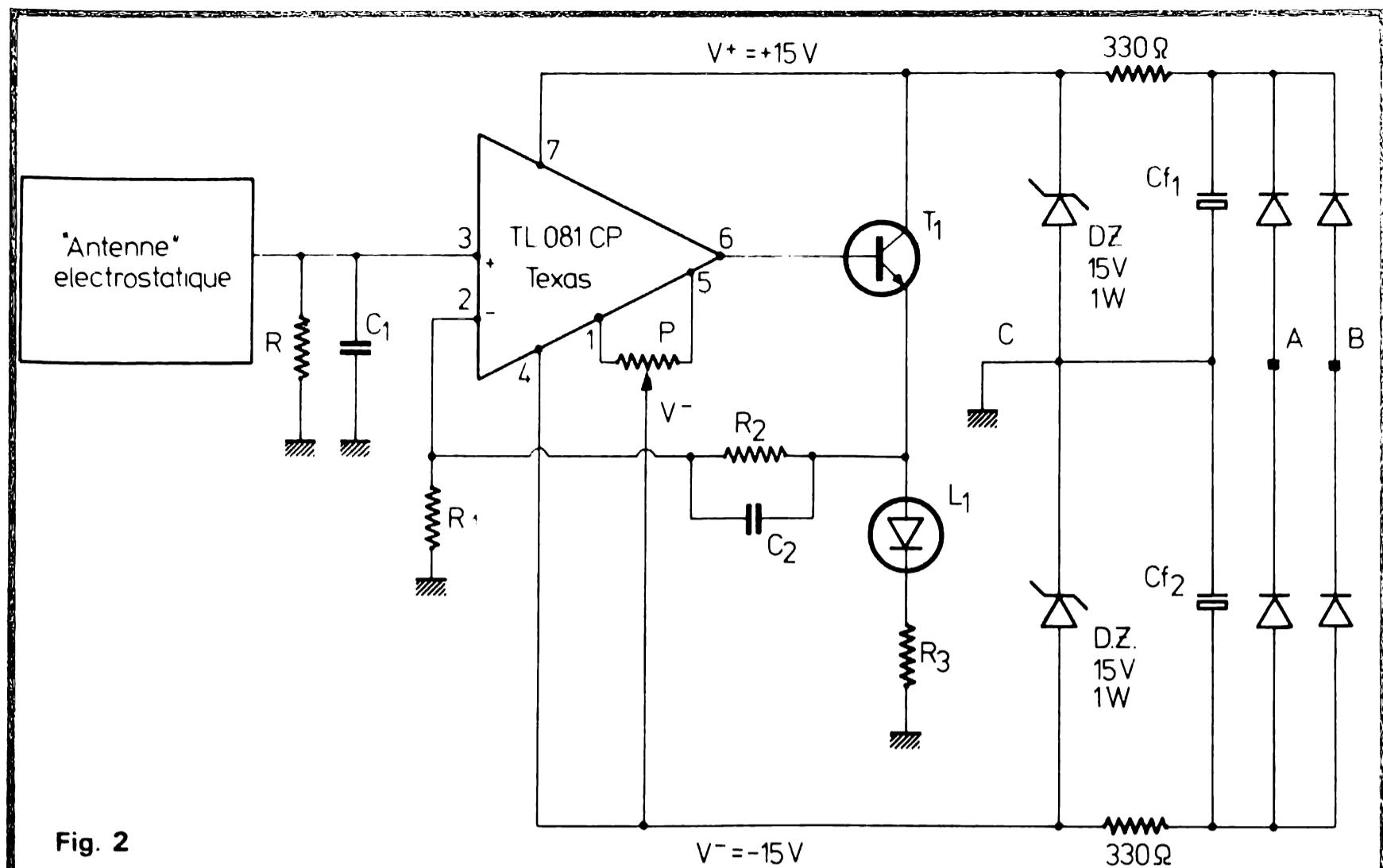


Fig. 2

Liste des composants

R : 1000 MΩ 20 %
 R₁ : 10 kΩ, 1/2 W, 10 %
 R₂ : 3,3 MΩ, 1/2 W, 10 %

C₁ : 2,2 nF, 63 V, mylar
 C₂ : 47 nF, 63 V, papier
 P : 10 kΩ, 10 tours ajustable
 T₁ : 2N2222
 D.Z. : diodes zener 15 V
 Cf₁, Cf₂ : 1000 μF 25 V
 Pont de diodes : 50 V/0,5 A

Transformateur : 220 V primaire 2 x 6 à 12 Veff. secondaire
 Antenne : plaque métallique carrée de 10 cm de côté
 CI : TL 081 CP Texas Instruments (version Genet-Log Log)

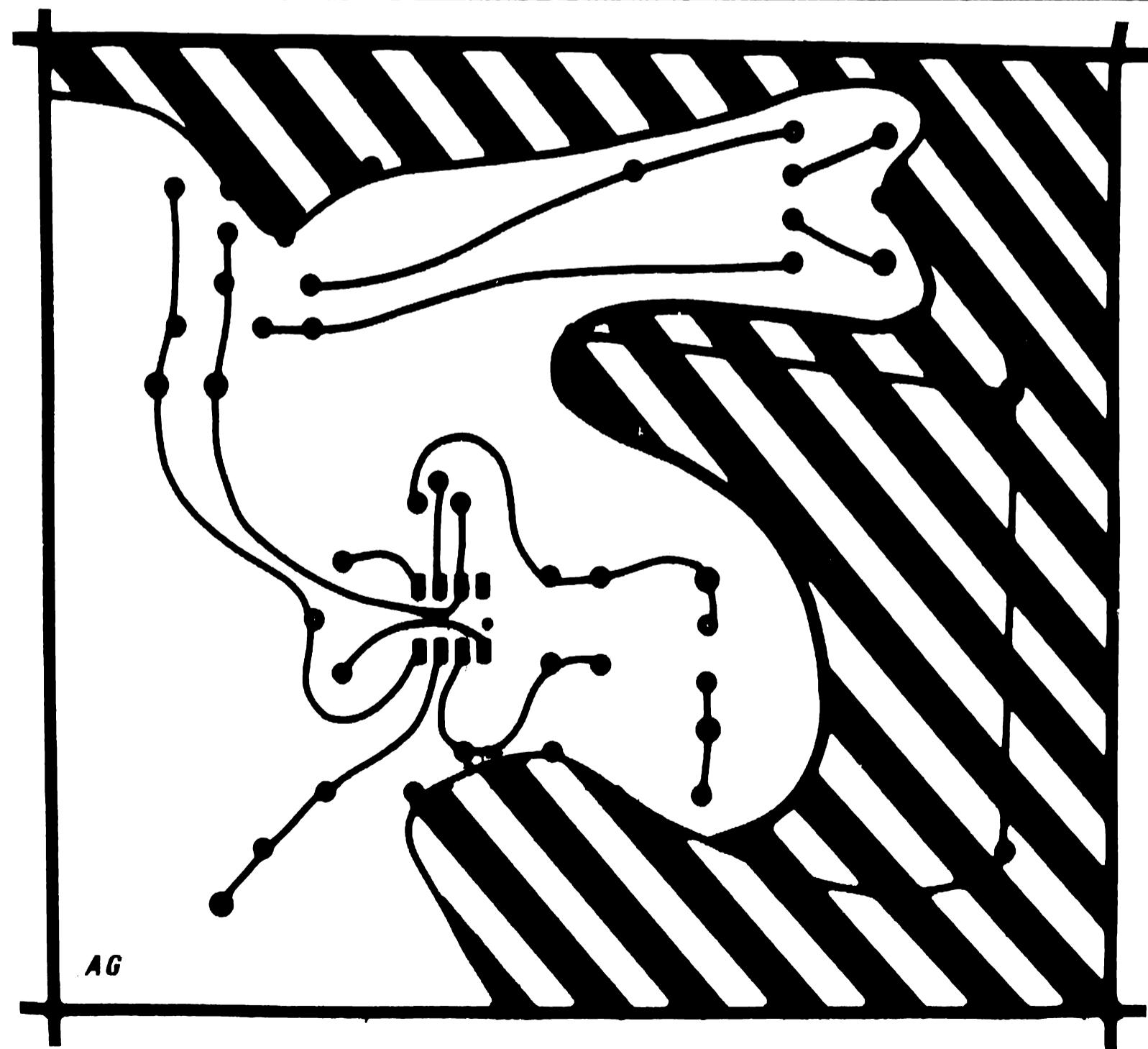


Fig. 3

Chez divers constructeurs on trouve des versions plus ou moins bien protégées en entrée ou même sans aucune protection aux sur-tensions d'entrée, comme c'est le cas de certains amplis utilisant des MOS d'entrée.

Nous avons choisi le plus pratique à utiliser, qui possède des transistors à effet de champ à jonction, le TL081-CP de Texas. Son impédance d'entrée permet d'obtenir tous les effets qu'il est possible d'obtenir avec l'isolement d'un électromètre de cours de physique.

Analysons le schéma de la figure 2.

En entrée, on remarque la présence d'une résistance R, de valeur inhabituelle, 1000 MΩ. Elle sert à la polarisation de l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel, en lui assurant un fonctionnement linéaire. Le groupe R₁-R₂ assure un gain raisonnable, qui pourra être augmenté en fonction des nécessités. Le déséquilibre de résistances d'entrée rend indispensable le potentiomètre d'ajustage du décalage de l'ampli, P. Ce dernier sera choisi d'excellente qualité, à dix tours de préférence. Un condensateur, C₁, évite de capter des champs haute fréquence qui pourraient saturer l'amplificateur. Un deuxième condensateur, C₂, assure la stabilité du montage.

Un voyant LED témoigne de la présence de charges à l'entrée non-inverseuse. Pour assurer les 20 à 30 mA nécessaires à son fonctionnement, le courant de sortie de l'amplificateur est amplifié par T₁.

L'alimentation du montage est classique : elle assure ± 15 V stabilisés par diodes zener.

Le transformateur utilisé présente un point milieu qui sert en même temps de masse au montage.

L'intensité lumineuse de la diode électro-luminescente nous permet d'évaluer la quantité de charge reçue en entrée. Le montage n'est pas bipolaire, une intensité très faible étant témoin de charges positives, alors qu'une augmentation de la lumière émise est témoin de charges négatives. Pour le ren-

dre bipolaire on pourrait envisager l'emploi de deux LED, de deux couleurs différentes. Une « antenne », si l'on veut parler de l'aspect « récepteur d'électricité statique » ou « électrode » si l'on parle électromètre, est prévue en entrée. Il s'agit d'une plaque métallique dont la position dans l'espace et la forme peuvent jouer un rôle très important lors de la mesure des flux d'air ionisé, par exemple.

Réalisation

La figure 3 montre le circuit imprimé utilisé. On remarque la taille inhabituelle de la résistance de $1000\text{ M}\Omega$. Les composants y prennent place conformément au plan d'implantation de la figure 4.

L'amplificateur ne demande aucune précaution spéciale lors de la soudure. Sa manipulation est en tous points similaire à celle des amplis opérationnels ordinaires.

Après s'être assuré du bon câblage des composants, on procèdera au réglage de la tension d'offset. On décharge à cet effet l'entrée non inverseuse à la masse du montage, par un fil extérieur, après quoi, on éloigne tout corps pouvant électriser cette entrée.

On règle P afin d'obtenir le dosage de lumière désiré sur la LED. Ce voyant passera à un certain moment en extinction totale.

L'électromètre est prêt à fonctionner.

En approchant un peigne en plastique, par exemple, on remarquera un effet de charges induites, figure 5. Il peut servir à plusieurs expériences intéressantes. Se reporter au cours de physique élémentaire.

Georges DAK

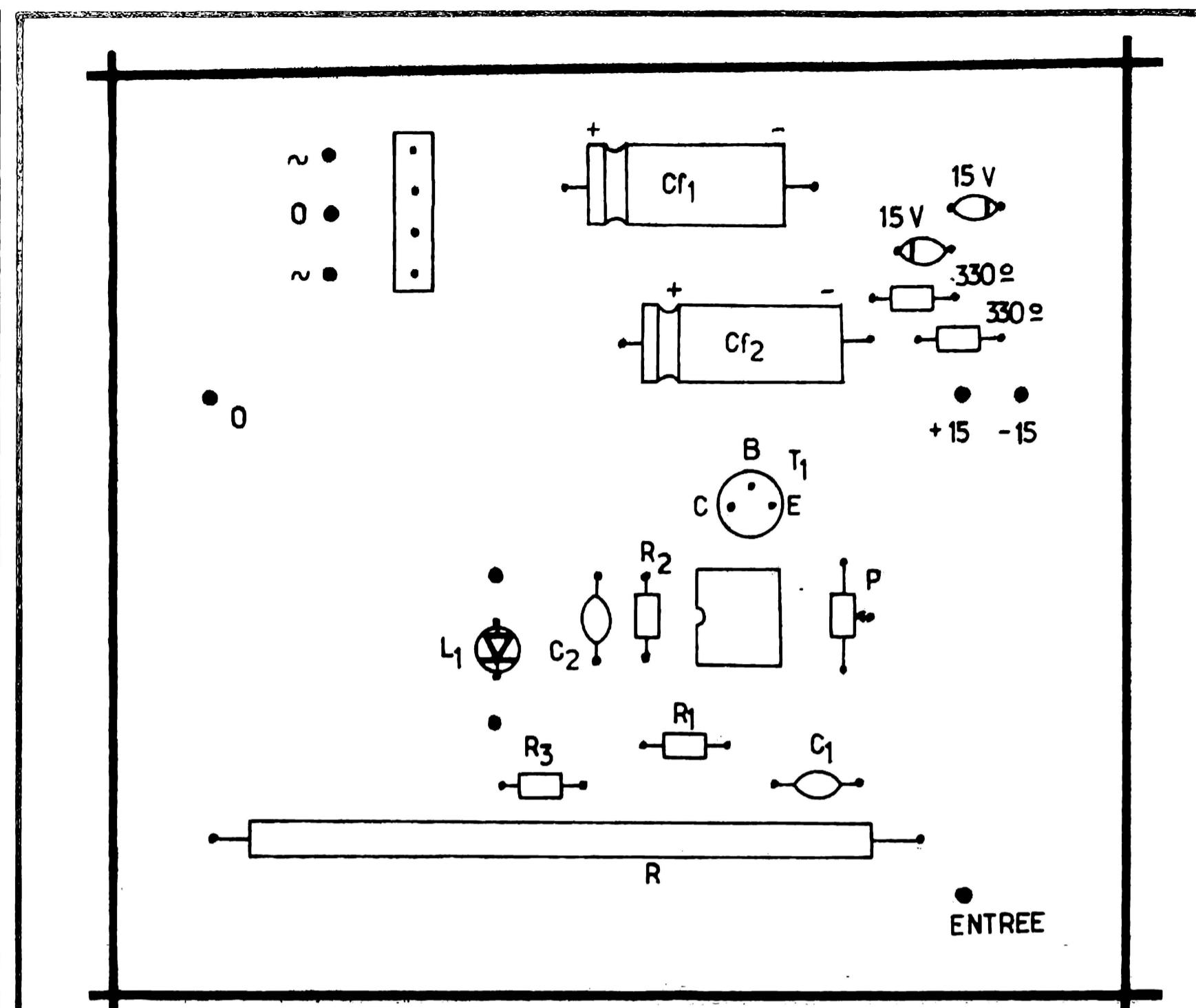


Fig. 4

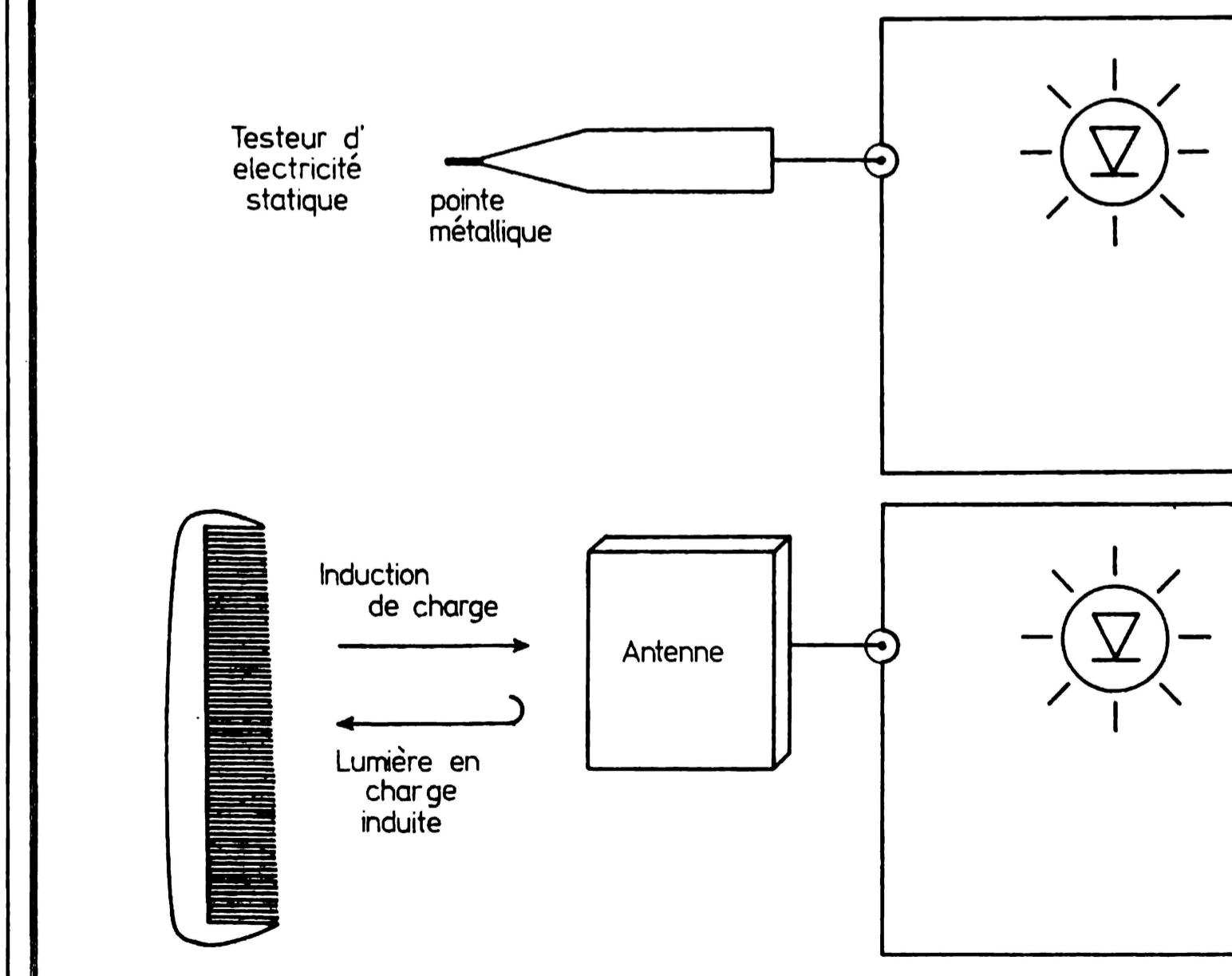


Fig. 5

APPAREIL DE MESURE A DIODES ELECTROLUMINESCENTES AVEC LE CIRCUIT SN 29740

La lecture approchée de grandeurs physiques à l'aide de diodes électroluminescentes se prête à de nombreuses applications : détecteurs de niveaux, VUmètres, tachymètres, position dans une bande de radio ou de télévision, etc.

Dans les appareils de mesure, les diodes LED peuvent indiquer des gammes ou des limitations avec différentes couleurs.

Le circuit SN 29740, développé par Texas-Instruments, pilote 16 diodes LED alignées qui donnent un point lumineux dont la position sur la ligne est

fonction de la tension appliquée sur l'entrée.

La transition de luminosité entre deux diodes peut être franche ou progressive au gré de l'utilisateur et suivant l'application.

I - Circuit intégré SN 29740

1) Description :

C'est un circuit bipolaire à 16 broches qui peut être alimenté entre 10,5 et 18 V. Sa

consommation est de quelques milliampères.

La figure 1 montre l'organisation interne de ce circuit. Il comprend :

- une chaîne de 15 comparateurs qui permet de définir 16 intervalles de tension et accessible par les 3 broches :

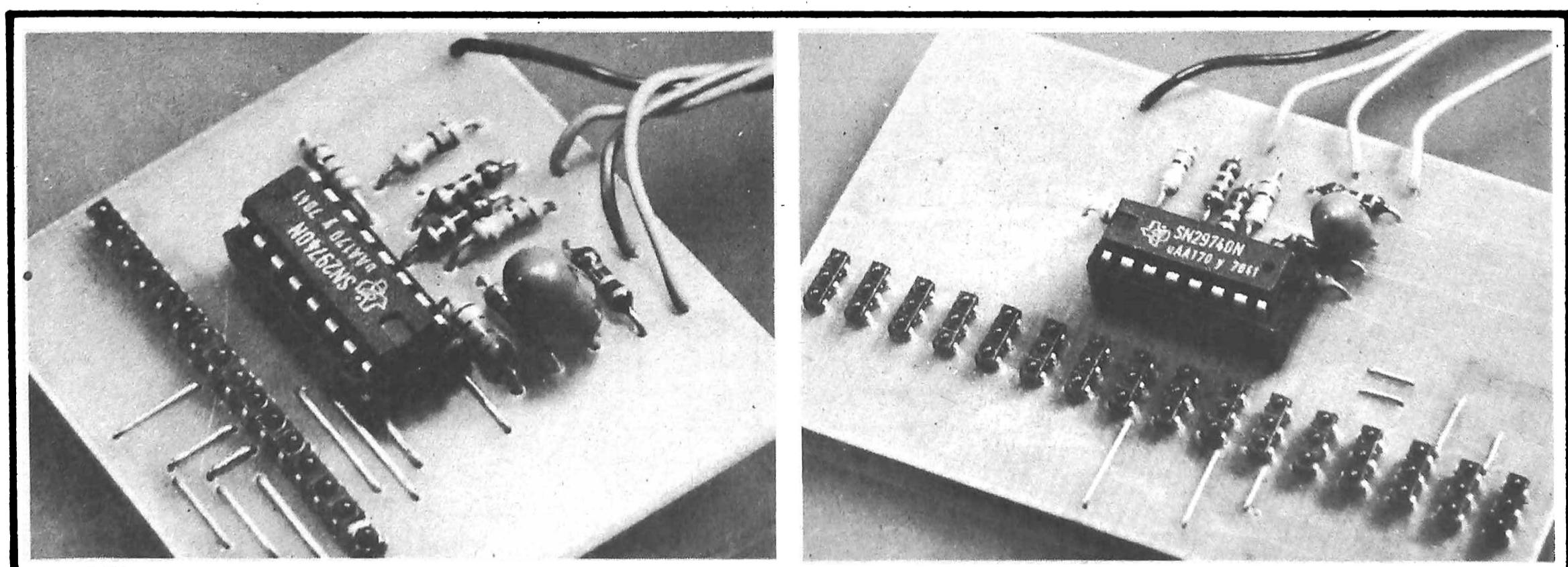
- * V_{ref} max. } tension de
- * V_{ref} min. } référence
- * V contr. : tension d'entrée à mesurer.

- une matrice à 4 lignes et 4 colonnes munie de 8 broches de sortie de A à D pour les lignes et de E à H pour les colonnes ;

- une source de courant réglable sur 3 broches permettant de choisir la gamme et la valeur du courant qui circule dans les LED.

2) Fonctionnement :

Les 15 tensions de comparaison sont fournies par un pont de 16 résistances de valeurs identiques, alimenté par une source de courant à travers 2 transistors par les broches V_{ref} max. et V_{ref} min. comme le montre la figure 1. La tension V_{ref} max. doit être comprise entre 1,2 V et 6 V, la tension V_{ref} min. entre 0 et 4,9 V.



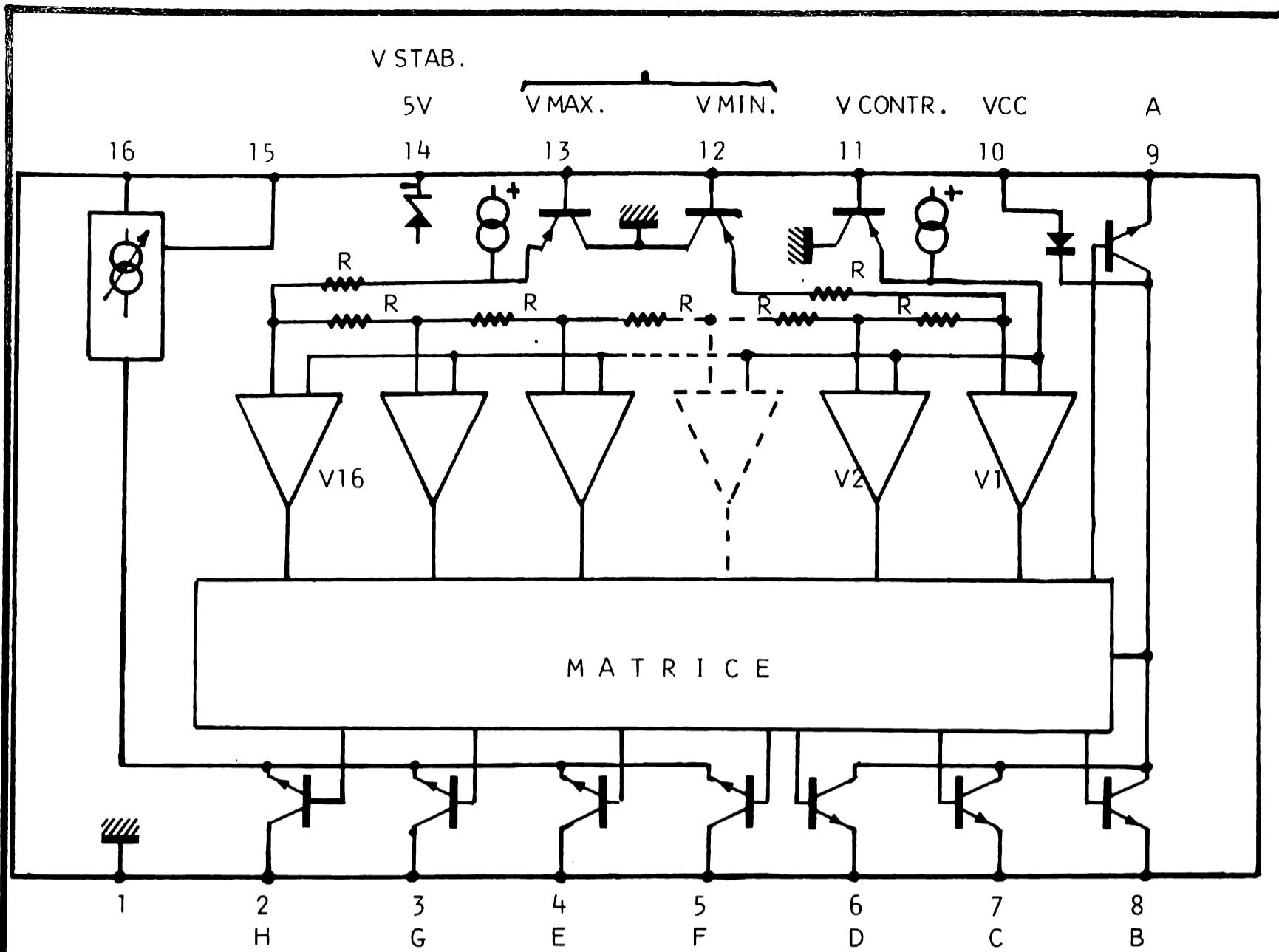
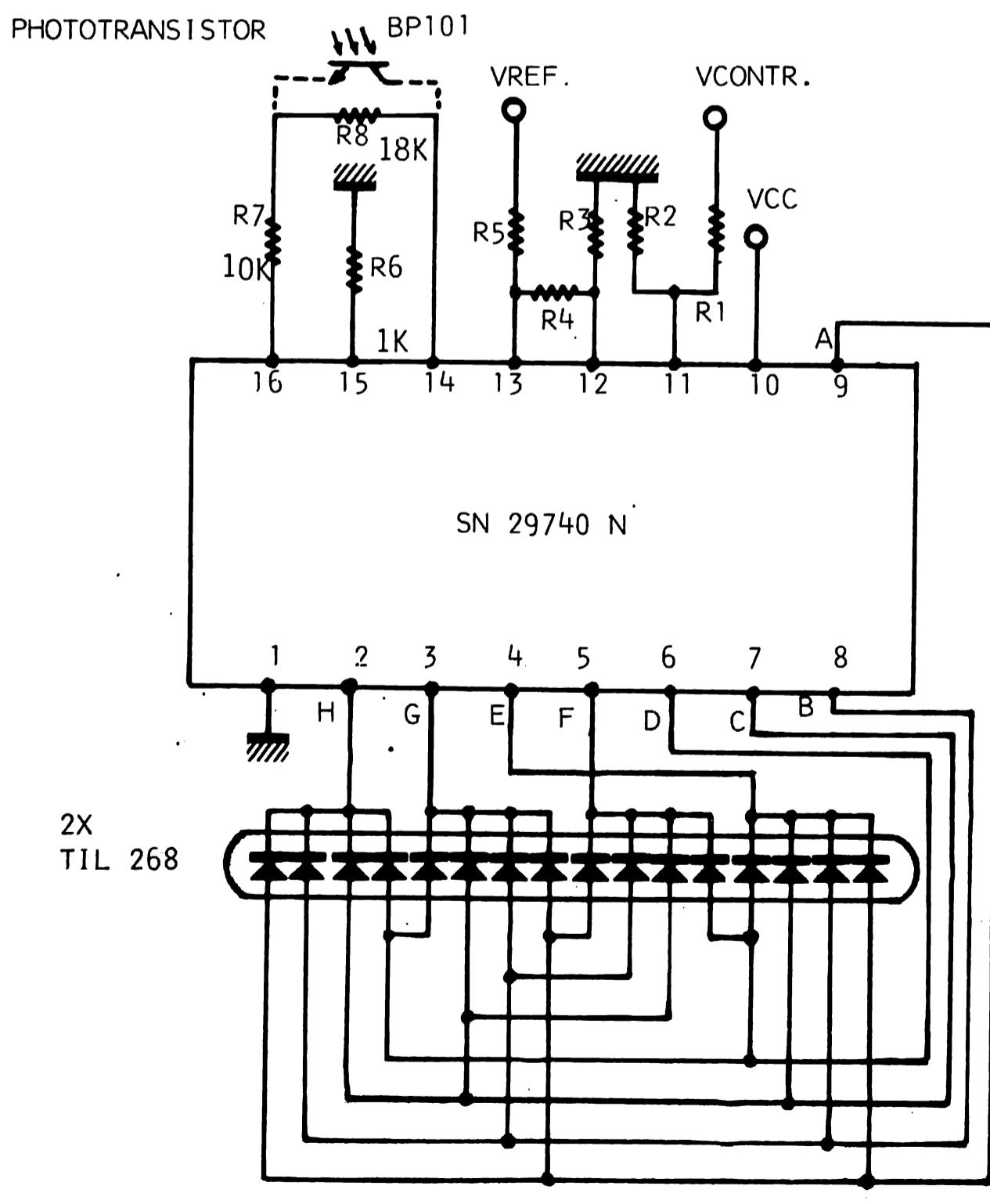


Fig. 1



Les valeurs extrêmes de la tension à représenter sont donc fixées par la valeur absolue des tensions en V_{ref} max. et V_{ref} min. et la plage de tension représentée par l'allumage d'une diode est donnée par la différence de tension entre ces deux mêmes broches.

La tension d'entrée à mesurer est appliquée à travers un pont de résistances sur la broche Vcontr. et à travers un transistor sur toutes les entrées de référence des comparateurs.

La matrice permet d'activer en sortie une ou deux lignes et une seule colonne, ce qui provoque l'allumage d'une (ou 2) diode LED. Les sorties de la matrice se font sur des transistors alimentés en courant par une source réglable extérieurement avec des résistances.

II – Applications

1) Commande d'une ligne de 16 diodes LED :

Le schéma de la figure 2 montre la façon de connecter le circuit intégré et les voyants LED. Deux diviseurs de tension servent à ajuster les tensions d'entrées sur les broches 11, 12, 13 entre 0 et 6 V.

La broche 11 reçoit la tension à contrôler réduite à travers le pont formé par R_1 et R_2 . Les broches 12 et 13 reçoivent la tension de référence par le pont R_3 , R_4 , R_5 .

La différence de tension entre les broches 12 et 13 définit l'échelle ainsi que la transition de luminosité d'une diode à l'autre.

La relation entre la tension d'entrée et la tension de référence peut être déterminée en choisissant des diviseurs de tension identiques sur les broches 11, 12 et 13. On peut alors écrire :

$$R_2 = R_3 + R_4 \quad (1)$$

$$R_1 = R_5 \quad (2)$$

La variation de tension $V_{contr.}$ à l'entrée qui permet de commuter d'une diode à la suivante est réglable par V_{ref} et par le pont R_3 , R_4 , R_5 .

La tension entre les broches 12 et 13 ($\Delta V_{12,13}$) détermine

l'échelle de mesure

$$V_{12,13} = 1.4 \text{ V}$$

le point lumineux « glisse » le long de la ligne. En augmentant cette tension, le passage d'une diode à la suivante devient plus franc et pour $\Delta V_{12.13} = 4 \text{ V}$, le point lumineux « saute » de diode en diode.

L'égalité (1) entraîne :

$$\frac{V_{ref}}{\Delta V_{12}} = \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_4} \quad (1)$$

$$\frac{V_{\text{ref}}}{V_{\text{contr. min.}}} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (4)$$

$$V_{\text{contr max}} = V_{\text{ref}} \quad (5)$$

Pour calculer les résistances, on se fixe le courant de pont R_3, R_4, R_5 :

$$I_p \geq I_a = 100 \mu A$$

d'où :

$$R_3 + R_4 + R_5 = \frac{V_{ref}}{100 \cdot 10^{-6}}$$

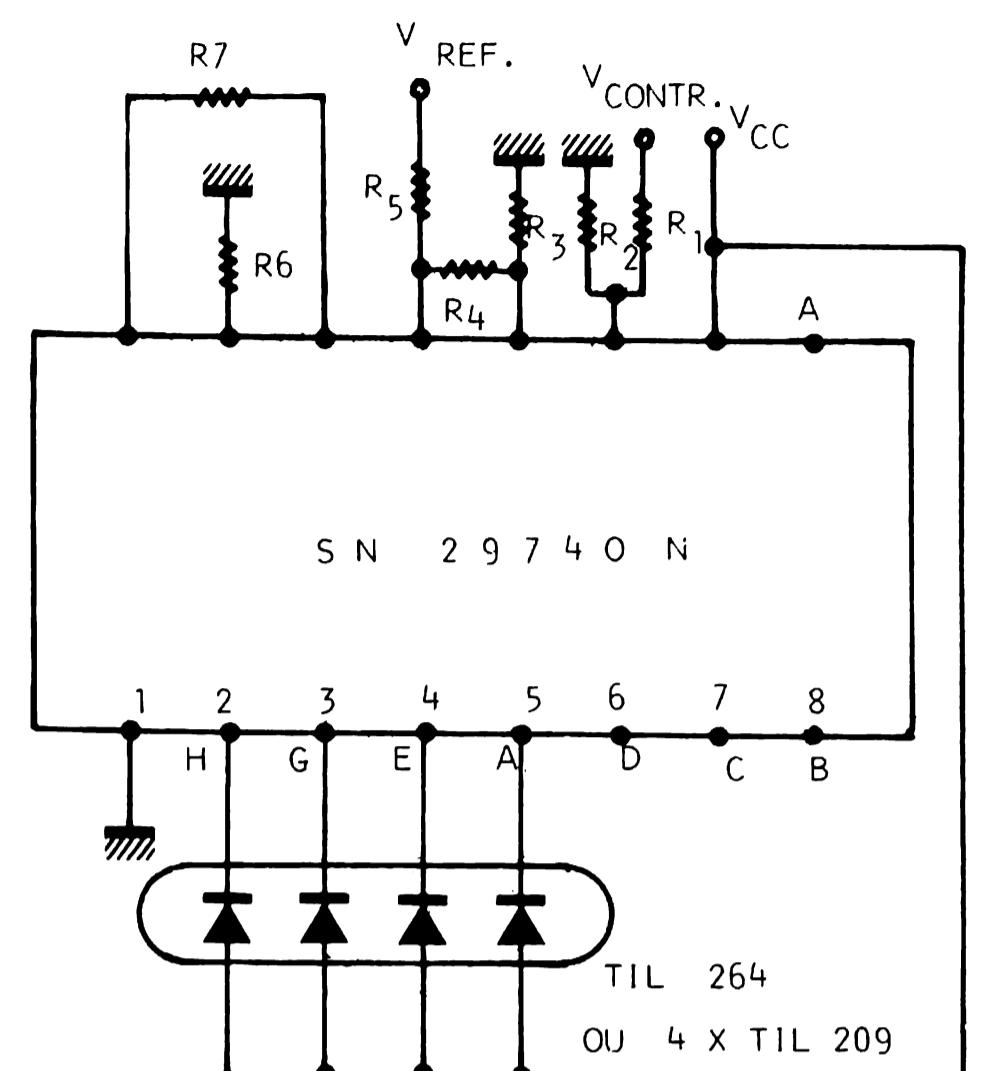
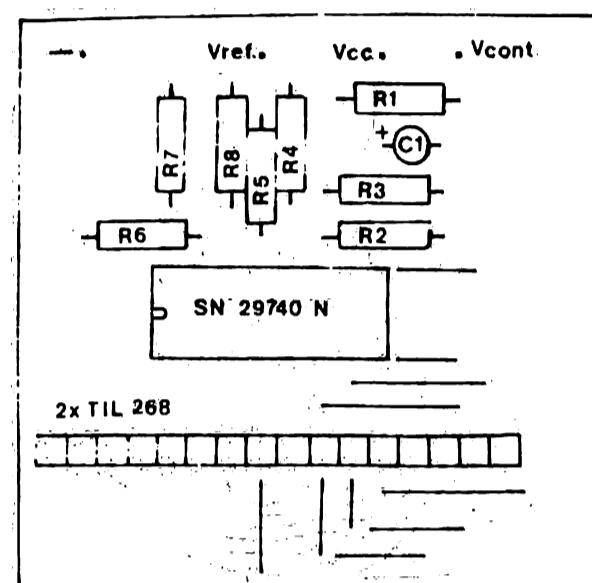
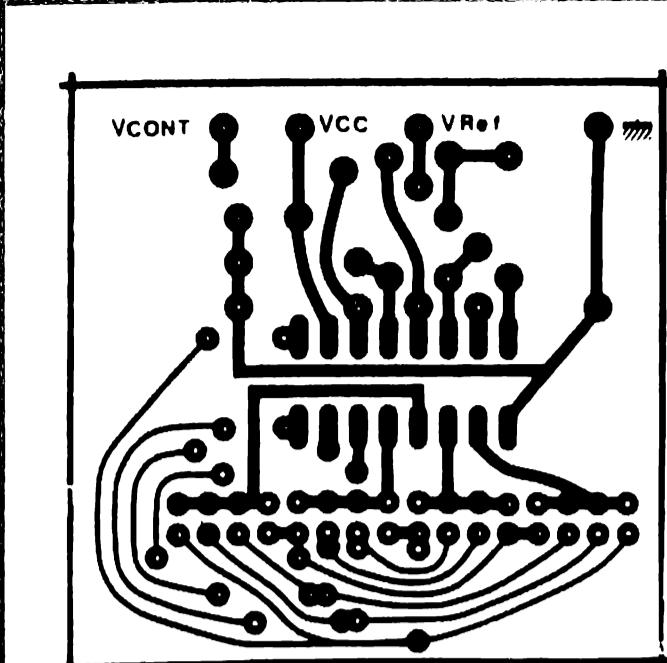


Fig. 4

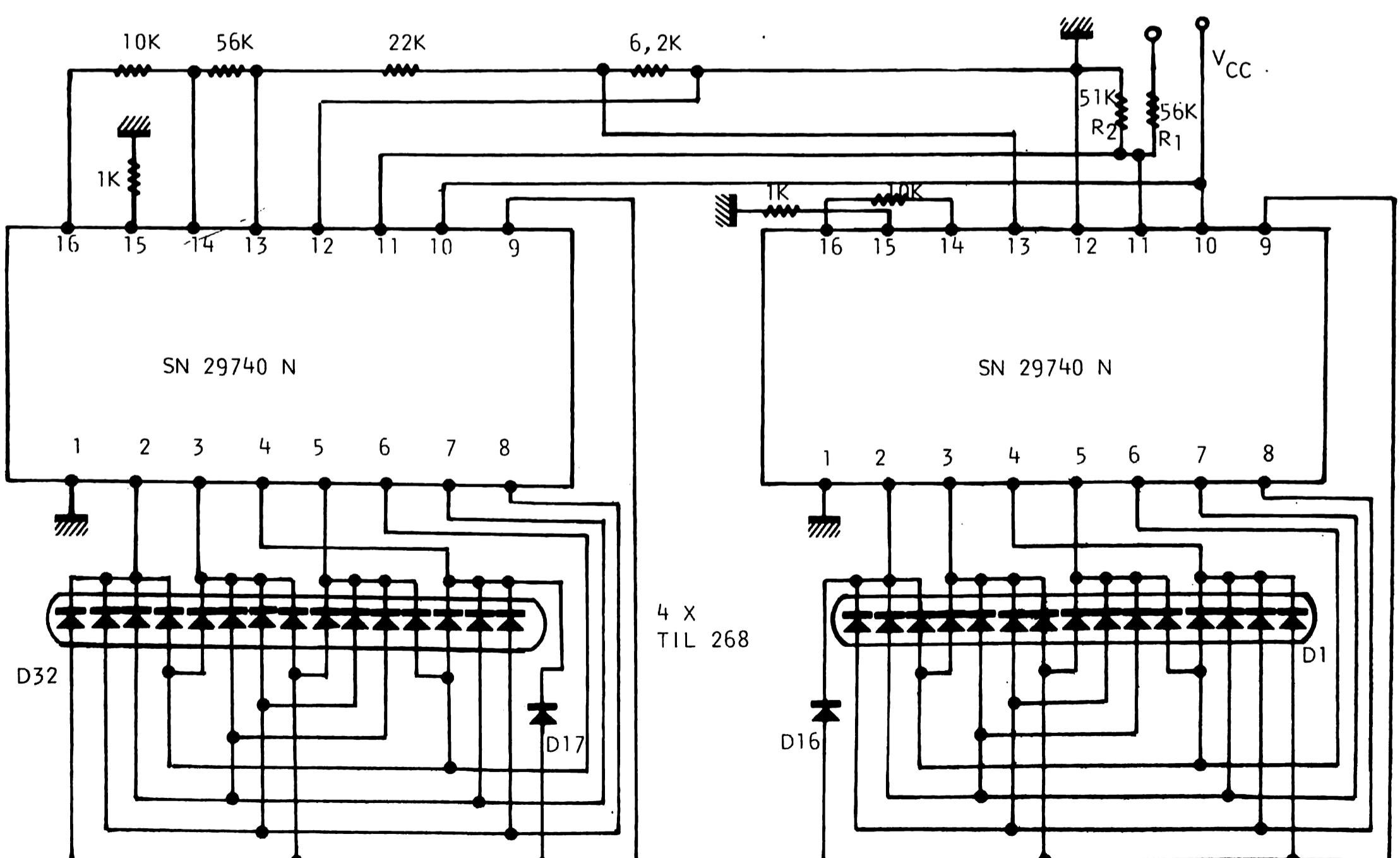


Fig. 5. - Lecture à 30 diodes à l'aide de deux circuits SN 29740.

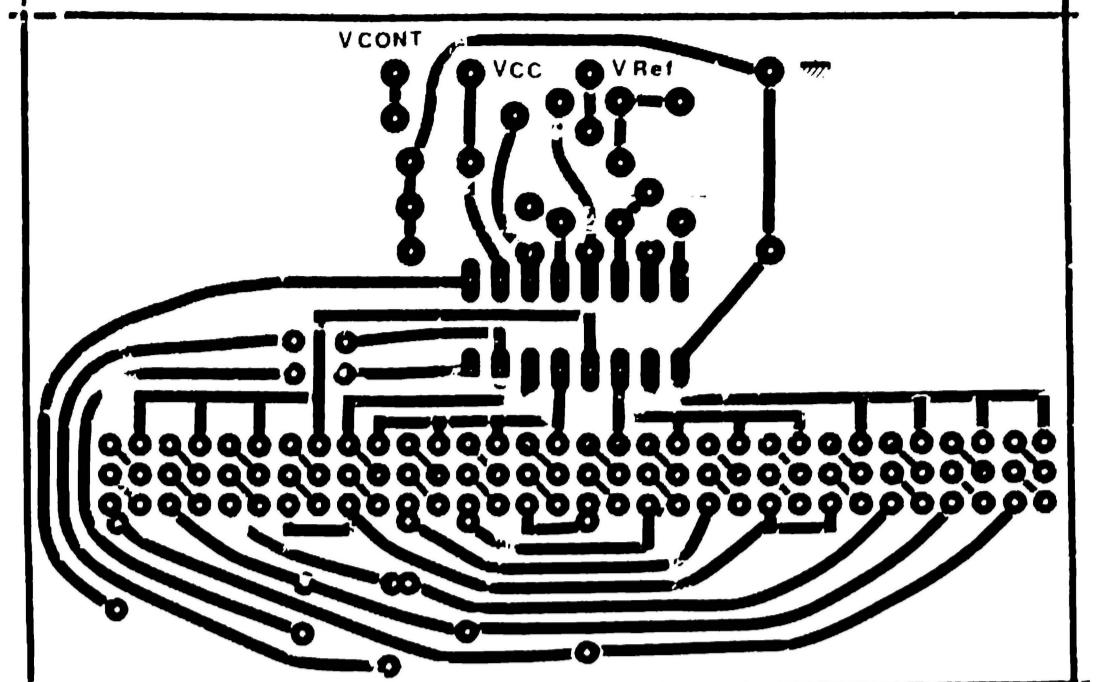
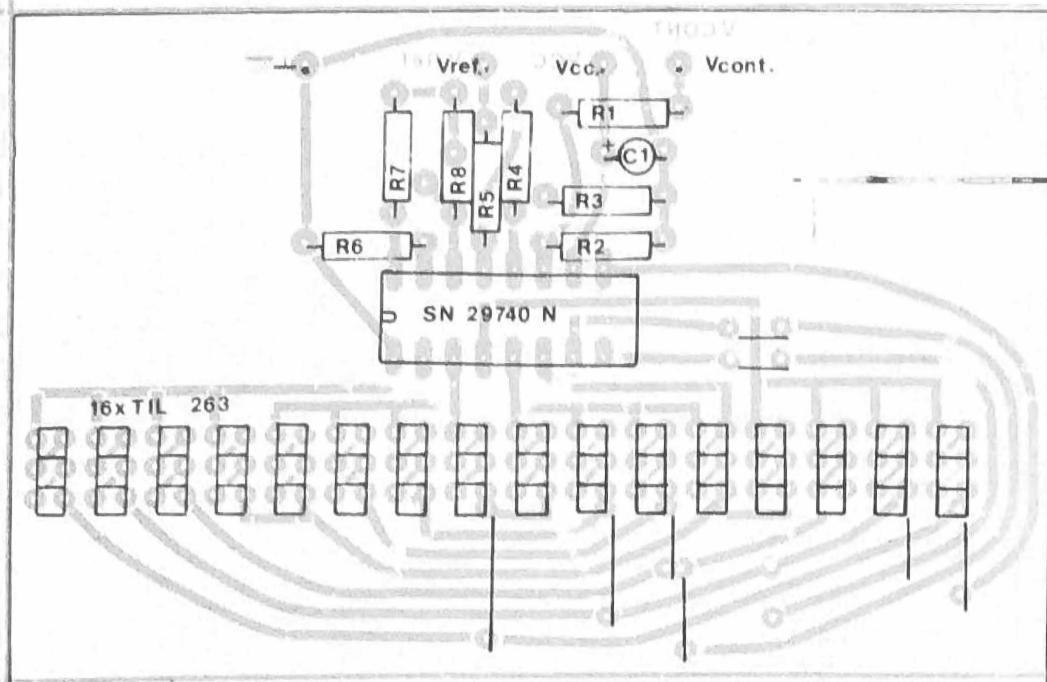


Fig. 6

Puis on choisit $\Delta V_{12,13}$ tel que :

$$1.2 \text{ V} < \Delta V_{12,13} < 4 \text{ V}$$

suivant que l'on désire un point « glissant » ou « sautant ». Le choix permet de tirer R_4 de (3).

$$R_4 = \frac{\Delta V_{12,13} (R_3 + R_4 + R_5)}{V_{\text{ref}}}$$

Connaissant $V_{\text{contr.min.}}$, on tire R_3 de (4)

$$R_3 = \frac{R_4}{V_{\text{ref}}/V_{\text{contr.min.}} - 1} \quad (6)$$

R_5 se déduit ensuite du total $R_3 + R_4 + R_5$ et R_1 et R_2 viennent des égalités (1) et (2).

Si l'on se donne la transition de luminosité entre deux diodes ($V_{\text{contr.}}$), la tension contrôlée minimum est de :

$$V_{\text{contr.min.}} = V_{\text{contr.max.}} - 15 \Delta V_{\text{contr.}} \quad (7)$$

mais, d'autre part, il faut tenir compte de la limitation de tension sur la broche 13 :

$$V_{13} \leq 6 \text{ V} = V_{\text{ref}} \frac{R_3 + R_4}{R_3 + R_4 + R_5}$$

d'où

$$R_3 < 2R_4 \text{ (point « sautant »)}$$

et

$$R_3 < \frac{R_4}{4}$$

(point « glissant »).

Ce qui a pour effet de limiter à :

$$V_{\text{contr.min.}} < \frac{V_{\text{ref}}}{5}$$

(point « glissant ») et

$$V_{\text{contr.min.}} < \frac{2}{3} V_{\text{ref}}$$

(point « sautant »).

Les broches 14, 15 et 16 permettent d'ajuster le courant dans les diodes LED suivant la

luminosité désirée. Le courant est réglable linéairement de 0 à 50 mA. La résistance $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$ sur la broche 15 fixe la plage de réglage. Une résistance ($R_7 + R_8$) entre les broches 14 et 16 définit le courant. La figure 2 montre la possibilité d'adapter la luminosité des diodes en fonction de la lumière ambiante à l'aide d'un phototransistor (BP 101).

Le courant varie alors de 5 mA (BP 101 non éclairé) à 50 mA (BP 101 fortement éclairé). Sans phototransistor, une résistance fixe de 10 $\text{k}\Omega$ permet d'obtenir un courant d'environ 50 mA et avec 40 $\text{k}\Omega$ le courant est pratiquement nul.

Exemple de réalisation : La figure 3 donne le circuit imprimé de la figure 2 et le plan d'implantation des composants. Dans cet exemple, la tension est de 12 V et la tension à contrôler max. :

$$V_{\text{contr.max.}} = 18 \text{ V.}$$

La tension de transition d'une diode à l'autre $\Delta V_{\text{contr.}}$ est fixée à 1 V soit :

$$V_{\text{contr.min.}} = 18 - 15 \Delta V_{\text{contr.}} = 3 \text{ V}$$

On obtient les valeurs suivantes :

Les tensions représentées sont les suivantes :

DIODE	D ₁	D ₂	D _{3...}	D ₁₄	D ₁₅	D ₁₆
VALEUR CONTR.	< 4 V	4	5	16	17	> 17

La figure 6 montre le même circuit mais les diodes sont montées 3 par 3 ce qui forme un trait lumineux, représentant l'aiguille indicatrice de l'appareil de mesure.

2) Commande de 4, 7, 10 ou 13 diodes Led :

Le circuit SN 29740 peut être monté de façon à piloter différents nombres de LED. Un groupe de quatre LED est alors remplacé par une seule. Cette diode est branchée au V_{cc} (broche 10) par l'anode et la cathode et connectée à l'une des groches E, F, G, H. La figure 4 montre la façon de connecter quatre diodes sur le circuit SN 29740.

3) Commande de 30 diodes Led :

Il est possible également de monter deux circuits SN 29740 en cascade de façon à piloter 30 diodes LED. La figure 5 donne le schéma d'un tel montage. Les diodes D₁₆ et D₁₇ sont allumées en permanence. Une résistance de 6,2 $\text{k}\Omega$

assure une transition continue de D₁₅ à D₁₈.

La tension à contrôler $V_{\text{contr.}}$ est envoyée sur les deux broches 11 à travers le diviseur R₁, R₂. Comme dans le cas précédent, les diviseurs sont calculés suivant la tension appliquée $V_{\text{contr.}}$. Dans le cas de la figure 5 la tension de référence 5 V a été prise sur la broche 14.

III – Conclusion

Le circuit SN 29740 est d'une utilisation simple. Quelques composants discrets suffisent à calibrer cet indicateur qui peut avoir des applications très variées. Le nombre de diodes utilisées permet d'affiner plus ou moins les mesures suivant l'utilisation. Enfin, l'indication peut être modulée en zones colorées grâce aux diodes électroluminescentes.

Point « glissant »	Point « sautant »
$R_4 = 10 \text{ k}\Omega$	$R_4 = 33 \text{ k}\Omega$
$R_3 = 2 \text{ k}\Omega$	$R_3 = 5,6 \text{ k}\Omega$
$R_2 = 12 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 39 \text{ k}\Omega$
$R_1, R_5 = 140 \text{ k}\Omega$	$R_1, R_5 = 110 \text{ k}\Omega$

MINI ORDINATEUR DOMESTIQUE



LE TERMINAL VIDEO

NOUS abordons aujourd'hui l'étude d'une des parties les plus passionnantes de cette réalisation, à savoir la carte interface de visualisation alphanumérique sur récepteur de télévision qui, couplée au clavier ASCII réalisé le mois dernier, constitue un véritable terminal vidéo. Ce terminal est, bien sûr, prévu pour notre mini-ordinateur mais nous avons choisi comme mode de connexion le standard RS232 qui le rend ainsi compatible à tout équipement

informatique commercial. De plus, cet ensemble se comporte comme un téléimprimeur électronique et peut être utilisé par les amateurs de RTTY par exemple. Afin de conserver un style qui nous est cher ; nous allons vous présenter dans ce numéro l'étude théorique assez approfondie ainsi que la nomenclature des composants vous permettant ainsi d'approvisionner ceux-ci pour le mois prochain où vous sera proposée la réalisation pratique et la mise en service.

Rappels de télévision

Avant d'aborder le schéma du terminal, il est utile de savoir quels signaux il doit produire et à quoi ceux-ci correspondent sur l'écran TV.

Dans une caméra TV l'image filmée est explorée ligne par ligne au moyen d'un faisceau d'électrons ; faisceau qui se déplace sur l'image comme nos yeux sur les pages d'un livre. A chaque point élémentaire de l'image une information de luminosité (nous ne parlons pas de la couleur pour l'instant) est transmise.

A la réception ; dans le tube

cathodique, dont l'aspect est indiqué figure 1, un faisceau d'électrons effectue le même déplacement et à chaque point élémentaire qu'il décrit, l'information de luminosité lui est appliquée. Il est évident que pour que l'image vue sur le tube soit identique à celle de la caméra, il faut que les faisceaux électroniques de la caméra et du récepteur TV se déplacent en parfait synchronisme. L'émetteur TV transmet donc un signal dit de synchronisation qui a l'aspect visible figure 2. A la fin de chaque ligne, un top de synchro ligne est émis (pendant une durée supérieure au temps de retour du spot) et à la fin de chaque

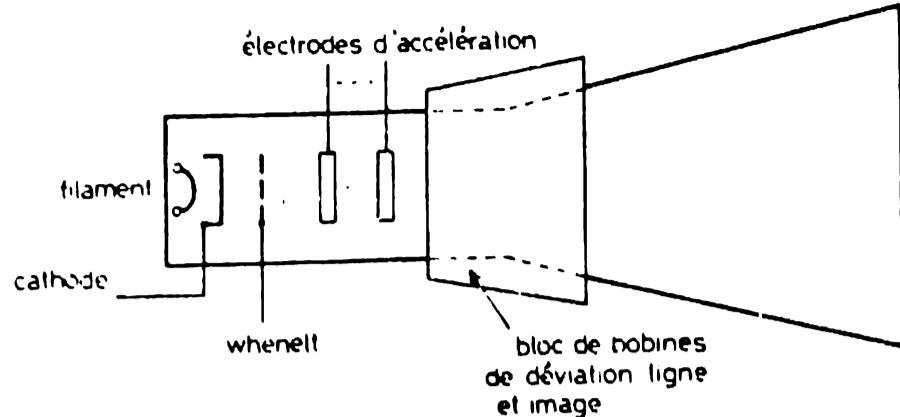


Fig. 1. – Aspect très simplifié d'un tube cathodique.

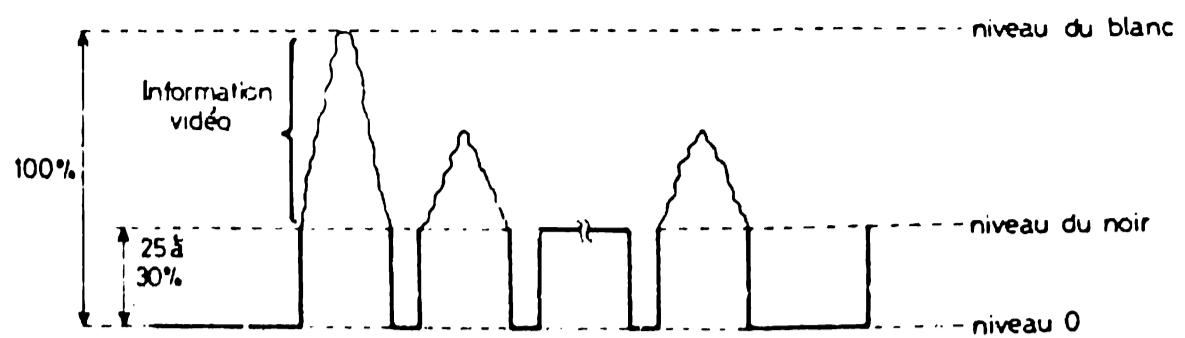


Fig. 3. – Aspect du signal vidéo complet.

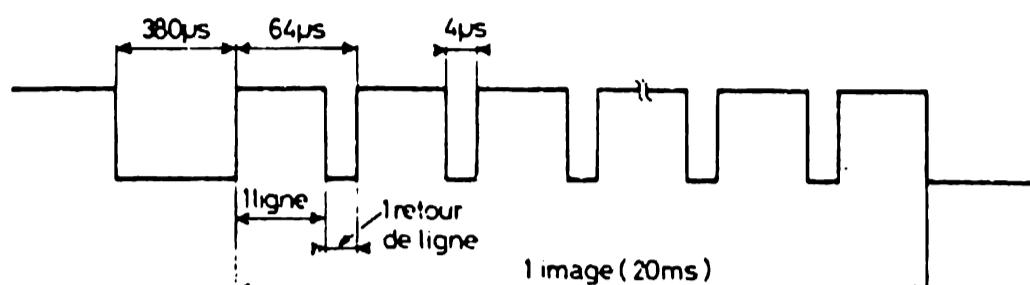


Fig. 2. – Aspect du signal de synchronisation (figure sans échelle).

image un top de synchro image est émis; il est plus large pour pouvoir le différencier des tops de synchro ligne mais aussi parce qu'il dure plus longtemps que le temps de remontée du spot en haut et à gauche de l'écran.

Dans les normes françaises, 1 ligne dure $64\ \mu s$ et 1 image 20 ms; de plus entre 2 tops image consécutifs il y a bien sûr autant de tops de synchro ligne que de lignes de balayage effectuées par le spot pendant une image.

L'information de luminosité constituant le signal vidéo proprement dit est superposée au signal de synchro comme le montre la figure 3. Par définition 100 % d'amplitude correspond au blanc et 25 % au niveau du noir; lorsque l'on superpose la vidéo et la synchro on s'arrange pour que les tops de synchro ne dépassent pas 25 % de l'amplitude totale du signal; ils sont ainsi en-dessous du niveau du noir et ne peuvent en aucun cas être vus sur l'écran; de plus ils permettent ainsi d'effacer le retour du spot en fin de ligne et en fin d'image.

A la lumière de ces rappels; nous voyons qu'il va falloir produire :

- le signal de synchro conforme aux normes en vigueur pour pouvoir utiliser un récepteur TV standard,
- une information vidéo correspondant aux caractères à visualiser.

Généralités

L'affichage de texte sur TV fait appel essentiellement à une mémoire et à de la logique de comptage. L'écran TV est décomposé en un certain nombre de rectangles dans lesquels seront inscrits les caractères à raison de 1 par rectangle. Chaque rectangle correspond à une position mémoire et dans cette position mémoire est rangé le code du caractère affiché dans le rectangle; pour écrire sur la TV il « suffit » donc de changer les codes contenus dans les mémoires d'image. Nous voyons donc que le nombre de caractères que l'on veut visualiser conditionne la taille de la mémoire à utiliser, ainsi par exemple :

- 16 lignes de 32 caractères nécessitent $16 \times 32 = 512$ mots de mémoire;
- 16 lignes de 64 caractères (notre cas) demandent 1 024 mots de mémoire.

Une image TV devant être formée de la façon expliquée plus haut, il faut aller lire périodiquement et ligne par ligne le contenu de ces mémoires pour produire le signal vidéo; cela se fait au moyen de compteurs agissant sur les adresses des mémoires; compteurs qui génèrent également les signaux de synchro puisqu'ils savent à tout moment où en est le système.

Un seul point peut vous paraître étrange; comment est

élaboré le signal permettant de « dessiner » un caractère à partir de son code stocké en mémoire; pour cela on fait appel à une ROM appelée générateur de caractères et qui, quand on lui applique, de façon convenable, le code d'un caractère, produit sur ses sorties une information représentant le dessin du caractère.

Ce survol très grossier, mais à notre avis indispensable pour mieux comprendre la suite, étant fait, nous allons plonger dans le vif du sujet.

Notions de terminal

Avant de voir comment est constitué le terminal; il est utile de préciser les contraintes auxquelles celui-ci doit répondre pour mériter ce qualificatif; il doit :

- pouvoir recevoir sur une ligne série asynchrone des caractères ASCII et les placer sur l'écran TV;
- pouvoir émettre, à partir d'un clavier ASCII, des caractères, sur une ligne série asynchrone et simultanément pouvoir placer ceux-ci sur l'écran;
- pouvoir reconnaître certains caractères de contrôle ayant pour fonctions, par exemple, d'effacer une ligne, un caractère, l'écran, etc.;
- pouvoir, lorsque l'écran est plein, monter tout le texte d'une ligne pour libérer une

nouvelle ligne en bas d'écran;

- ne demander aucun travail de gestion particulier au système sur lequel il est connecté.

Nous allons voir que notre système dépasse de loin toutes ses contraintes sans que cela aboutisse à un accroissement de la complexité du schéma.

Caractéristiques de notre terminal

- Affichage de 1 page de 16 lignes de 64 caractères dans une matrice 5 x 7 points.
- Curseur clignotant indiquant la position du prochain caractère à écrire.
- Déplacement du curseur dans les 4 directions et gestion d'écran par des caractères de contrôle.
- Déplacement de tout le texte vers le haut d'une ligne après l'écriture de la dernière ligne.
- 64 caractères, signes et symboles disponibles.
- Choix de la polarité vidéo autorisant un affichage blanc sur fond noir ou noir sur fond blanc.
- Transmission série asynchrone au standard RS232; format des mots programmable par des straps (ou interrupteurs) sur la carte.
- Sélection de la vitesse de transmission.
- Alimentation du clavier ASCII par l'intermédiaire du terminal.

Nous allons voir que, grâce à l'emploi de circuits LSI bien choisis ; ces fonctions sont relativement simples à mettre en œuvre.

Principe général

Nous allons nous appuyer sur la figure 4 pour commenter un peu notre système. Les données reçues (ou émises) sous forme série passent dans un convertisseur série-parallèle (ou parallèle-série) qui reçoit également les signaux du clavier puisque, lorsqu'on actionne une touche, il faut émettre celle-ci en direction du micro-ordinateur. Ce convertisseur fournit donc sur sa gauche des signaux parallèle en ASCII (le clavier travaille en ASCII et, pour satisfaire aux normes en vigueur, les liaisons ordinateur-terminal de dialogue se font en ASCII) ; ces signaux, via une porte ET dont nous verrons le rôle plus tard sont appliqués à des mémoires qui sont celles visualisées sur l'écran. Le code ASCII est sur 7 bits mais nous verrons que par un artifice, 6 bits sont suffisants. Les caractères issus du convertisseur série-parallèle sont également appliqués à un circuit de décodage qui reconnaît les caractères de contrôle destinés au curseur ; ceux-ci ne sont donc pas rangés en mémoire mais viennent agir sur le cœur du système : le processeur de visualisation SFF 96 364 (circuit LSI développé par la SESCOSEM).

Ce circuit gère, en fait, tous les autres ; il reçoit sur l'entrée échantillonnage un signal du convertisseur l'informant de l'arrivée de tout nouveau caractère ; à partir de cela et du circuit de décodage d'ordre du curseur ; il positionne correctement les adresses des RAM pour que le caractère soit mémorisé ; il commande aussi la porte ET d'autorisation d'écriture dans les RAM. Ce circuit utilise deux horloges ; une est interne et est pilotée par quartz ; elle commande la logique et la génération des signaux de synchro TV ; l'autre est externe et ajustable et per-

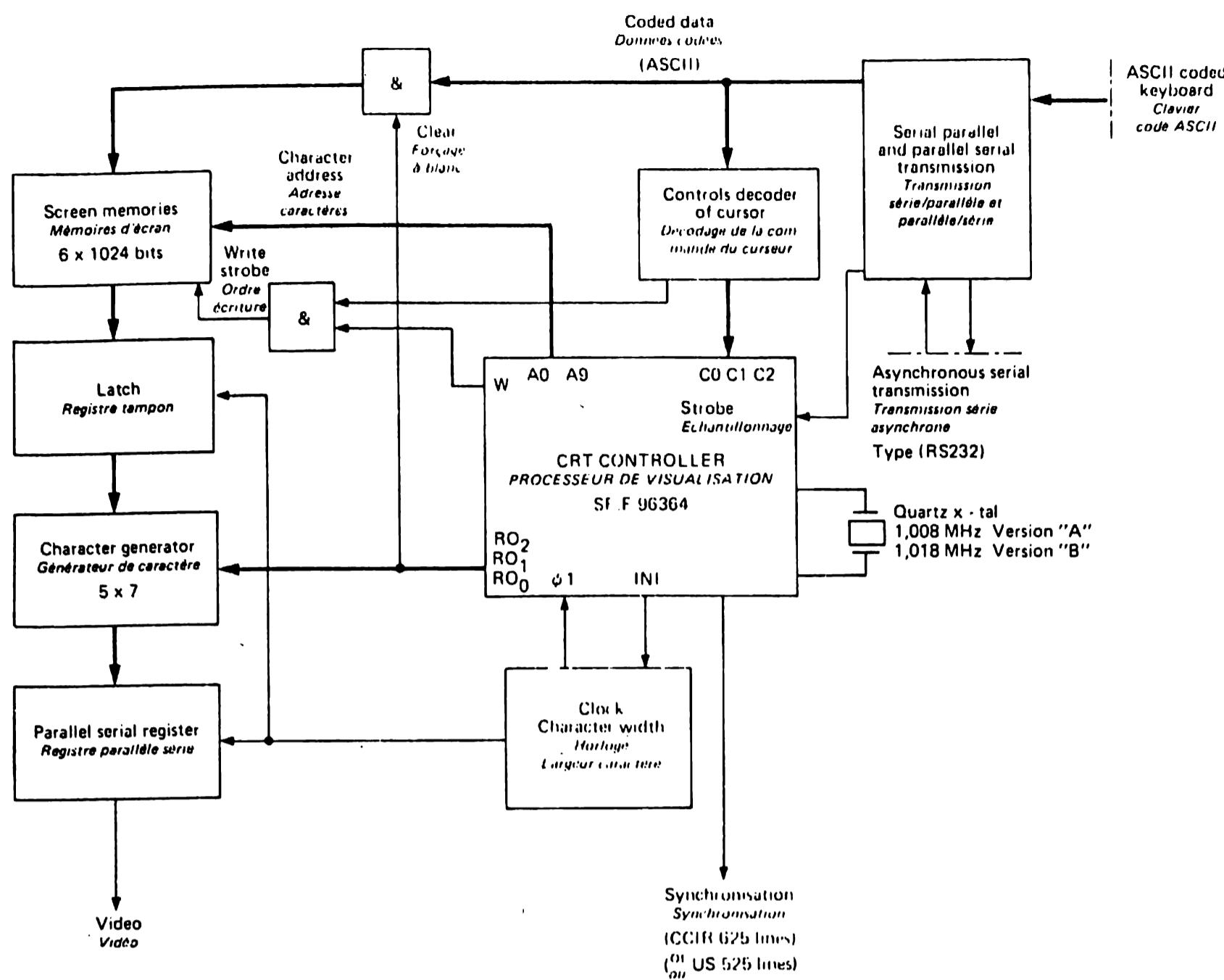


Fig. 4. – Synoptique général du terminal vidéo.

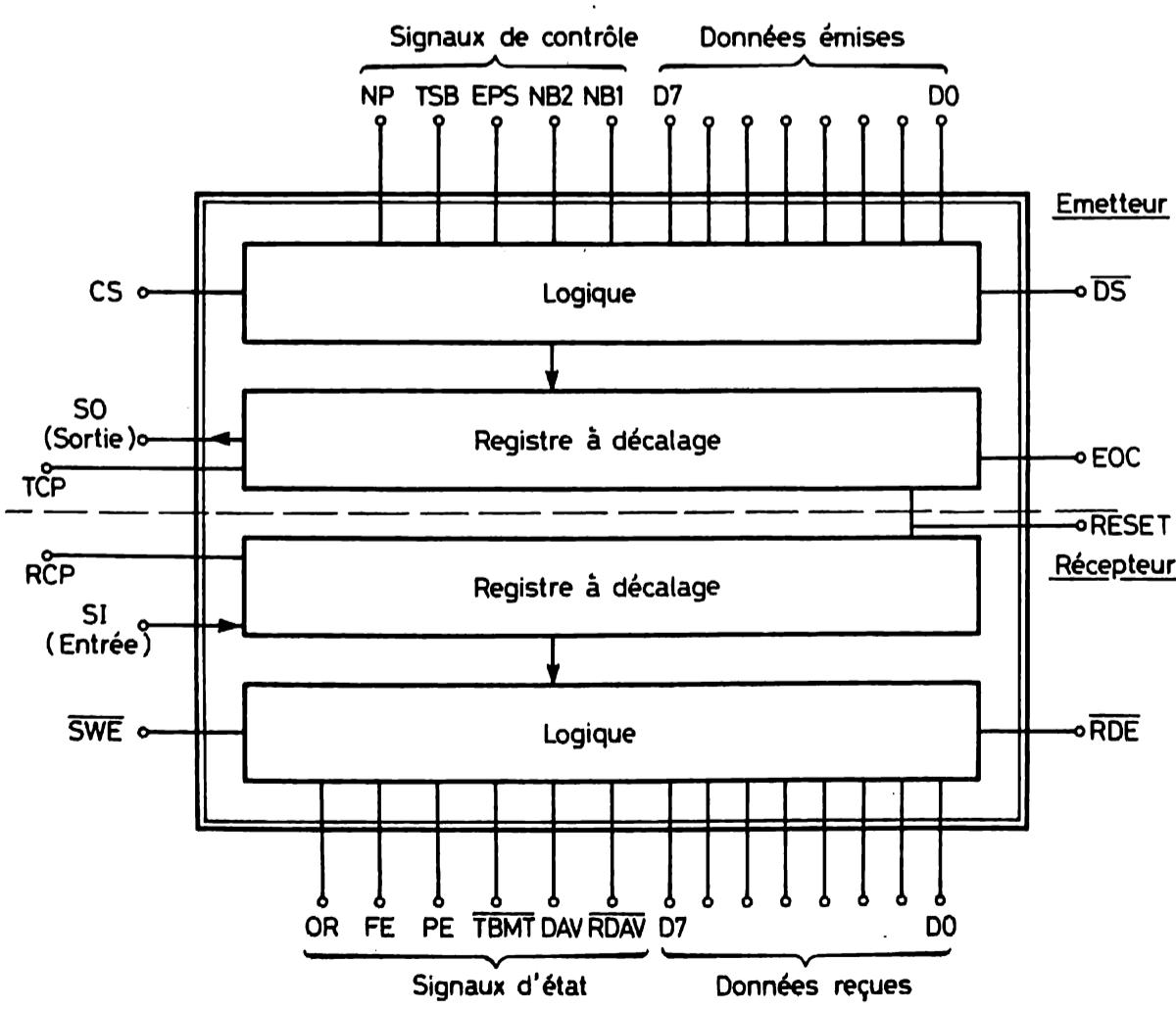


Fig. 5. – Synoptique d'un UART.

met le réglage de la taille des caractères (dans une petite plage).

Les signaux d'adresse issus du SFF 96 364 sont en fait des sorties de compteurs et assurent le balayage de la RAM à la vitesse voulue. A chaque adresse RAM ; les données sont mémorisées dans des « latches » et appliquées au générateur de caractères; celui-ci (que nous allons étudier ci-après) reçoit également des informations du SFF 96 364 car un caractère étant constitué d'une matrice de points, il faut savoir quelle ligne de la matrice doit être fournie en sortie.

Les sorties de ce générateur de caractères sont appliquées à un convertisseur parallèle série qui, grâce à l'horloge « point » qu'il reçoit produit le signal vidéo.

Pour poursuivre plus avant cette étude il nous faut maintenant étudier de plus près certains circuits.

Qu'est-ce qu'un **UART** ?

Un UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) est, si l'on traduit l'anglais, un émetteur récepteur universel de données asynchrones ; les lecteurs perspicaces auront deviné que c'est le convertisseur parallèle-série et série-parallèle de la figure 4. La figure 5 montre le synoptique très simplifié de ce circuit LSI, il est en fait divisé en deux parties quasiment indépendantes et capables de travailler simultanément sur des tâches différentes. Ces deux parties utilisent un registre à décalage et de la logique de contrôle ; l'une est le récepteur, les données y entrent sous forme série dans le registre à décalage commandé par une horloge (RCP fig. 5) et elles sont converties en parallèle. Du côté émetteur un registre à décalage effectue l'opération inverse à la vitesse d'une horloge (TCP fig. 5). La logique de contrôle assure plusieurs fonctions qui sont :

- le choix du format du mot transmis (nombre de bits de start, de stop etc.) revoir éven-

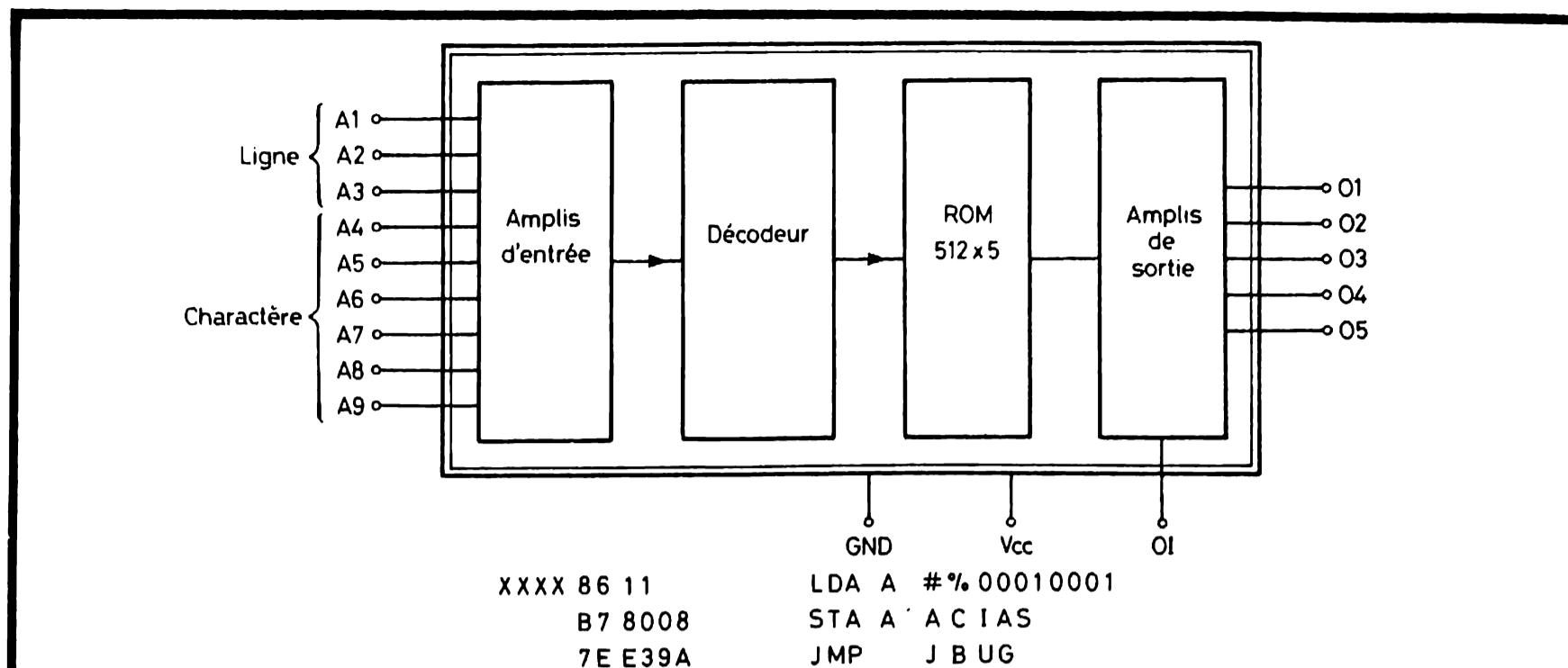


Fig. 6. - Synoptique du générateur de caractères R03-2513.

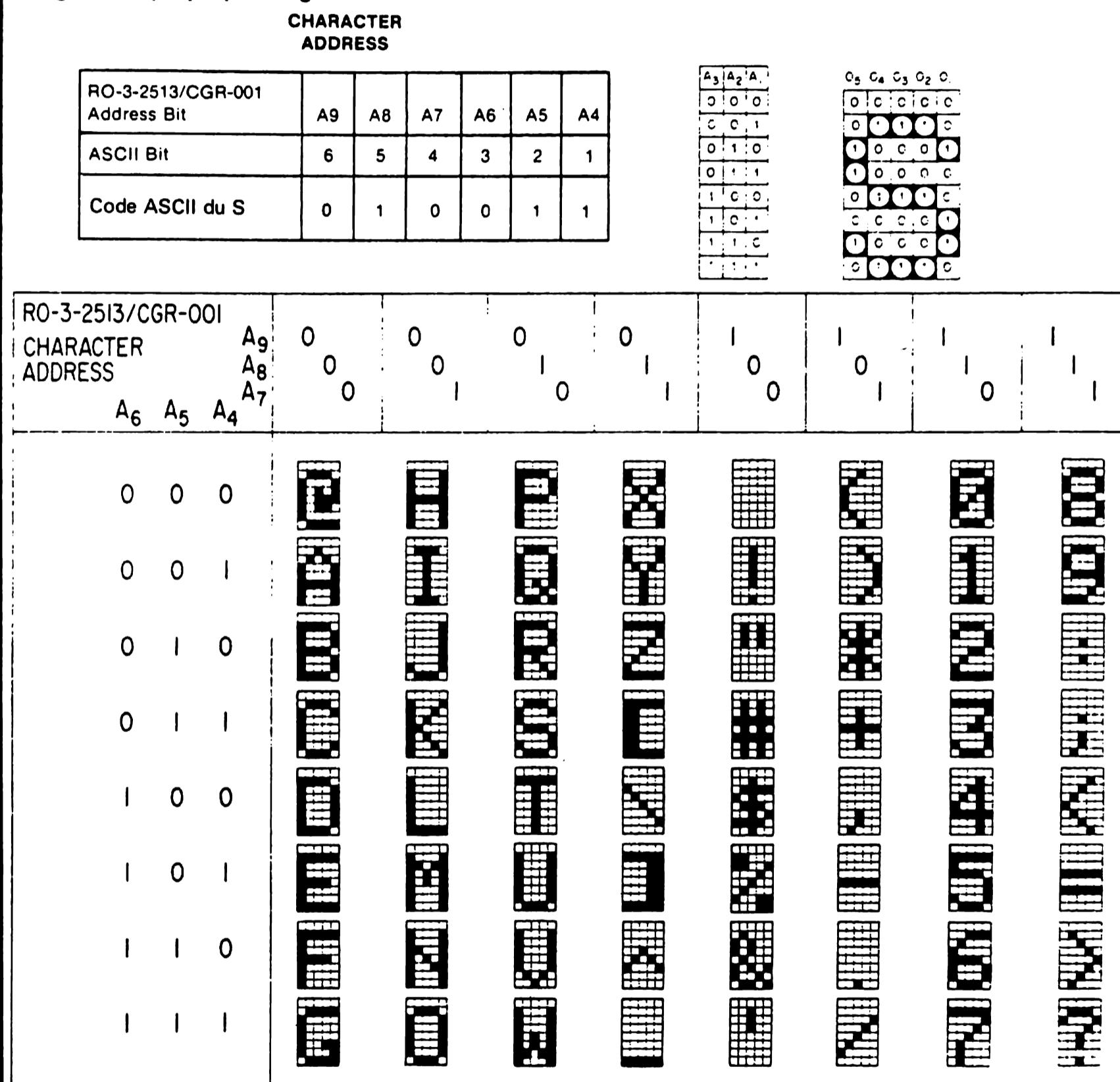


Fig. 7. -- Repérage de la matrice du générateur de caractères et aspect de ceux-ci (doc. General Instrument).

tuellement ce que nous avons écrit sur ce sujet :

- le choix de la personne ou non de la parité et sa polarité (paire ou impaire) ;
 - le contrôle de la réception par indication des erreurs de parité, de format, de recouvrement.

Pour notre application : le

clavier ASCII sera appliqué aux entrées de l'émetteur; des straps agiront sur les entrées de choix de format; la ligne réception de données en provenance du mini entrera sur le récepteur et nous ne nous occuperons pas de la gestion de la détection des erreurs.

Les horloges TCP et BCP

fixent évidemment les vitesses de transmission en émission et réception ; ici elles seront identiques et fournies par un générateur déjà connu le MC 14411 (carte ISA). Les signaux SO (sortie série) et SI (entrée série) étant aux niveaux TTL une adaptation est nécessaire par des circuits externes

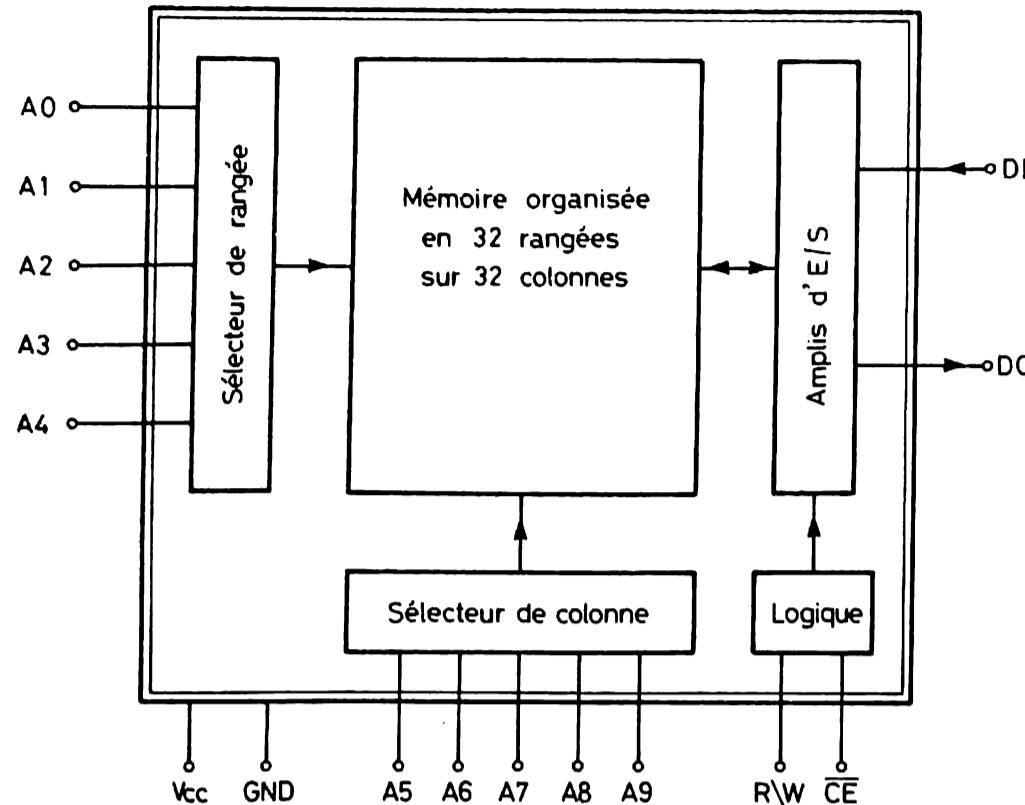


Fig. 8. -- Synoptique de la RAM 1024 x 1 type 2102.

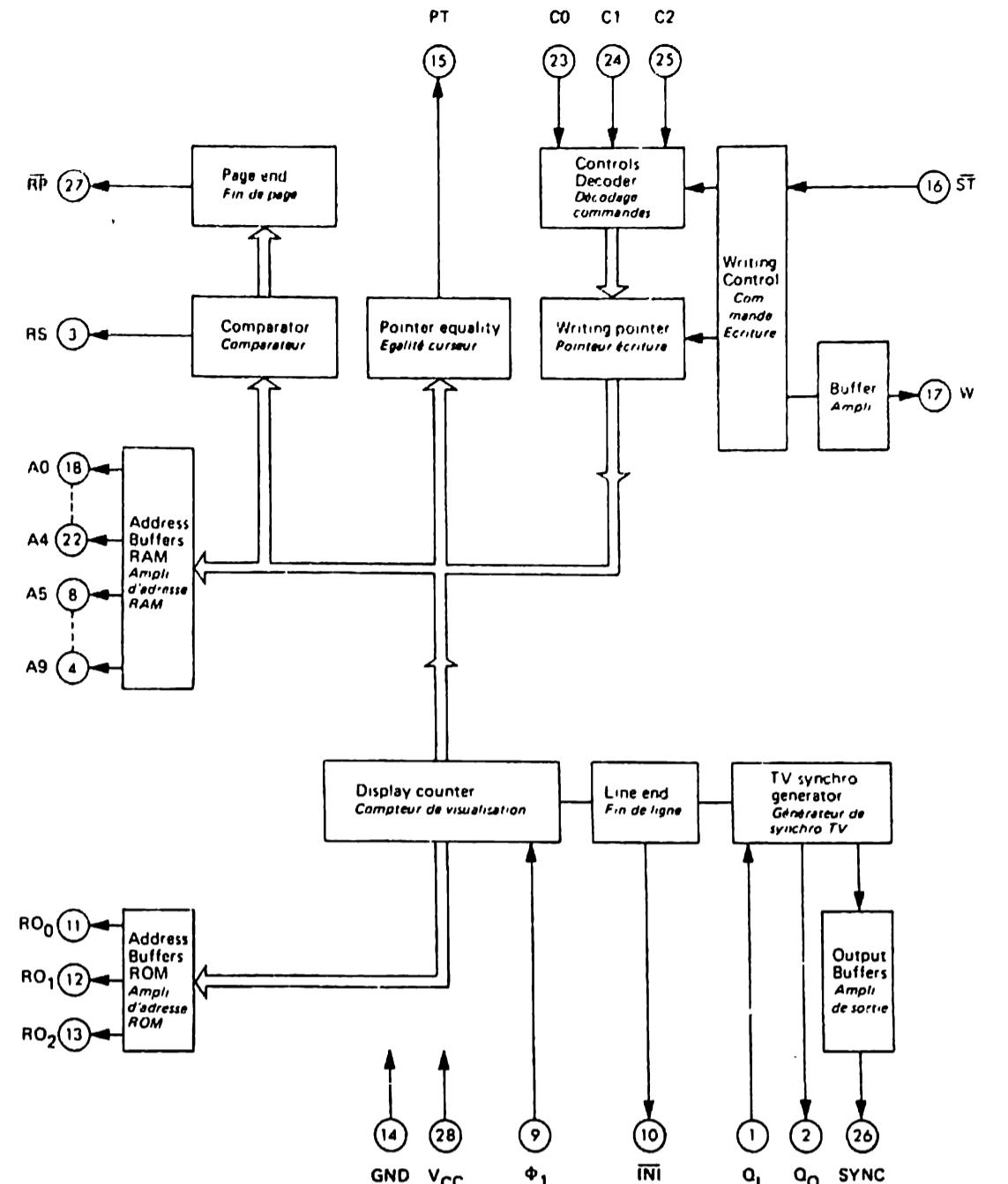


Fig. 9. – Synoptique interne du SFF 96364.

si l'on veut être compatible avec la norme RS 232 ; nous ne nous en occuperons pas pour l'instant.

Le générateur de caractères

Ce circuit est en général assez peu connu des amateurs et pourtant il est très simple (au point de vue théorique et non au point de vue interne) puisque c'est une simple ROM programmée de façon particulière pour « dessiner » des caractères.

Son synoptique interne (pour celui que nous utilisons) est indiqué figure 6 et est comparable à celui de toute mémoire qui se respecte. Plus intéressante est la figure qui représente en fonction des adresses appliquées quelles sont les sorties.

Les adresses du générateur se décomposent en deux blocs ; l'adresse ligne et l'adresse caractère. L'adresse caractère (bits A_4 à A_9) choisit dans la ROM le signe ou la lettre correspondant au code

ASCII appliqué sur ces lignes d'adresse (le générateur ou plutôt la ROM ayant été programmée pour cela).

Chaque caractère (comme le S pris en exemple) est inscrit dans une matrice 5×8 (dont la première ligne est toujours vide) ; les 5 points d'une ligne de la matrice correspondent aux 5 sorties 01 à 05 ; tandis que la ligne que l'on veut sortir justement sur 01 à 05 est choisie grâce à ce que l'on applique sur A_1 à A_3 . Par exemple si l'on applique sur A_1 à A_9 le code : 101 11 00 10 (A_1 — A_9) nous avons en sortie : 10000 (01 — 05) puisque :

- sur A_4 à A_9 nous avons appliqué 11 00 10 qui est le code ASCII du caractère S;
 - sur A_1 à A_3 nous avons appliqué 101 qui est l'adresse de la 5^e ligne de la matrice reproduisant le S.

Rassurez-vous les caractères sont beaucoup plus jolis sur l'écran que sur le tableau de la figure 7. De plus ce tableau est en « négatif » pour des raisons de commodité de dessin ; les caractères étant très généralement présentés en blanc sur fond noir. Enfin chaque carré

noir de la matrice correspond à un « 1 » logique sur la sortie O correspondante ; mais cela vous l'avez compris...

Les autres circuits

Mis à part le SFF 96 364 traité lors de l'étude complète ; les autres circuits présentent peu de particularités. Les RAM doivent vous être familières car ce sont des 2102 comme sur la carte 4 K statique ; leur synoptique est indiqué pour mémoire figure 8.

Les autres circuits sont des TTL classiques que nous verrons lors de l'examen du schéma complet ; seul le circuit de décodage de la commande du curseur est un peu particulier puisqu'il fait appel à une ROM de 256 mots de 4 bits ; ROM qui est programmée de façon à ne laisser passer vers la SFF 96 364 que les caractères de contrôle ayant une action sur le curseur. Pour enlever d'ores et déjà toute inquiétude, cette ROM est commercialisée et ne subira pas le sort de J-BUG... !

Le processeur de visualisation **SFF 96 364**

C'est en fait grâce à ce circuit que la réalisation du terminal vidéo est aussi « simple » (mais oui ; la même chose en TTL classique demanderait une bonne vingtaine de boîtiers). Il a été réalisé en France par SESCOSEM et ses principales caractéristiques sont intéressantes :

- alimentation unique 5 V ;
 - entrées-sorties compatibles TTL LS (attention dans la nomenclature à ne pas remplacer les 74 LS par des 74 simples ; nous vous dirons chez qui trouver des LS à un prix comparable aux 74 classiques) ;
 - puissance absorbée 250 mW ;
 - boîtier 28 pattes plastique pour la version grand public ;
 - prix très compétitif eu égard aux possibilités.

Le schéma synoptique interne de cette petite merveille est indiqué figure 9. Les diverses fonctions que l'on y rencontre doivent commencer

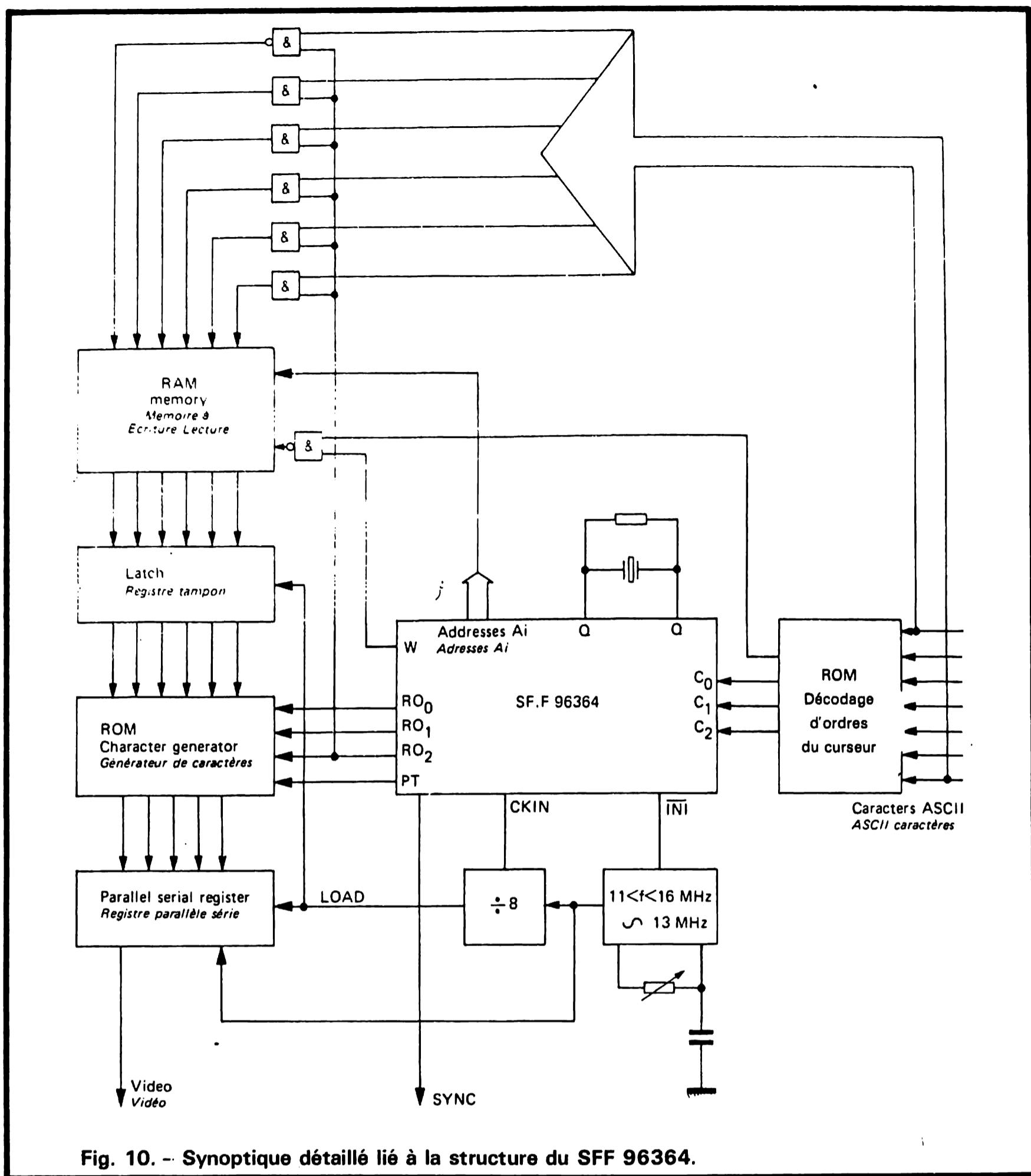


Fig. 10. - Synoptique détaillé lié à la structure du SFF 96364.

à vous être familières si la lecture de tout ce qui précède s'est passée sans trop de problèmes.

Le cœur du circuit est le compteur de visualisation qui assure, via des amplis la gestion des adresses de la RAM et du générateur de caractères. Ce compteur commande un circuit de fin de ligne agissant sur la logique externe via la patte INI (en fait cela arrête l'horloge « point » afin de ne plus fournir de vidéo en fin de ligne) ; ce compteur commande également les circuits de génération des signaux de synchro.

Les informations issues de la ROM de reconnaissance des ordres du curseur entrent en C_0 , C_1 , C_2 sont décodées et

agissent sur un pointeur d'écriture qui permet de charger dans la RAM ce qu'il faut pour effectuer la commande ; par exemple un effacement ligne change toute la mémoire correspondant à la ligne concernée avec des zéros.

Un comparateur et un détecteur de fin de page sont aussi inclus dans ce circuit mais ne sont pas utilisés ici car nous avons voulu concevoir un système répondant à des besoins réels, basés sur l'expérience de l'auteur, et d'un prix de revient le rendant accessible au plus grand nombre d'entre vous.

La figure 10 précise un peu la façon d'employer le 96 364, on y voit en particulier un ensemble de portes ET pouvant interdire le passage

d'informations vers la RAM ; une autre porte ET réalise l'autorisation d'écriture dans la RAM à partir de ce qui sort du 96 364 mais aussi à partir de la ROM de décodage d'ordres du curseur afin que les caractères de contrôle de celui-ci ne soient pas affichés sur l'écran.

Enfin l'horloge fixant la largeur d'un point, commandée par INI pour s'arrêter en fin de ligne est suivie d'un diviseur par 8 fixant ainsi la taille (en horizontal) d'un caractère à 8 points ; la matrice en produisant 5 ; chaque caractère est entouré par 3 absences de point ce qui crée un espace entre les caractères les rendant plus lisibles (voir plus avant au sujet du registre à décalage).

Ces études étant faites ;

nous sommes à même de passer à l'examen du schéma complet ; cependant celui-ci étant un peu impressionnant, nous allons au préalable en examiner deux sous-ensembles plus importants pour l'utilisateur puisqu'il s'agit du circuit d'entrée-sortie vers le micro ordinateur et du circuit de production et de sortie du signal vidéo vers le récepteur TV.

Entrée-sortie digitale

Ce circuit représenté figure 11 est équipé de l'UART dont nous avons déjà parlé et d'un oscillateur-diviseur programmable déjà connu le 14 411 (carte ISA). Nous avons extrait ce schéma du plan complet pour faire quelques remarques.

Tout d'abord les 5 interrupteurs situés en haut de la figure réalisent le choix du format de la transmission ; un tableau complet sera fourni avec le mode d'emploi le mois prochain lors de la réalisation pratique.

Les pattes mises à la masse ou au + 5 V correspondent à des fonctions bien particulières à autoriser ou à interdire. Les horloges de transmission et de réception sont identiques et proviennent via un commutateur de choix de vitesse (10, 30, 120 caractères par seconde) d'un MC 14 411 au câblage bien classique.

Le clavier ASCII et son « strobe » rentrent sur le « haut » du schéma ; le strobe doit être, d'après la notice de l'UART, une impulsion descendant de « 1 » à « 0 » ce qui est le cas de notre clavier et du clavier FACIM étudiés le mois dernier. Les données sortent sur le « bas » du schéma conjointement à un signal DAV (DAta Valid) indiquant qu'une donnée est présente en sortie (c'est en fait l'équivalent du « strobe » du clavier).

L'entrée série TTL se fait sur SI et RDAV et la sortie série TTL sur 50. Les circuits d'adaptation à « l'extérieur » pouvant être choisis par l'utilisateur ; ils sont montés sur une

carte séparée et ne figurent pas sur les schémas étudiés aujourd’hui ; ils sont par contre prévus dans la nomenclature (voir plus avant).

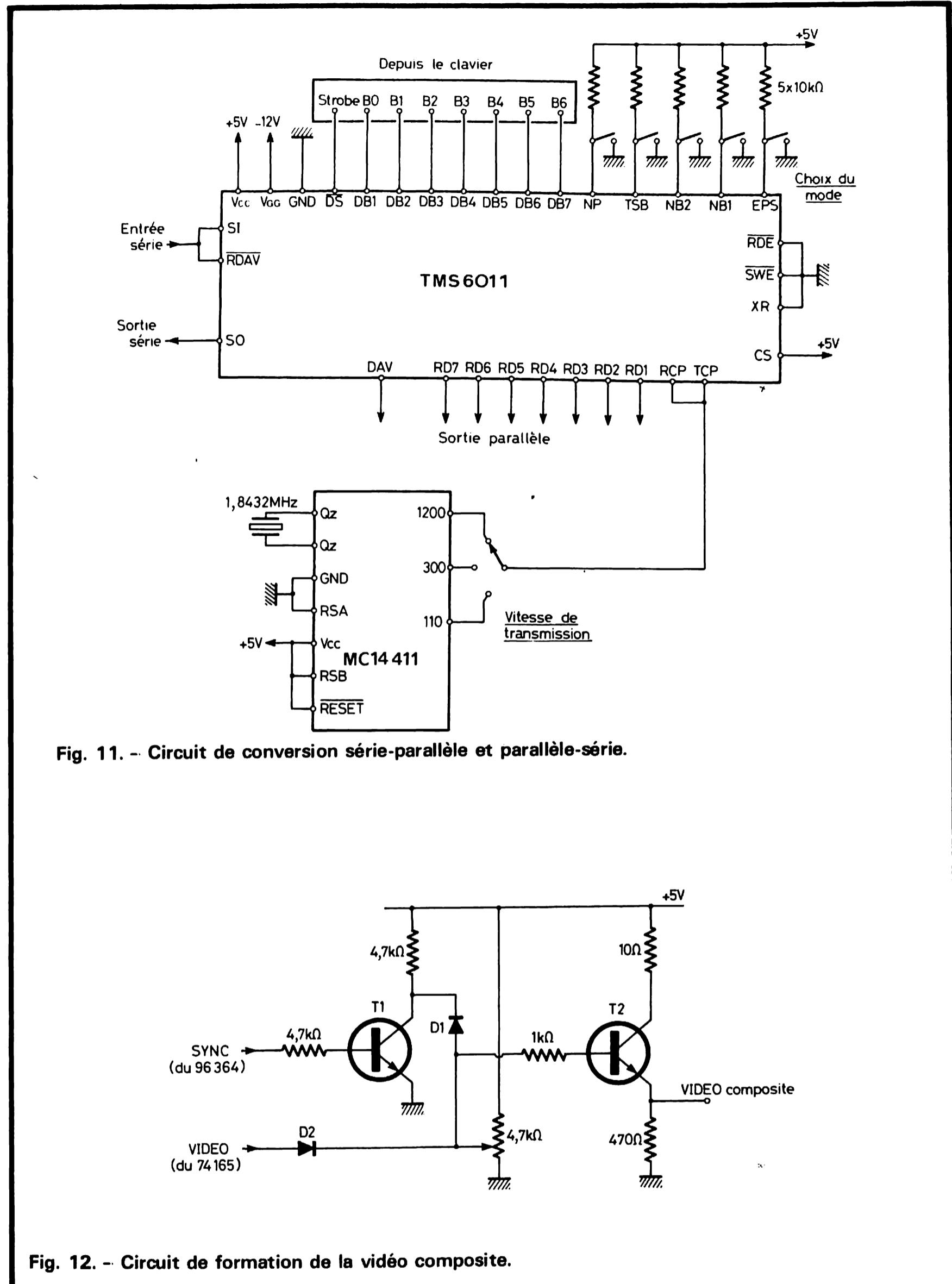
Formation de la vidéo composite

Comme le montrait le synoptique de la figure 4 les signaux vidéo et synchro sortent de deux circuits séparés et sont au niveau TTL, il faut donc, pour être conforme avec ce que représente la figure 3, réaliser un mélange et une adaptation de niveau. De plus pour pouvoir commander convenablement le moniteur TV via une certaine longueur de coaxial il faut sortir tout cela en basse impédance. C'est le rôle du schéma de la figure 12 ; le transistor T_1 amplifie et inverse le signal de synchro issu du SFF 96 364 ; les diodes D_1 et D_2 et le potentiomètre réalisent le mélange, l'ajustage des rapports d'amplitude s'effectuant par le potentiomètre.

Le transistor T_2 est monté en collecteur commun assurant à l'ensemble une impédance de sortie assez basse.

Le schéma complet

Si vous avez feuilleté cet article avant de le lire, vous avez dû remarquer la figure 13 ; rassurez-vous sa complexité n'est qu'illusion comme vous allez le voir. Nous allons rapidement analyser ce schéma en faisant ressortir quels circuits réalisent les fonctions dont nous avons parlé lors de l'étude des synoptiques. Nous n'entrerons pas dans le détail des signaux qui est inutile ici ; le mois prochain et à des fins d'aide à la mise au point pour les lecteurs qui auraient des problèmes (improbable avec le CI FACIM et des composants neufs) nous indiquerons quelques oscillogrammes particuliers qui seront, en fait, des vérifications de notre étude théorique.



Sur la droite de la figure 13 nous reconnaissions notre UART et son MC 14 411 ; la sortie DAV de l'UART indique à IC 14 (le SFF 96 364) qu'une donnée est disponible.

En sortie de l'UART la ROM de décodage d'ondes du curseur élabore les signaux C_0 , C_1 , C_2 appliqués au SFF 96 364. Par ailleurs et via 5 ET et 1 NAND les caractères ASCII sont appliqués aux entrées des RAM dont les adresses pro-

viennent du SFF. Nous remarquerons que les 5 premiers bits du code ASCII issus de l'UART sont appliqués aux RAM, le 6^e est ignoré et le 7^e est appliqué aux RAM inversé. Le pourquoi de la chose se comprend aisément si l'on examine :

- d'une part le codage du générateur de caractères, figure 7,
- d'autre part le code ASCII, figure 14,
- que le générateur de caractères

tères ne peut « dessiner » les minuscules et qu'il faut donc automatiquement convertir celles-ci en majuscules.

Les sorties des RAM entrent sur des bascules D (les « latches ») dont les sorties commandent à leur tour le générateur de caractères. Les sorties de celui-ci entrent sur un registre à décalage dont 3 entrées sont mises à la masse ce qui assure la génération des espaces horizontaux entre caractères.

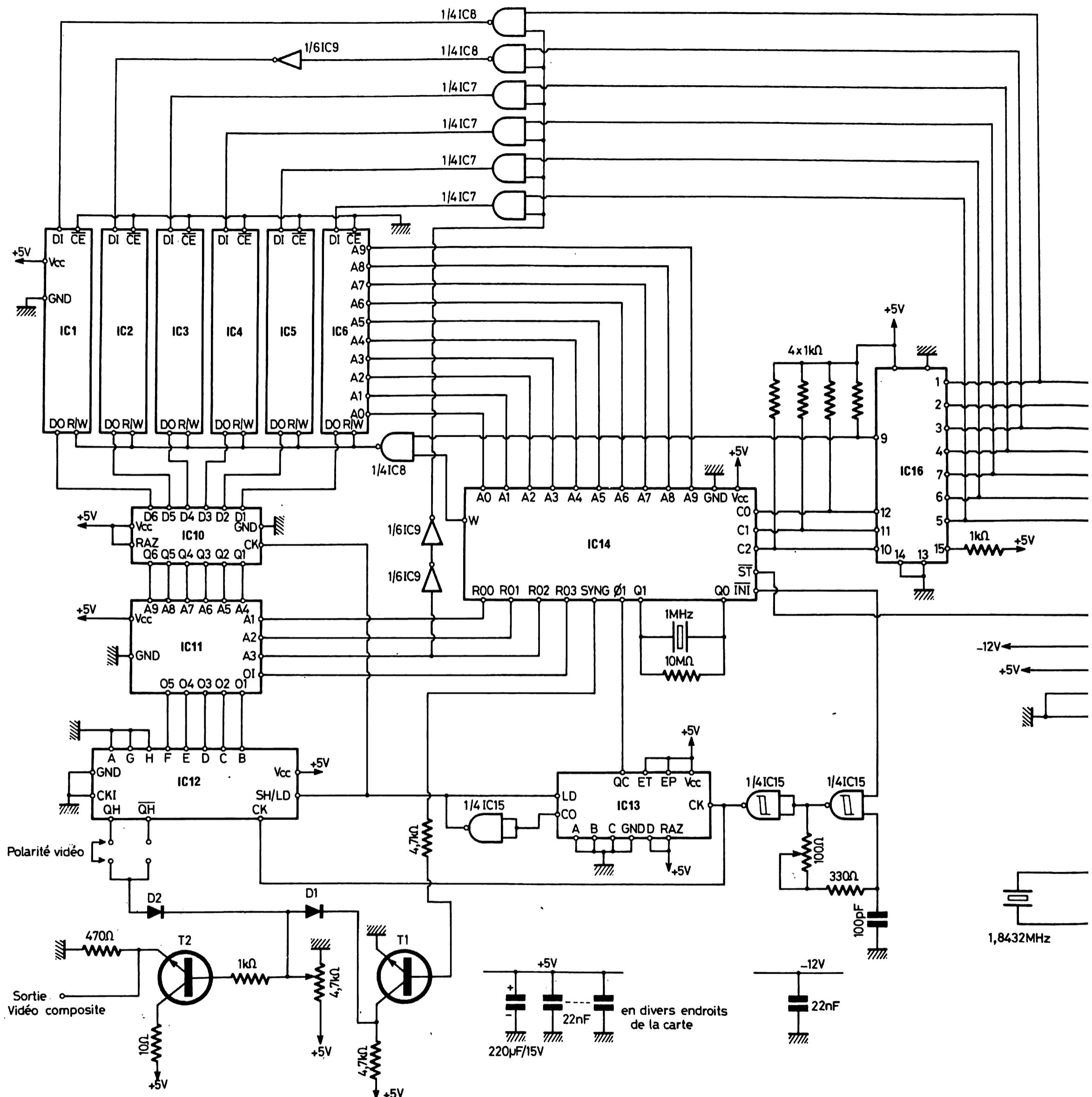


Fig. 13. – Schéma du terminal vidéo.

res dont nous avons parlé précédemment.

Selon que l'on choisit la sortie QH ou \overline{QH} du registre la vidéo est, ou non, inversée c'est-à-dire qu'on a du blanc sur fond noir ou du noir sur fond blanc.

L'horloge fixant la fréquence des points est réalisée autour d'une porte à trigger de schmitt dont l'oscillation est, ou non, autorisée par la sortie INI du SFF; cet oscillateur est suivi par le diviseur par 8 dont nous avons déjà parlé.

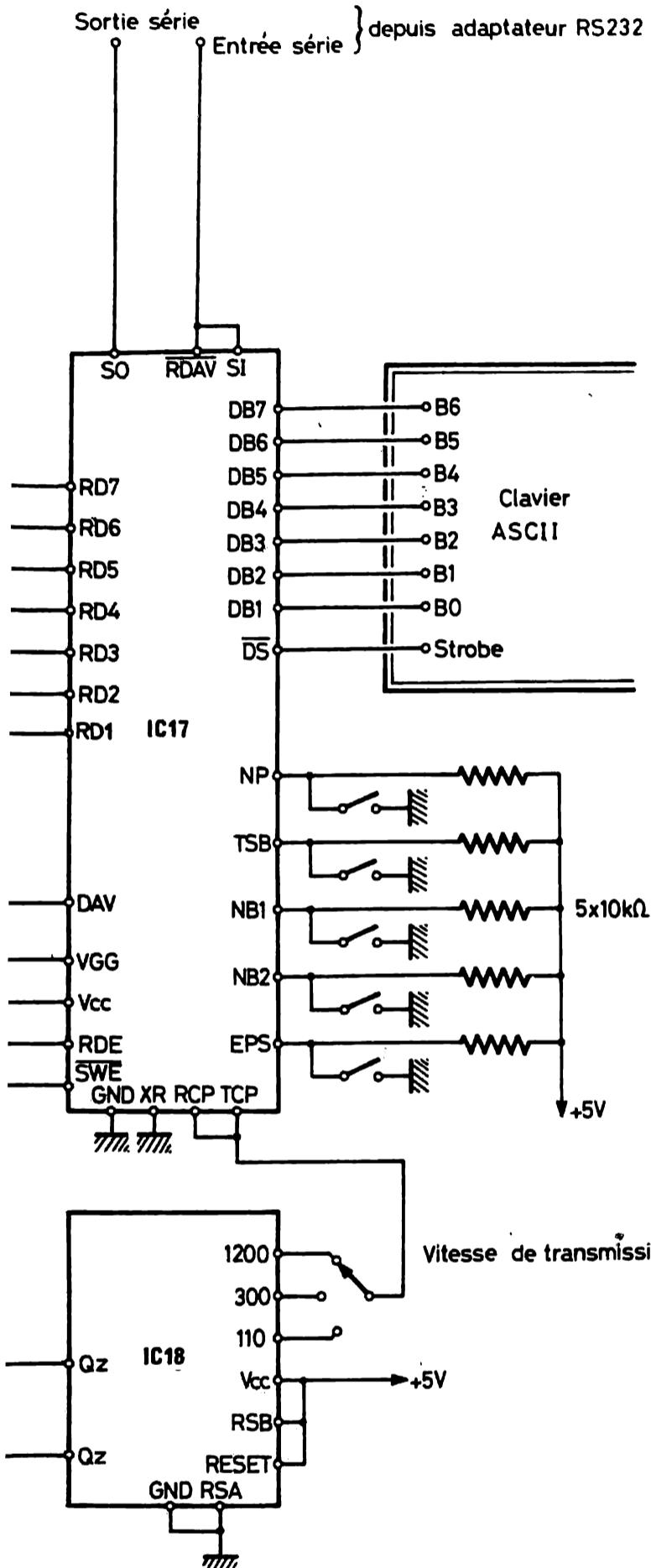
La figure 15 indique la programmation de la ROM ainsi que l'effet des caractères de contrôle sur le curseur ou sur l'écran.

Tout l'ensemble s'alimente en + 5 V sauf l'UART qui demande du - 12 V (ainsi d'ail-

leurs que le clavier ASCII) tandis que les circuits d'interface RS 232 dont nous parlerons le mois prochain (car l'on peut s'en passer pendant longtemps si le terminal est destiné au mini-ordinateur) demandent du + 12 V.

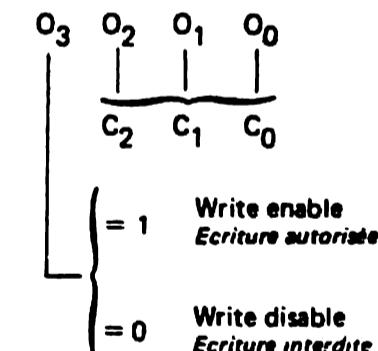
RESULTAT DE LA PROGRAMMATION SUR LE CODE ASCII

Function of 71301 E 0000
Fonction obtenue avec le code 20001 E-0000



b_7	0	0	0	0	1	1	1	1
b_6	0	0	1	1	0	0	1	1
b_5	0	1	0	1	0	1	0	1
b_4	0	0	0	0	NUL	DLE	SP	0
b_3	0	0	1	1	SOH	DC1	1	A
b_2	0	1	0	2	STX	DC2	2	B
b_1	0	0	1	3	ETX	DC3	=	C
0	1	0	4	EOT	DC4	S	4	D
0	1	0	5	ENQ	NAK	%	5	E
0	1	1	6	ACK	SYN	&	6	F
0	1	1	7	BEL	ETB	7	G	W
1	0	0	8	BS	CAN	(8	H
1	0	0	9	UPS	EM)	9	I
1	0	1	10	LF	SUB	:	J	Z
1	0	1	11	LUP	LF	+	k	j
1	1	0	12	Clear	H	<	L	i
1	1	0	13	Clear	RC	=	M	m
1	1	1	14	SO	RS	.	>	N
1	1	1	15	SI	US	?	o	o

ROM output code
Code sortie ROM



Ignored code
Code ignoré

Code : cursor movement
Code : mouvement du curseur

Fig. 14. – Le code ASCII et ses effets sur le curseur.

Ces alimentations sont, bien sûr, produites dans le terminal vidéo car nous avons voulu faire un ensemble autonome comme le montrent les photos, cependant il n'est pas exclu de prendre celles-ci sur le mini comme nous le verrons le mois

prochain ; quoi qu'il en soit le -12 V est découplé par un 22 nF et le +5 V par 220 μ F et plusieurs 22 nF répartis sur le circuit imprimé.

Nomenclature des composants

Afin de faciliter votre travail et pour répondre à un souhait plusieurs fois exprimé, nous vous indiquons dans le

tableau 1 la nomenclature complète des composants (hormis les résistances et condensateurs que vous pouvez compter sur le schéma complet).

Toujours afin de faciliter les choses, la Société FACIM qui

Key Touche	Codes (Hexadécimal)	Déplacement du curseur
CNTRL H	08	Retour d'une position à gauche
CNTRL I	09	Retour d'une position à droite
CNTRL J	0A	Descente d'une position
CNTRL K	0B	Montée d'une position
CNTRL L	0C	Effacement de la page et retour en haut à gauche
CNTRL M	0D	Effacement de la fin de ligne et retour en début de ligne
CNTRL Z	1A	Effacement de la ligne courante du curseur
SHIFT CNTRL K	1B	Descente d'une position
SHIFT CNTRL L	1C	Retour du curseur en haut à gauche
SHIFT CNTRL M	1D	Retour du curseur au début de la ligne

Other codes are either displayable characters or disable symbols. (see fig. 3)
Les autres codes sont soit des caractères inscriptibles, soit des caractères inhibés (voir fig. 3).

ROM 71301 PROGRAMMING
ROM 71301 PROGRAMMATIONS

Positive logic
Logique positive

Address Adresses	0 ₃	0 ₂	0 ₁	0 ₀
0 _{at} 127	1	0	0	0
128 _{at} 135	0	0	1	1
136	0	1	0	0
137	0	1	1	1
138	1	0	1	0
139	0	1	1	0
140	1	0	0	0
141	1	0	0	1
142 _{at} 153	0	0	1	1
154	1	1	0	1
155	0	0	1	0
156	0	0	0	0
157	0	0	0	1
158, 159	0	0	1	1
160 _{at} 254	1	1	1	1
255	0	0	1	1

Fig. 15. – Action des caractères de contrôle sur le curseur et tableau de programmation de la ROM.

réalise les circuits imprimés du mini-ordinateur et celui-ci, va réunir tous les semi-conducteurs ainsi que les composants un peu « exotiques » (quartz par exemple) ; prendre contact avec cette firme si vous êtes intéressé.

Au sujet du quartz du SFF 96 364 la valeur théorique est de 1 008 kHz pour éviter tout battement avec le 50 Hz se traduisant par des ondulations

sur l'écran ; cependant nous avons utilisé avec succès un 1 MHz sans problème.

Tous les circuits intégrés TTL peuvent être soudés ; par contre les LSI (L'UART, le SFF, le générateur de caractères, le 14 411 et les RAM) sont à monter sur support (de préférence).

Le boîtier dans lequel nous avons logé la carte supportant

le schéma de la figure 13, l'alimentation + 5, + 12, - 12 stabilisée, l'interface RS 232, visible sur les photos est un boîtier du commerce type 5060/24 de SISTEMA GI (NORD RADIO et autres annonceurs de la revue).

Conclusion de cette étude

Nous espérons avoir réussi à démystifier un peu ces techniques nouvelles sans avoir été

trop difficile à comprendre. Quoi qu'il en soit, même si des points sont restés obscurs, cela ne vous empêchera pas de réaliser le terminal avec succès et surtout de prendre plaisir à l'utiliser, car comme nous allons le voir aussitôt après sa réalisation, nous pouvons rivaliser avec les minis du commerce ; les PET, APPLE II et autres n'ont qu'à bien se tenir !...

A propos des articles déjà publiés

Le volume de texte que nous avons écrit sur ce sujet étant assez important, quelques incohérences sont apparues à certains lecteurs ; de plus certains détails semblent à préciser, ce que nous allons faire ci-après en vous priant de nous pardonner pour les problèmes que cela a pu vous causer.

– Sur toutes les cartes les amplis de données sont des 8T 28 ; le 8T 26 utile pour la compatibilité Exorciser ne peut être utilisé pour l'instant car la carte ICAH est directement sur le bus.

– Les DM 8838 ou DS 8838 sont fonctionnellement identiques aux 8T 28 mais leur brochage est complètement diffé-

Repère	Nombre	Type et équivalents	Remarque
IC ₁ à IC ₆	6	RAM 2102 450 ns de temps d'accès	Idem carte 4K
IC ₇	1	7408 TTL	
IC ₈	1	74 LS 00 TTL LS !	
IC ₉	1	74 LS 04 TTL LS !	
IC ₁₀	1	74 LS 174 TTL LS !	
IC ₁₁	1	RO-3-2513 General Instrument ou 2513 Signetics	
IC ₁₂	1	74 LS 165 TTL LS !	
IC ₁₃	1	74 LS 163 TTL LS !	
IC ₁₄	1	SFF 96 364 A SESCOSEM	
IC ₁₅	1	74132 ou 74 LS 132	
IC ₁₆	1	ROM SFC 71 301-1-0	
IC ₁₇	1	TMS 6011 NC Texas ou AY-5-1013 General Instrument ou MM 5303 National Semiconductor ou 2536 Signetics, ou COM 2505 de SMC ou TR 1602 de Western Digital	
IC ₁₈	1	MC 14411 P Motorola	
T ₁ , T ₂	2	2N 2219 A, 2N 2222 A	
D ₁ , D ₂	2	1N 914, 1N 4148	
Quartz	1	Quartz 1 000 kHz ou mieux 1 008 kHz	
Quartz	1	Quartz 1,8432 MHz	

Tableau 1. – Nomenclature des composants du terminal vidéo.

Repère	Nbre	Type et équivalent	Remarque
sans	1	LM 340 TS, μ A 7805...	Régulateur + 5 V 1 A boîtier TO 220
sans	1	LM 340 T 12, μ A 7812...	Régulateur + 12 V 1 A boîtier TO 220
sans	1	LM 320 T 12, μ A 7912...	Régulateur - 12 V 1 A boîtier TO 220
sans	2	ponts redresseurs BY 164	
sans	1	transfo 220 V - 8 V 1 A	
sans	1	transfo 220 V - 2 x 12 V 0,2 A	
sans	3	chimiques 680 μ F 25 V (ou plus)	100 V 1,5 A

Tableau 2. – Composants de l'alimentation du terminal vidéo.

```

0010 8E 007F LDS    $$007F
0013 CE 00E1 DEBUT LDX    $$E1
0016 09      BOUC1  DEX
0017 DF 09      STX    XTEMP
0019 8D 55      BSR    AFFI
001B DE 09      LDX    XTEMP
001D 26 F7      BNE    BOUC1
001F CE 0003      LDX    $$03
0022 8D 34      BSR    INCR
0024 81 06      CMP A  $$06
0026 26 EB      BNE    DEBUT
0028 6F 01      CLR    1,X
002A 80 20      BSR    INCR
002C 81 06      CMP A  $$06
002E 26 E3      BNE    DEBUT
0030 EF 01      CLR    1,X
0032 CE 0004      LDX    $$04
0035 A6 01      LDA A  1,X
0037 8B 01      RRD A  $$01
0039 19      DRA
003A 85 F0      BIT A  $$F0
003C 27 06      BEQ    SUIT1
003E 6F 01      CLR    1,X
0040 6C 00      INC    0,X
0042 20 CF      BRA    DEBUT
0044 A7 01      STA A  1,X
0046 81 04      CMP A  $$04
0048 26 C9      BNE    DEBUT
004A A6 00      LDA A  0,X
004C 81 02      CMP A  $$02
004E 27 02      BEQ    SUIT2
0050 20 C1      BRA    DEBUT
0052 6F 00      SUIT2  CLR    0,X
0054 6F 01      CLR    1,X
0056 20 BB      BRA    DEBUT

```

Fig. 16. – Listing du programme d'horloge modifié.

```

*SOUS PROGRAMME INCR
0053 A6 00      INCR   LDA A  0,X
005A 8B 01      ADD A  $$01
005C 19      DRA
005D 85 F0      BIT A  $$F0
005F 25 06      BNE    SUIT3
0061 A7 00      STA A  0,X
0063 31      INS
0064 31      INS
0065 20 AC      BRA    DEBUT
0067 6F 00      SUIT3  CLR    0,X
0069 09      DEX
006A 6C 00      INC    0,X
006C A6 00      LDA A  0,X
006E 09      DEX
006F 39      RTS

*SOUS PROGRAMME AFFI
0070 86 20      AFFI   LDA A  $$20
0072 97 03      STA A  AAFFI
0074 CE 0000      LDX    $$00
0077 A6 00      BOUC4  LDA A  0,X
0079 4C      INC A
007A 03      INX
007B DF 06      STX    XAFFI
007D CE E3C9      LDX    $$E3C9
0080 08      BOUC2  INX
0081 4A      DEC A
0082 26 FC      BNE    BOUC2
0084 7F 8022      CLR    $8022
0087 A6 00      LDA A  0,X
0089 B7 8020      STA A  $8020
008C 96 08      LDA A  AAFFI
008E B7 8022      STA A  $8022
0091 CE 0040      LDX    $$0040
0094 09      BOUC3  DEX
0095 26 FD      BNE    BOUC3
0097 DE 06      LDX    XAFFI
0099 8C 0006      CPX    $$0006
009C 27 05      BEQ    FIN
009E 74 0008      LSR    AAFFI
00A1 20 D4      BRA    BOUC4
00A3 39      FIN    RTS

```

Fig. 16. – Suite du listing.

```

XXXX 86 11
B7 8008 LDA A # % 0001 0001
7E E39A STA A ACI AS
JMP   J BUG

```

Fig. 17. – Listing du programme à ajouter pour LOAD (voir texte).

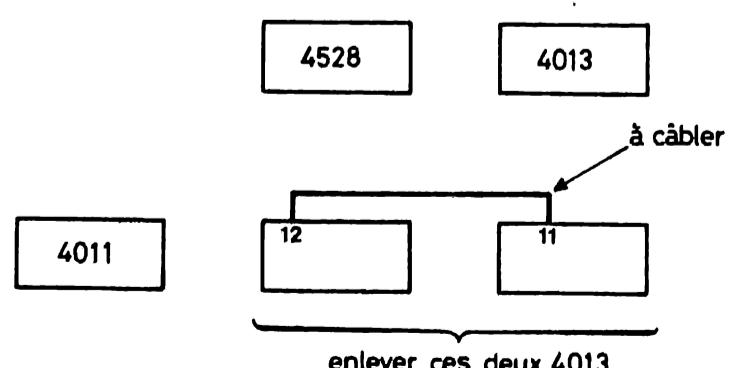


Fig. 18. – Modification de la carte ISA pour le programme de la figure 17 (voir texte).

Repère	Nbre	Type et équivalent	Remarque
sans	1	MC 1489	Non indispensable au début des essais
sans	1	MC 1488	
sans	4	zeners 15 V 0,4 W	

Tableau 3. – Composants de l'interface RS 232.

rent ce qui les rend inutilisables.

- Les amplis de bus sur la carte MPU sont indispensables à ce stade de la réalisation (plus de 2 cartes sur le bus).

- Les amplis d'adresses peuvent être des 8T 95 ou des 8T 97 mais surtout pas des 8T 96 ni des 8T 98.

- Dans le programme n° 1 H.P. n° 1636, p. 214 ; après exécution le contenu du CC peut ne pas être E₉ comme indiqué ; cela n'a aucune importance.

- La touche N (pas à pas) ne peut s'utiliser seule ; il faut d'abord placer un point d'arrêt au moyen de V puis lancer le programme et quand celui-ci s'arrête sur le point du même nom l'action sur N le fait fonctionner en pas à pas.

- Le schéma des activations des amplis de bus de la carte MPU sera publié le mois prochain pour satisfaire à une demande importante.

- Le programme d'horloge publié dans le n° 1639 page 192 peut ne pas fonctionner dans certains cas ; en effet il comporte 2 fois, une instruction INCA suivie d'un DAA ; or théoriquement INCA n'agit pas sur le bit H du CC qui est utilisé par DAA. L'expérience montre que, sur beaucoup de 6800, cela marche quand même (pour des raisons que nous exposerons par ailleurs) mais dans certains cas l'horloge avance 7 par 7. Pour que cela rentre dans l'ordre, il faut remplacer les INCA précédant les DAA par des ADDA # S 01. Comme cela demande des calculs de déplacements puisque les instructions sont de longueur différente, nous avons réécrit le listing qui vous est proposé figure 16.

- Dans la description de la mise en service de la carte ISA, une erreur s'est glissée page 256 n° 1642 chapitre « Remarque ». Le fil isolé à mettre en place sous le circuit ne doit pas relier le point commun 10 kΩ - 100 kΩ à la patte 14 du 3302 mais au point commun des 22 nF situés à côté de cette patte 14.

- Plusieurs lecteurs nous ont fait part de problèmes lors de l'utilisation de la commande L pour des programmes un peu

longs ; cela est normal ; nous vous expliquerons pourquoi le mois prochain et nous résoudrons ces problèmes (sans aucune modification, assurez-vous ! cela est, répétons-le, normal).

Pour pouvoir cependant utiliser le load de J-BUG il convient de rentrer n'importe où en mémoire RAM le programme de la figure 17 et de remplacer l'action sur L par un XXXX G où XXXX représente l'adresse de la première instruction du programme de la figure 17 ; il faut également enlever les deux 4013 de la carte ISA et relier par un fil la patte 12 de celui qui est à droite du 4011 à la patte 11 de celui qui le suit comme indiqué figure 18.

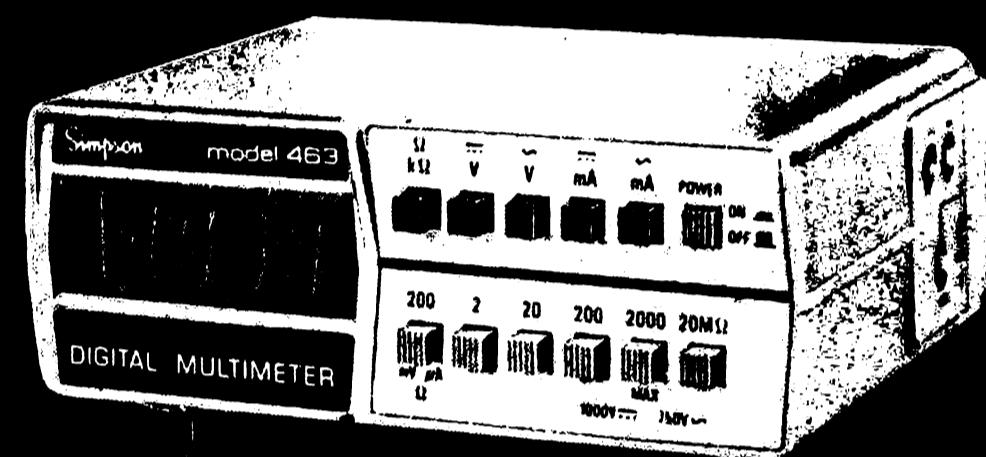
C. TAVERNIER

(à suivre...)

Bibliographie

Les schémas et documents relatifs au SFF 96 364 sont extraits de la notice technique de ce circuit avec l'aimable autorisation de la SESCOSEM.

**portatif,
robuste et
supersensible,
ça existe!**



SIMPSON 463

Il offre une précision de 0,2 % en tension continue, une sensibilité de 100 µV, 100 nA ou 0,1 ohm, un fonctionnement sur une seule pile de 9 V pendant plus de 200 heures, un affichage à cristaux liquides de 12,7 mm bien visible et une excellente protection contre les surcharges qui atteint 1100 V sur toutes les gammes voltmètre et 250 V sur les gammes ohmmètre.

Et il offre bien d'autres choses encore...



8, rue Sainte-Lucie • 75015 Paris
Tél. : (1) 577.95.70 • Télex : 260073.

LA TABLE DE LECTURE



SONY PS-B 80

LES grands de la Hi-Fi japonaise se lancent dans des démonstrations de leur savoir faire, cette fois, c'est au tour de Sony qui présentait au dernier Festival du Son un tourne-disque presque tout à fait original puisqu'il offre des particularités comme un réglage électronique de la force d'appui, un nettoyeur de diamant, des fonctions automatiques et, ce qui est sans doute plus intéressant, un dispositif de contrôle des résonances bras-cellule, le tout est associé à... un micro-processeur...

Présentation

Ce bras est sans doute le plus lourd du moment, du moins par son aspect. Du côté de

l'axe, nous avons en effet un gros bloc, très massif qui déborde de part et d'autre de cet axe. Sur la gauche de l'axe se dresse une colonette. Sous la place de la cellule au repos, nous trouvons un cylindre métallique qui protège un carrousel de brosses, chargées du nettoyage de la pointe.

Un bandeau déborde du capot et offre toutes les commandes sous forme de touches mécaniques associées à de petits voyants à diodes Led. Une douzaine de touches en tout. Lorsque l'appareil est allumé, un nombre apparaît, il s'agit de la force d'appui.

Le plateau n'a pas eu droit à son traditionnel stroboscope, cela ne l'empêche pas d'être massif. L'ensemble repose sur quatre pieds réglables, des pieds d'un diamètre tout à fait appréciable.

Fonctions

Avant d'aborder une étude technique un peu plus complète, nous allons faire le tour de ce qu'offre ce tourne-disque hors du commun.

C'est un tourne-disque dont la vitesse de rotation du plateau est pilotée par un système à asservissement de phase et verrouillage par quartz.

La vitesse est sélectionnée par boutons poussoirs et n'est pas réglable. Deux vitesses sont proposées, 33 et 45 t/mn.

La force d'appui est réglée électroniquement, c'est un potentiomètre qui est utilisé. Cette force est affichée directement sur un cadran. Il n'y a pas besoin de faire de réglage de force d'appui au moment du changement de cellule, ce

réglage est entièrement automatique.

Les déplacements du bras sont commandés par des moteurs linéaires situés à l'intérieur du bras, un moteur est utilisé pour les déplacements horizontaux et un autre pour les déplacements verticaux. Un système d'asservissement limite la vitesse pour permettre une pose lente. On peut aussi laisser tomber le bras sur le disque, il ne se passera rien, la pointe ira délicatement toucher les flancs du silon. Deux boutons commandent les déplacements latéraux du bras.

La pose peut être automatique. Un système de détecteurs photo-électriques s'assure de la présence d'un disque sur le plateau et autorise ou non la dépose de la pointe. Lors d'une commande manuelle, aucune

sécurité n'est assurée, on peut fort bien demander à la pointe de se poser sur le plateau, les détecteurs de présence ne feront rien pour l'empêcher.

Un bouton permet de descendre ou de faire monter la pointe, elle restera alors en place. Une touche commande le départ automatique et l'arrêt nous avons également un système de mémorisation de la position du bras. Ce système met en mémoire une position d'arrêt et une position de pose. Ce dispositif permet de poser la pointe à l'endroit sélectionné, la lecture s'achèvera à l'endroit choisi. Un bouton de répétition permet de lire une seconde fois la même portion d'un disque.

Autre bouton amusant c'est celui du nettoyeur de diamant. On connaît depuis long-temps les balais que la pointe venait effleurer latéralement en revenant à sa place. Ici, nous avons un bouton qui entraîne une série de petits pinceaux qui, fort délicatement, vont nettoyer la pointe en se promenant d'arrière en avant, suivant ainsi les conseils de tous les spécialistes. Suprême raffinement, ce nettoyeur de diamant ne peut fonctionner que lorsque le bras est en position de repos, ce qui est tout à fait normal. Comme nous sommes

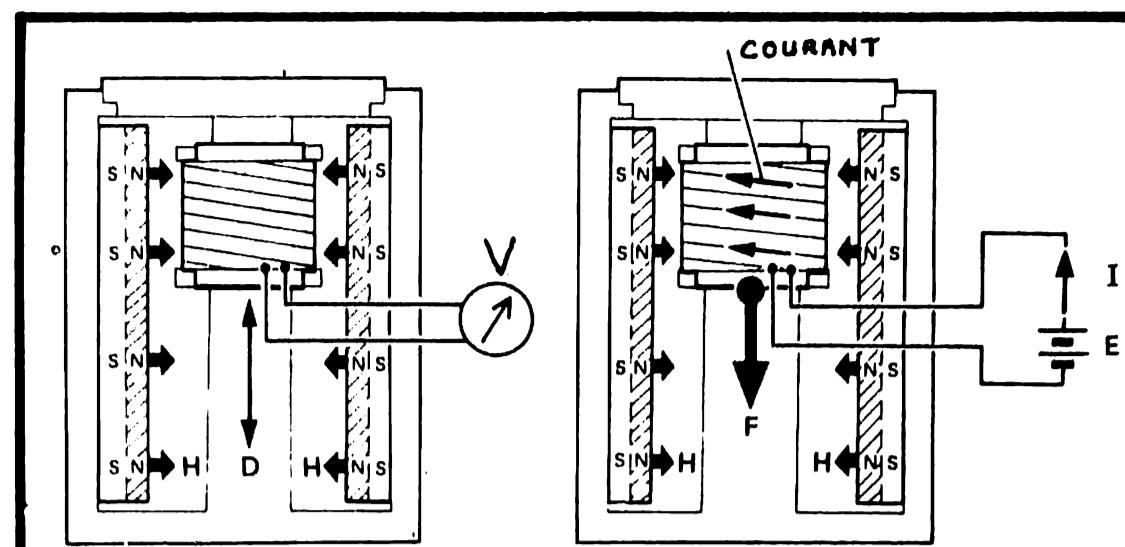


Fig. 1. -- Le moteur linéaire.

très exigeants, nous aurions préféré carrément un cycle de nettoyage avant chaque lecture... Quand on a un micro-processeur à sa disposition pourquoi pas ?

Etude technique

Ce tourne-disque n'est pas simple. Commençons par le plus élémentaire, c'est le moteur. C'est un moteur sans fer, d'un côté, un aimant en couronne, de l'autre, une plaque de champ et entre les deux, quatre bobines et deux détecteurs de position à effet Hall.

La détection de la vitesse se fait par le plateau, une couche magnétique est déposée sur

une couronne interne ; elle défile devant une tête multipolaire, cette tête et cette piste constituent une génératrice tachymétrique.

La détection de présence de disques

Nous retrouvons ici le principe utilisé par Sharp. Sous le plateau sont installés trois photo-transistors. Ces éléments sont fixes. Sur la colonne érigée à gauche du bras, nous avons des diodes LED travaillant dans l'infrarouge. Lorsqu'un disque de 30 cm est sur le plateau, tous les phototransistors sont occultés, le bras se déposera

au début d'un disque de 30 cm, pour un 45 t/mn, standard, le bras se dépose à 17 cm. En l'absence de disque, pas de pose, le bras retourne à son point de départ. Le plateau porte une série de réflecteurs permettant à la lumière de frapper les phototransistors.

Les moteurs linéaires (fig. 1)

Le constructeur utilise pour son bras des moteurs linéaires. Ce type de moteur est utilisé sur certains enregistreurs. On dispose d'un circuit magnétique polarisé par un aimant permanent. Sur ce circuit, nous avons une bobine parcourue par un courant. Le courant crée une force dans la bobine qui est solidaire du bras et le fait se déplacer.

Associée à ce moteur se trouve une autre bobine, pratiquement identique, elle est associée à un autre circuit magnétique, presque le même. Cette seconde bobine servira de détectrice de vitesse, à ses bornes, on trouvera une tension proportionnelle à sa vitesse de déplacement.

Ce type de moteur n'est pas nouveau dans le domaine du tourne-disque, on se souvient

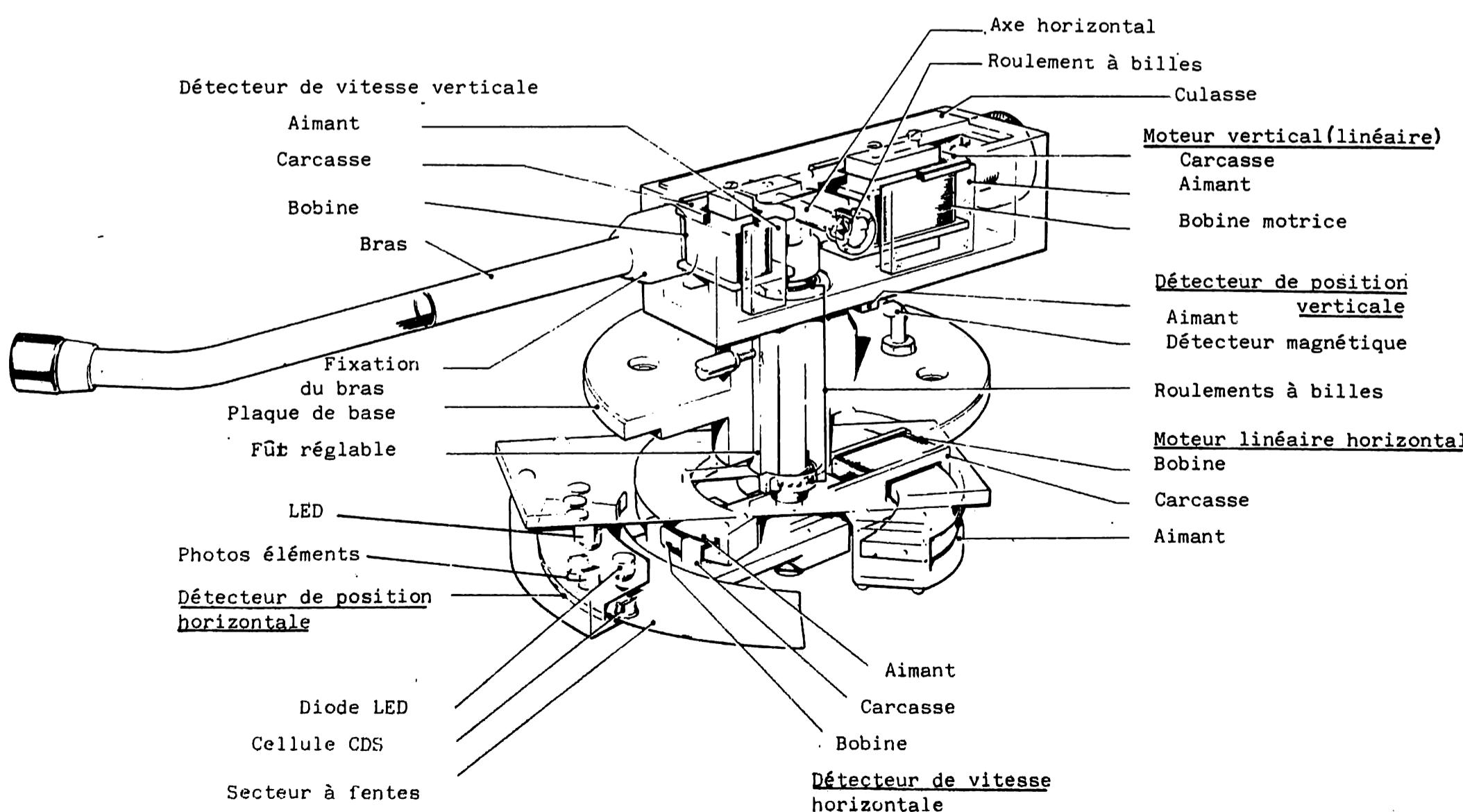


Fig. 2. -- Le bras électronique de la PS-B 80.

du tourne-disque de Braun présenté dans nos colonnes il y a deux ans et qui utilisait un bras à entraînement direct, un bras à moteur d'une conception proche dans son principe de celle de cet appareil. Ici Sony est allé plus loin. Sur la table de lecture PS 550 de Braun, il n'y a que les mouvements horizontaux qui soient soumis à l'action d'un moteur. Ici, tous les déplacements sont contrôlés. En outre, une électronique complexe a été mise en œuvre pour l'élimination des résonances bras-cellule.

Le bras de lecture écorché est représenté sur la figure 2

La détection de position

Deux types de détection de position sont utilisés ici. La détection des mouvements horizontaux se fait par un dispositif optique. Un secteur métallique usiné par gravure chimique comporte un grand nombre de fentes. L'arrière du secteur est éclairé par des diodes électroluminescentes.

Derrière des caches sont placés des phototransistors. Ces composants reçoivent la lumière des diodes au travers d'une fente. Les deux fentes sont décalées de sorte que l'un des phototransistors soit éclairé pendant que l'autre est éteint. Celà permettra de connaître le sens de déplacement du bras et de compter les fentes. Nous avons ainsi une

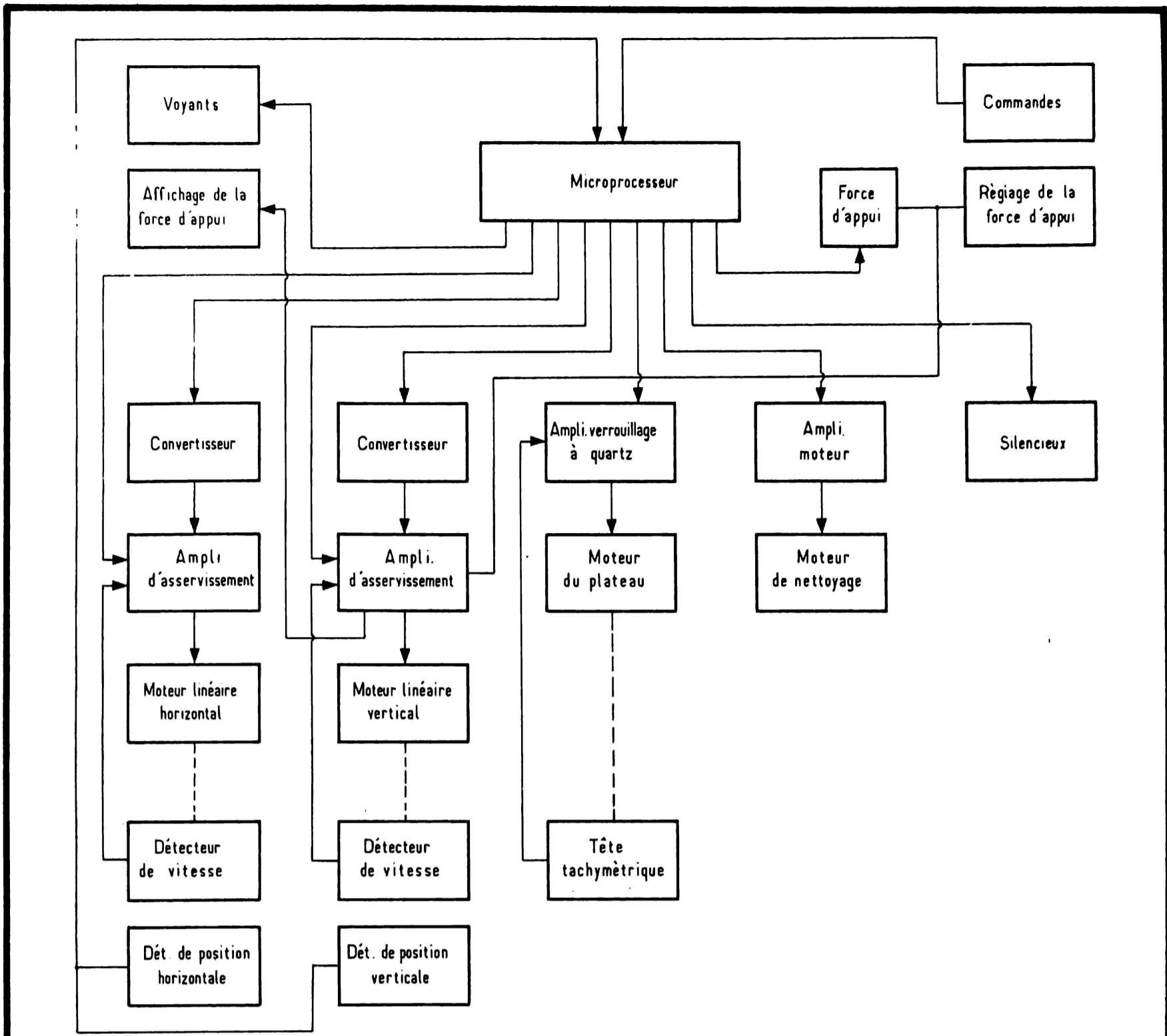


Fig. 3. – Schéma synoptique du cerveau électronique.

détection digitale de la position horizontale. Un compteur décompteur donne la place du bras. Le comptage commence à partir de la position de repos, position commandée automatiquement.

Le système de détection de position verticale est différent. En effet, il faut ici détecter un angle très petit. Le principe

employé est celui du potentiomètre à magnétorésistances. Les magnétorésistances sont des résistances dont la valeur se modifie avec le champ magnétique qu'elles reçoivent. Deux éléments sont montés en série et on prend la tension du point milieu des éléments. Un aimant solidaire du bras détermine un champ magnétique dans lequel la magnétorésistance est installée.

(8841) reçoit des informations d'une série de capteurs, vitesse, déplacement, il reçoit aussi des ordres de mise en route, d'arrêt et de conservation en mémoire.

Ce micro processeur assure aussi la gestion de la vitesse de rotation du moteur ainsi que les asservissements de positions horizontale et verticale du bras. C'est aussi lui qui commande l'application de la force d'appui.

Le constructeur aurait pu aller encore plus loin dans le réglage de force d'appui en appliquant une force d'appui proportionnelle au niveau de modulation. On sait que les disques fortement modulés nécessitent une force d'appui plus importante que ceux qui le sont moins. On aurait donc pu modifier temporairement la force d'appui pour permettre de lire les passages en fonction de leur difficulté.

Le microprocesseur reçoit aussi les signaux des phototransistors de détection de

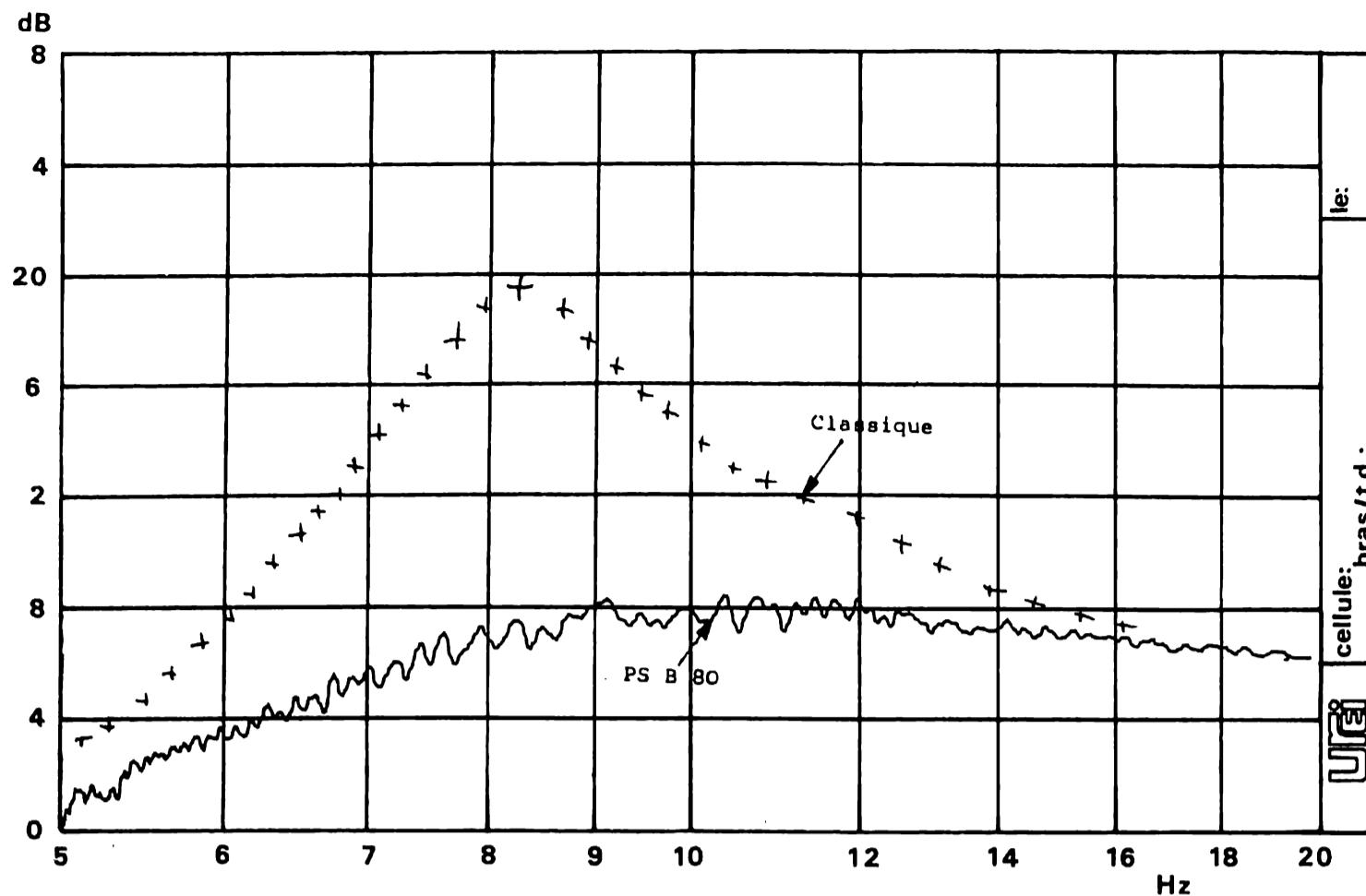


Photo A. – Le tableau de bord de la PS-B-80.

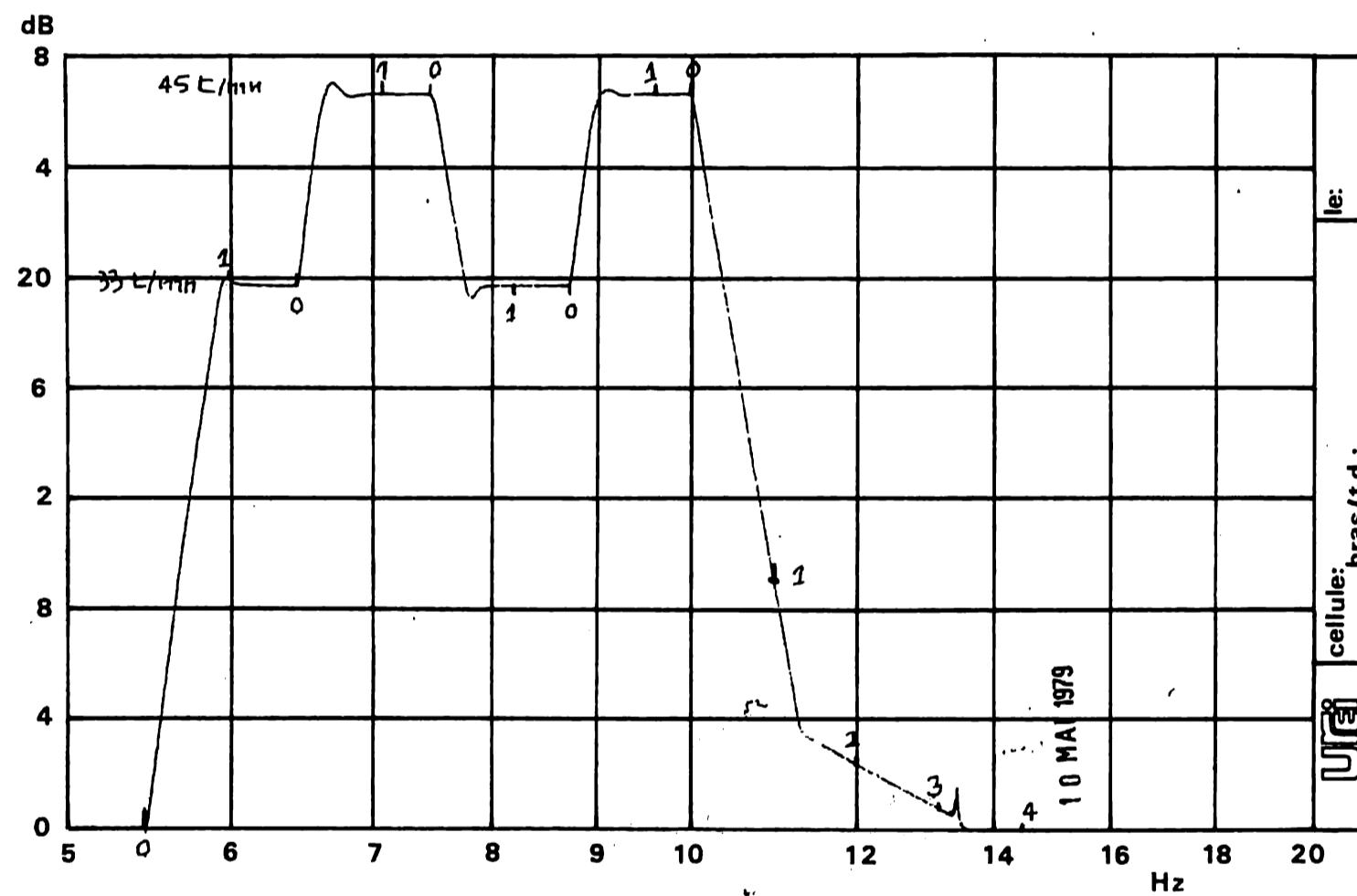
Le cerveau électronique

Nous avons maintenant (fig. 3) tous les éléments nécessaires aux commandes et aux déterminations des vitesses et positions du bras. Tous ces éléments vont maintenant être dirigés vers un cerveau.

Ce cerveau assure une multitude de fonctions. Notre synoptique donne une idée de ce qui se passe dans l'intimité de cette table de lecture. Le microprocesseur il se nomme



Courbe A. -- Courbe de résonance de la table de lecture PS-B 80 avec tête de lecture XL 55. On constate l'absence virtuelle de résonance. La courbe supérieure est celle d'un bras classique.



Courbe B. -- Courbe de montée en vitesse et de ralentissement.

position, choisies par l'utilisateur.

Le microprocesseur travaille avec un cycle de $3\ \mu s$, il dispose d'une mémoire RAM de 128 mots de 4 bits, et est associé à une ROM (mémoire à lecture seule) de 2048 mots de 8 bits (16k).

Peu de détails sont disponibles pour le moment, les textes techniques concernant le produit sont encore écrits en japonais.

Le système utilisé ici permet de résoudre les problèmes de résonance du bras, aussi bien

pour les mouvements verticaux que pour les mouvements horizontaux.

La résonance basse des bras, dont les paramètres sont déterminés par la masse ramenée du bras et la compliance de la cellule, est néfaste sur plusieurs points : diaphonie, perte de lisibilité, accentuation des défauts dus à la non planéité du disque, les sons graves perdent leur sécheresse.

Les premiers systèmes expérimentés utilisaient un amortissement à huile. (1951, C. Bachman). En 1957, B.

Bauer préconisait une découpe du bras en deux parties, en introduisant une section souple pour créer une anti-résonance.

Le système à amortissement par huile a l'inconvénient d'être sensible à l'humidité et à la température, l'huile vieillit et perd ses caractéristiques dans le temps, sans oublier les pertes.

Le système d'amortissement anti-résonnant exige une modification en cas de changement de la cellule.

Avec l'asservissement en

vitesse du Biotracer (nom donné au bras Sony), on élimine, comme nous le verrons plus loin, les résonances dans le grave. Le système est relativement complexe, il faut beaucoup de circuits intégrés analogiques et numériques pour réaliser ces fonctions.

Réalisation

Le socle de la table de lecture repose sur quatre amortisseurs en caoutchouc, ces amortisseurs ont une hauteur ajustable, ce qui permet de modifier l'horizontalité de l'installation en fonction du support.

Le socle est réalisé dans une matière moulée dans laquelle on trouvera une résine associée à une poudre minérale, le tout étant moulé sous pression. Ce système permet de réaliser des formes complexes identiques à celles que l'on pourrait avoir avec un moulage du métal. Ce matériau offre l'avantage d'être inerte et par conséquent d'amortir les vibrations pouvant arriver de l'extérieur. Ce matériau peut être taraudé pour la fixation d'éléments externes.

Le moteur est d'une facture classique, quatre bobines, deux détecteurs Hall, un aimant en couronne.

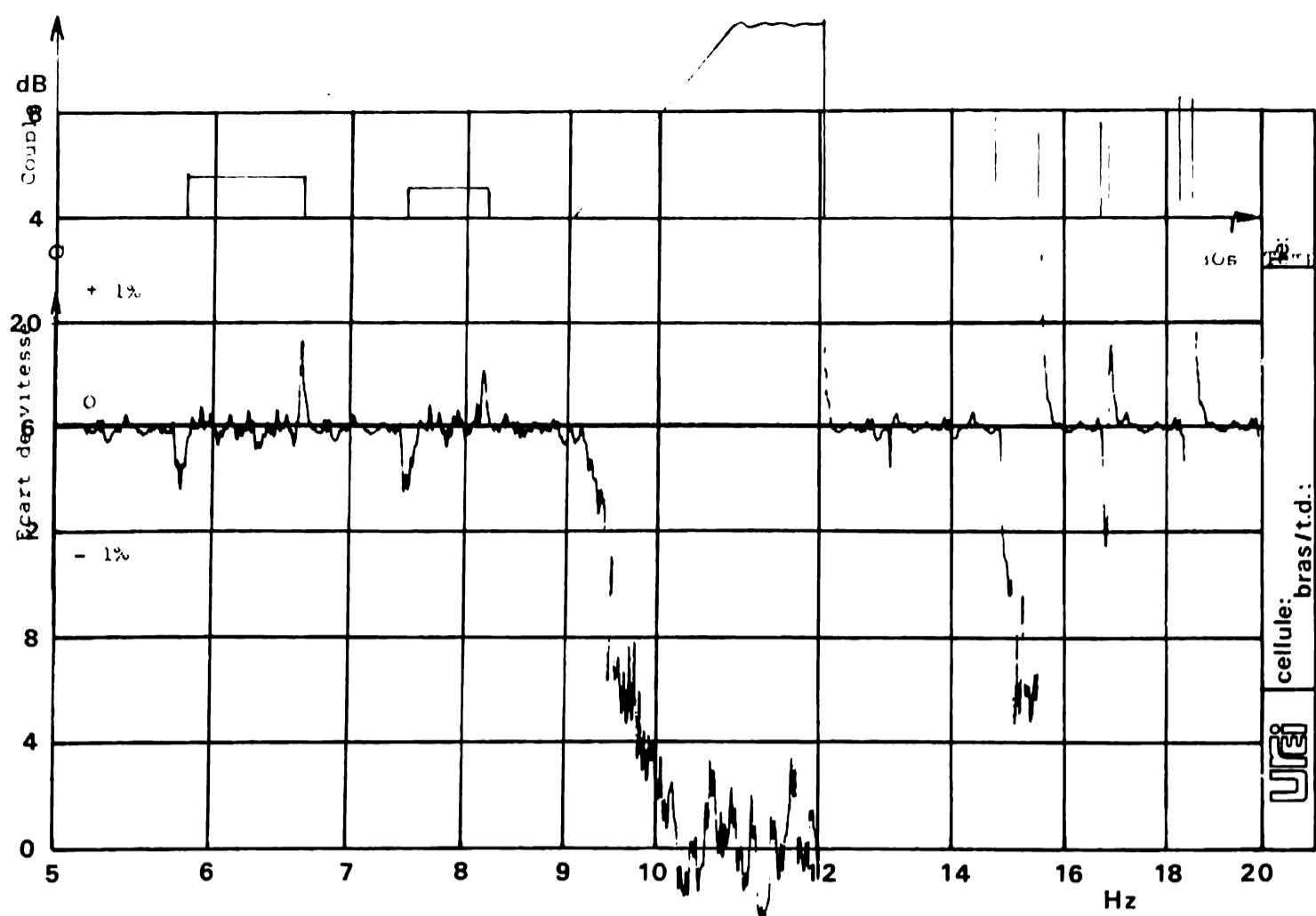
Les moteurs linéaires utilisent divers aimants en ferrite, le moteur du déplacement horizontal s'apparente à un équipage mobile de galvanomètre.

Les circuits imprimés sont en stratifié bakélisé un circuit double face est employé pour le microprocesseur, un simple face pour les autres.

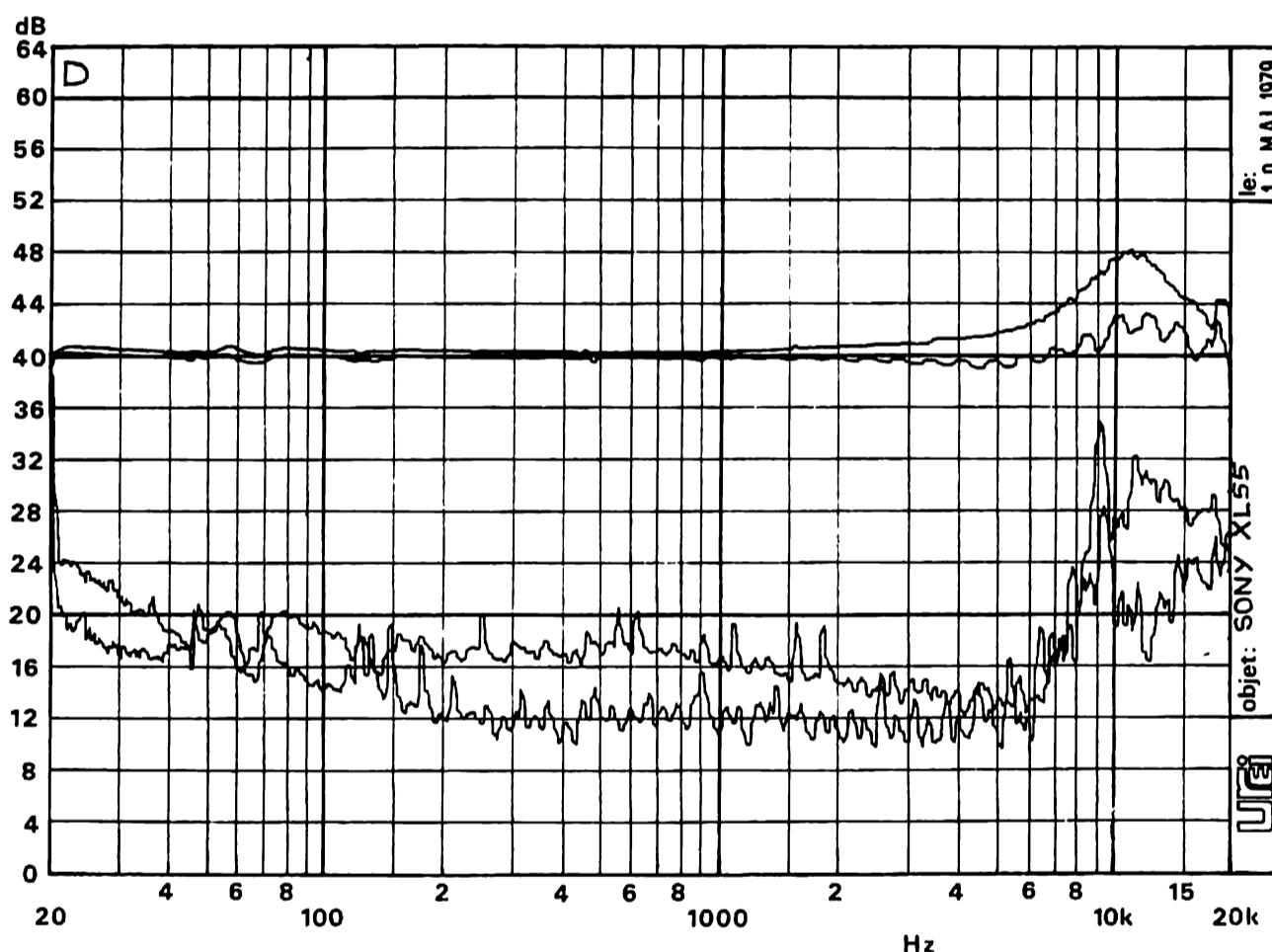
Les connexions, fort nombreuses, sont confiées à des câbles terminés par des connecteurs. Nous avons eu là affaire à un prototype très avancé, cet état de « proto » se manifestant par certaines soudures refaites ou encore par un circuit ajouté au milieu des autres.

Mesures

Nous laisserons au constructeur la responsabilité de la stabilité de vitesse. Le système



Courbe C. - Courbe de variation de vitesse avec le couple résistant.



Courbe D. - Courbe de réponse de la tête de lecture SONY XL 55. En bas : diaphonie.

est piloté par quartz, cette stabilité sera sans aucun doute plus que suffisante pour les utilisations traditionnelles d'un tourne-disque.

Le taux de pleurage et de scintillement mesuré est de 0,03 %, nous sommes à la limite de la mesure.

Le rapport signal sur bruit non pondéré est de 46 dB ; avec pondération, nous avons mesuré 73 dB. Avec un système de mesure du type puissance, le rapport signal sur bruit 78 dB (pondéré). Nous avons donc là des performan-

ces tout à fait excellentes. Si vous installez une table de lecture de ce type dans un endroit qui n'est pas très bien isolé, il y a de fortes chances pour que les moindres vibrations, ne serait-ce que celles venant des enceintes par la voie des airs, perturbent la lecture. Les simples vibrations d'un transformateur permettent de perdre 5 à 6 dB de rapport signal/bruit. La perte du rapport signal/bruit sera du même ordre de grandeur. N'oubliez pas que le disque est une membrane mince, prête à

vibrer, sa surface est importante et cette membrane n'est souvent suspendue qu'à sa périphérie, exactement comme une peau de tambour... Une nouvelle voie de recherche pour les fanatiques.

La courbe A donne la résonance, si l'on peut dire, du bras équipé d'une cellule Sony XL 55. Nous donnons, en pointillé une courbe classique mesurée avec une table de lecture dite conventionnelle. La différence est flagrante, la résonance est virtuellement supprimée.

La courbe B est celle du temps de démarrage de changement de vitesse et d'arrêt de cette table de lecture. On notera que le temps de stabilisation de la vitesse est très court et que l'arrêt se fait en deux phases, l'une avec inversion du courant, l'autre, lorsque la table de lecture est pratiquement stoppée.

La courbe C est une courbe qui concerne l'asservissement de vitesse du plateau. Nous appliquons un couple résistant à la table de lecture, suivant le diagramme représenté au-dessus. Au relâchement, il y a accélération du moteur et stabilisation de la vitesse. Nous provoquons aussi un décrochage de l'asservissement. On note ici la présence d'un dépassement suivi d'un rattrapage très rapide de la vitesse nominale.

La courbe D est celle de réponse de la cellule XL 55, associée au préamplificateur HA 55 que nous allons étudier ci-après.

Des mesures d'un très haut niveau, une efficacité incontestable de l'asservissement du bras, dans son rôle de suppresseur de résonance basse de l'association bras/cellule.

Le préamplificateur HA-55

Si les techniques utilisées dans ce préamplificateur ne sont pas aussi complexes que celles auxquelles Sony a fait appel au cours de l'élaboration de cette table de lecture, on trouvera tout de même des éléments importants dans le schéma de ce préamplificateur pour cellule à bobine mobile.

Ce préampli est une boîte que l'on alimente sur le secteur. Ses entrées permettent de recevoir la tension d'une cellule classique ou à bobine mobile, autrement dit magnéto ou électrodynamique. Pour le fonctionnement avec cellule magnétodynamique, on passe tout simplement de l'entrée à la sortie sans préampli. Pour les autres, un préamplificateur linéaire à faible impédance, d'entrée, 25 ou 100 Ω relèvera de 27 dB le niveau de sortie de

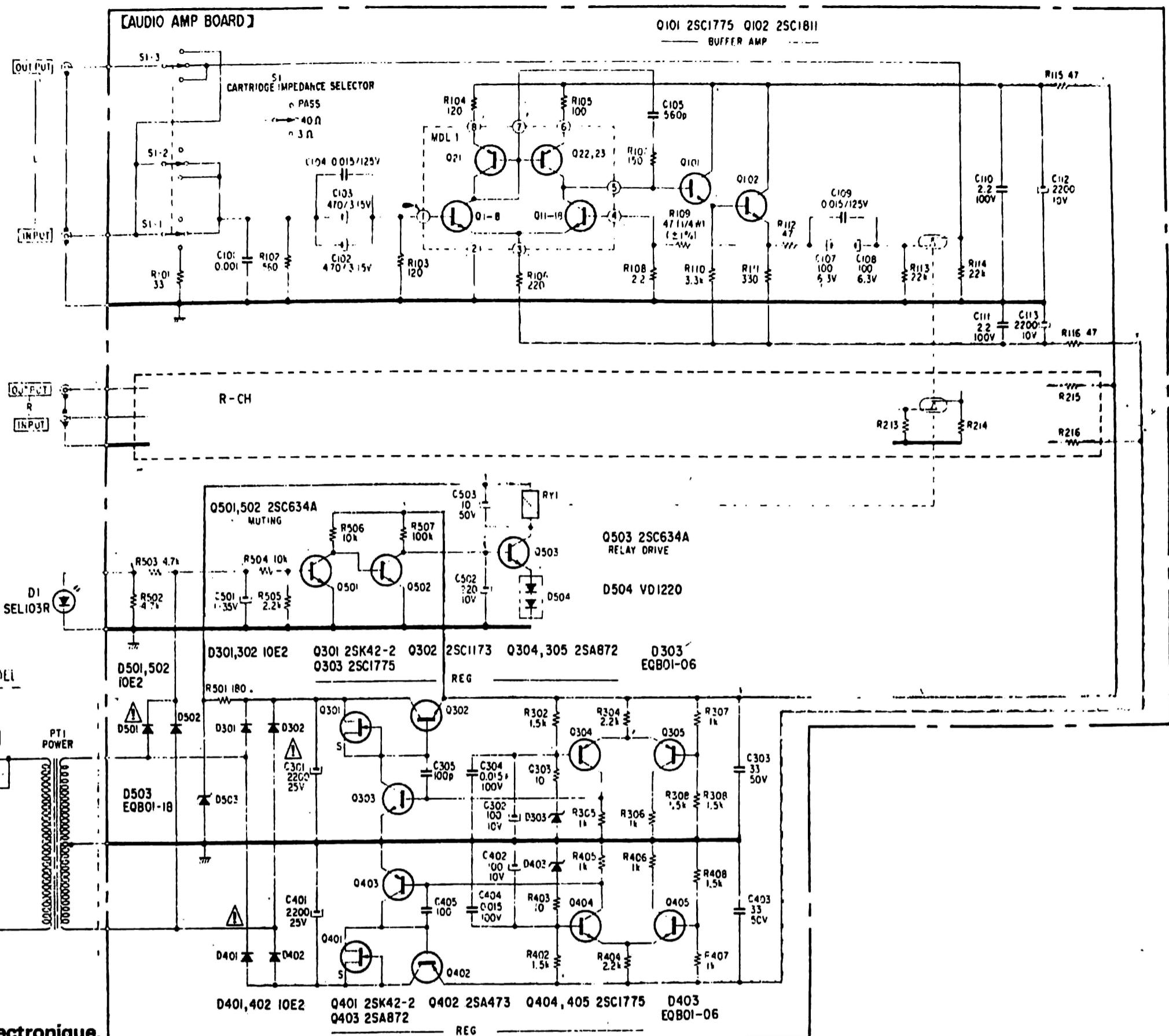


Fig. 4. — L'électronique.

cellules dont l'impédance nominale sera de 3 ou $40\ \Omega$.

Le préampli se présente comme une boîte allongée, les faces latérales sont de couleur rouge brique, l'avant est anodisé, le reste est presque noir.

Etude technique

Le montage utilisé est à très basse impédance. Les condensateurs chimiques ont été doublés par des condensateurs au mylar. Cette mise en parallèle prend de l'importance car les impédances sont faibles.

Nous trouvons cette mise en parallèle pour l'entrée, la sortie, le découplage de l'alimentation, et celui des diodes zener de l'alimentation.

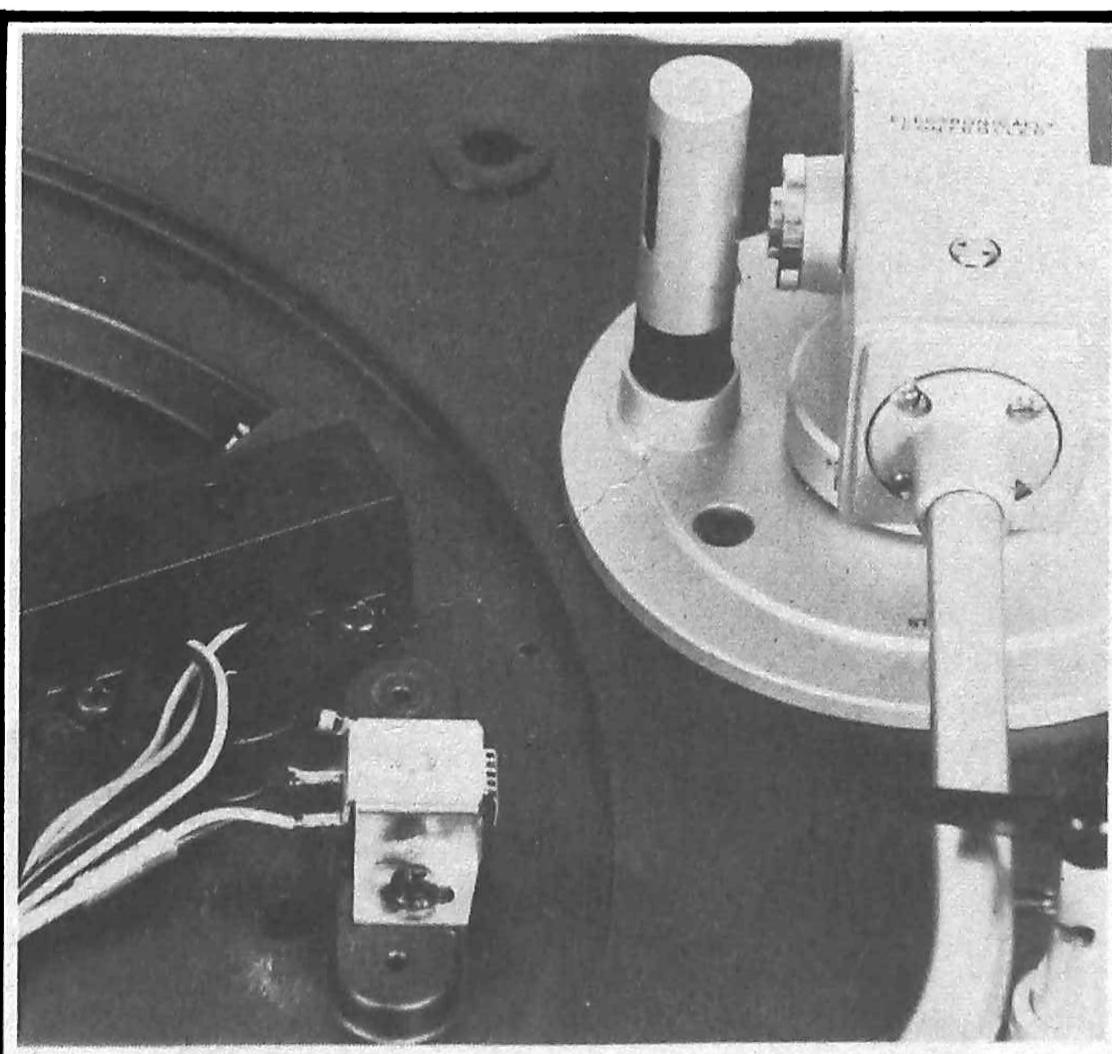


Photo B. — Le bras.

Cette alimentation a été réalisée avec soin, générateur de courant à transistor à effet de champ, amplificateur différentiel pour la stabilisation. Les deux alimentations sont symétriques.

Un circuit de silencieux assure la coupure du signal de sortie lorsque le préamplificateur vient d'être mis sous tension.

L'électronique fait appel à des transistors à faible bruit, les premiers transistors, ceux qui sont encadrés, sont des transistors montés en parallèle. Huit transistors constituent chacun des deux transistors d'entrée représentés sur le schéma, les transistors du dessus constituent un miroir de courant. On notera que les résistances de charge sont très faibles, ces transistors travail-

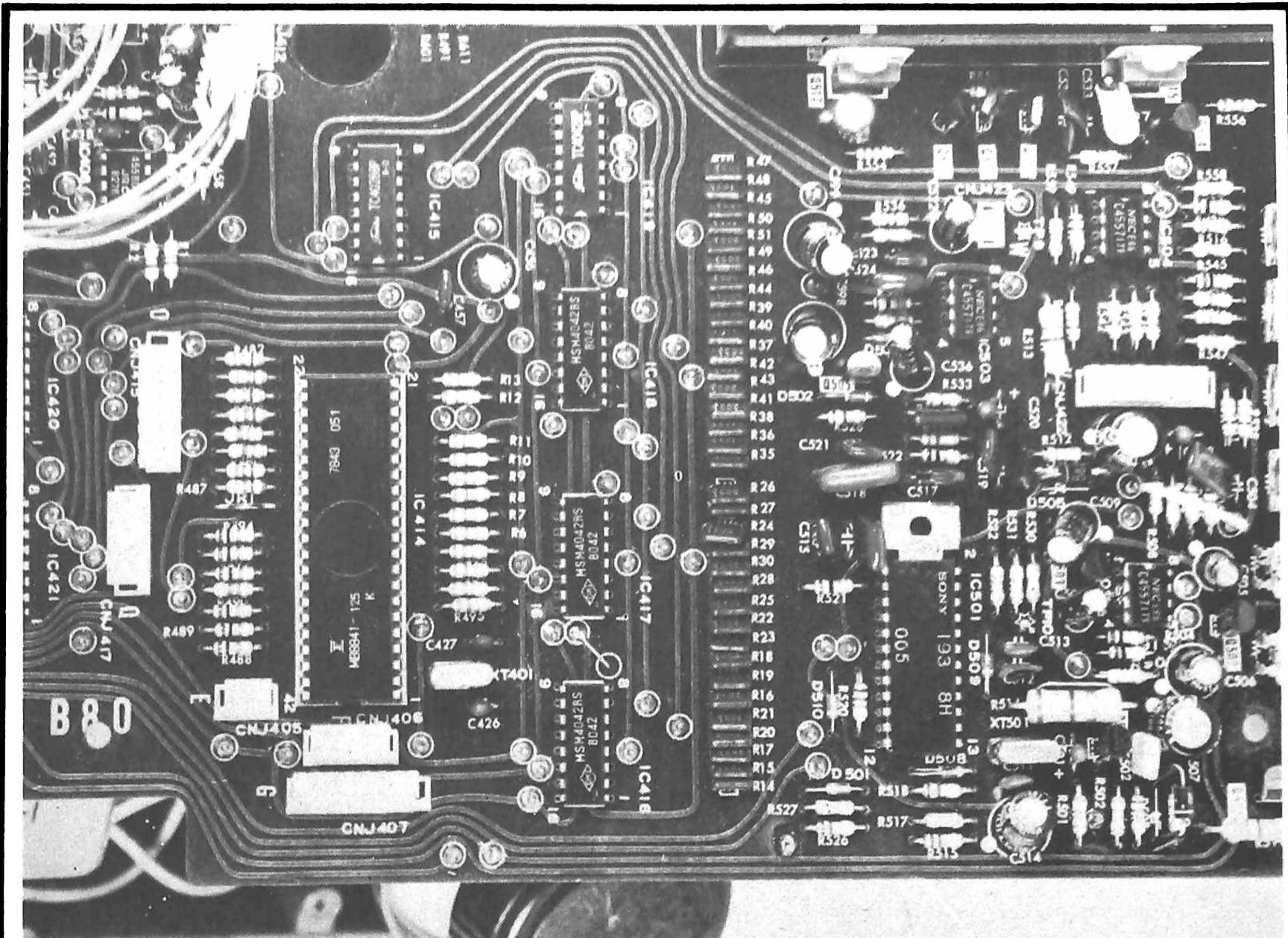
lent avec un courant relativement important, 30 mA pour 16 transistors soit un peu moins de 2 mA par transistor. Les semi-conducteurs d'entrée sont disposés dans des modules.

L'étage de sortie travaille sous un courant relativement important, une vingtaine de milliampères. L'ensemble constitue un amplificateur différentiel, la contre-réaction est appliquée par résistances la base de Q 11-18 est reliée à la masse par une résistance de 2,2 Ω .

On exploite ici les impédances faibles, les transistors travaillent pratiquement en court-circuit, ce qui est favorable à l'obtention d'un faible bruit de fond. Nous avons mesuré le niveau de bruit de ce préamplificateur associé à un préamplificateur RIAA.

Notre préamplificateur est un modèle décrit dans la revue et qui utilise un circuit intégré du type TDA 1034 de RTC. Ce préamplificateur à un niveau de bruit ramené à l'entrée de 0,3 μ V. (pondéré A).

Ce préamplificateur permet d'avoir en sortie, un bruit de fond de -86 dBm soit 38 μ V. Lorsque le préamplificateur HA 55 est placé devant ce préamplificateur, le bruit de fond passe à -84,5 dB. Il y a une perte de 1,5 dB. Le bruit



NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernant des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Les renseignements téléphoniques (200.33.05, poste 288), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

RR - 02.11 : M. Georges VERNAY, 21 Beaune, nous demande conseil :

- 1) pour la remise en état d'un téléviseur couleur ;
- 2) pour la construction d'une antenne accordée VHF.

1) Le défaut que vous observez sur votre téléviseur couleur est dû à un déréglage des unités de pureté et de convergence. Il convient donc de vérifier ces réglages en procédant impérativement dans l'ordre suivant : réglage de la pureté, puis réglage de la convergence statique et enfin réglage de la convergence dynamique. Pour plus de détails, veuillez vous reporter à l'ouvrage « Dépannage - Mise au Point - Amélioration des Téléviseurs » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS). Faute de pouvoir examiner le schéma de votre téléviseur, nous ne pouvons malheureu-

sement pas être plus précis.

Vous pouvez évidemment ajouter un préamplificateur d'antenne intercalé entre l'arrivée de l'antenne collective et l'entrée de votre téléviseur... sans nuire aux voisins. Néanmoins, une antenne collective possède déjà un préamplificateur présentant une amplification telle que la tension délivrée à chaque utilisateur est généralement très suffisante pour un téléviseur normal et en bon état.

2) Il est absolument hors de question de songer à réaliser une antenne accordée, quelle qu'elle soit, couvrant de 30 à 156 MHz ; de plus, il ne faut pas oublier que dans cette large bande de fréquences certaines émissions sont effectuées en polarisation horizontale, d'autres en polarisation verticale.

RR - 03.01 : M. Alain Sertelet, 4, rue St-Antoine, 88160 LE THILLOT, recherche, pour la remise en état d'un téléviseur « Telecapte 41 » un transformateur THT type T 3010 avec redresseur ; alimentation 12 V ; marque Videon.

●

RR - 03.02 : M. André Delforges, 60 CREIL, nous demande :

1) Conseil au sujet du préamplificateur-correcteur décrit dans le numéro 1579, page 236.

2) Des renseignements concernant les amplificateurs de puissance BF.

3) Des renseignements concernant la protection des composants contre les surtensions transitoires.

1) Si ce montage fonctionne correctement, mis à part l'échauffement rapide et anormal du circuit intégré, c'est que ce dernier doit être alimenté sous une tension excessive. Veuillez donc vérifier l'efficacité du transistor régulateur Q₁, ainsi que la valeur des résistances R₁, R₂, R₈ et R₉.

2) Dans le montage d'amplificateur BF de puissance dont vous nous soumettez le schéma, il importe que le point milieu (point où est connecté le haut-parleur) soit bien à un potentiel nul par rapport à la masse ; un parfait équilibrage des tensions continues en fonctionnement statique,

c'est-à-dire sans signal appliqué à l'entrée, est absolument nécessaire. Or, dans un tel montage à couplage direct entre étages, tous les éléments des étages drivers (c'est-à-dire transistors, diodes et résistances) peuvent agir sur cet équilibrage.

On place un condensateur en série avec le haut-parleur lorsque l'alimentation de l'amplificateur est faite en tension normale, c'est-à-dire avec le « moins » à la masse. Le point milieu de l'étage final se trouve alors à un potentiel égal à la moitié de la tension d'alimentation ; d'où la nécessité d'un condensateur en série avec le haut-parleur puisque l'autre connexion du haut-parleur aboutit à la masse.

Dans le cas d'un amplificateur avec alimentation symétrique, le point milieu de l'étage final doit se trouver, comme nous l'avons dit précédemment, au potentiel de la masse lorsqu'un bon équilibre est effectué ; il n'est donc pas nécessaire de prévoir alors un condensateur en série avec le haut-parleur.

3) Concernant la protection des composants contre les surtensions transitoires, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre article publié dans le numéro 1628, page 120.

●

RR - 03.03-F : M. François Pauze, 75002 PARIS, nous demande :

1) des renseignements au

sujet de l'amplificateur de téléphone décrit dans Electronique Pratique N° 1580, page 60 ;

2) de lui indiquer la correspondance des sorties des décodeurs SN 7447 utilisés pour le capacimètre digital décrit dans Electronique Pratique N° 1605, page 68 ;

3) le brochage de l'afficheur 7 segments type TIL 321.

1) Concernant cet amplificateur de téléphone, avez-vous pris connaissance du rectificatif qui a été publié à la page 160 du numéro 1592 ?

En cas de ronflement, on peut disposer un condensateur électrochimique de $4,7 \mu F$ à $10 \mu F / 12 V$ entre l'émetteur de T_2 et la masse.

D'autre part, nous pensons que la liaison entre le capteur et l'amplificateur est bien effectuée en fil blindé (blindage relié à la masse). Il ne faut pas non plus que le capteur voisine avec un bobinage parcouru par le courant du secteur, par exemple : transformateur, ballast de tubes fluorescents, etc.

En cas d'auditions indésirables de radio, vous pourriez essayer de shunter le potentiomètre P_1 par un condensateur de $470 \mu F$.

2) Sorties des décodeurs SN 7447 :

13 = segment a
 12 = segment b
 11 = segment c
 10 = segment d
 9 = segment e
 15 = segment f
 14 = segment g.

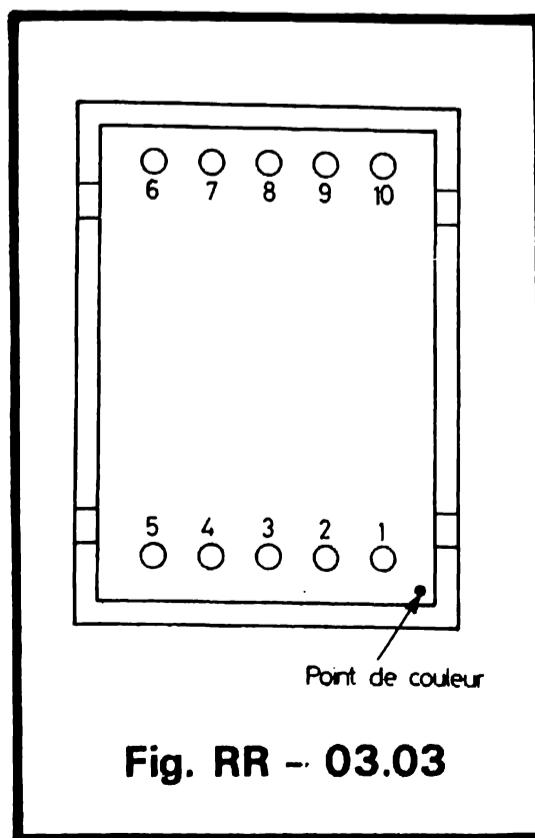


Fig. RR - 03.03

3) Concernant l'afficheur TIL 321, la correspondance des broches représentée sur la figure RR-03.03 est la suivante :

1 = cathode segment e
 2 = cathode segment d
 3 = anode
 4 = cathode segment c
 5 = cathode point décimal (utilisation facultative)
 6 = cathode segment b
 7 = cathode segment a
 8 = anode (à relier à 3)
 9 = cathode segment f
 10 = cathode segment g.

RR - 03.04 : M. Daniel Deton, 73 CHAMBERY.

1) Quelle différence y a-t-il entre les transistors 2N 2926, 2N 2926 A et 2N 2926 B ?

2) Correspondances de différents transistors.

3) Quel est le premier appareil de mesure à acquérir pour « bricoler » en électronique ?

1) Les transistors 2N 2926, 2N 2926 A et 2N 2926 B présentent des caractéristiques essentielles identiques. Seul le h_{fe} est amélioré : 35 pour le premier, 50 pour le second et 100 pour le troisième.

2) Correspondances des transistors :

MPS - A 05 : BSX 46 - 10
 MPS - A 06 : BSX 47 - 10.
 MPS - A 20 : BC 237 B.
 MPS - A 55 : BSV 16 - 10.
 MPS - A 56 : BSV 17 - 10.
 MPS - A 70 : BC 307 A.
 MJE 1090 : BD 646.
 MJE 1092 : BD 648.
 MJE 1100 : BD 645.
 MJE 1102 : BD 647.

3) Pour pouvoir « bricoler » en électronique, au point de vue appareil de mesure, il faut au moins un contrôleur universel (type $40 k\Omega / V$) ou mieux un multimètre électronique. Toutefois, il est assez peu recommandé de construire ces appareils soi-même, surtout pour un débutant ; dans tous les cas, il resterait l'étalonnage qui est un travail extrêmement délicat. Notez cependant que pour la mise au point de certains montages, un seul multi-

mètre ne suffit pas ; d'autres appareils de mesure sont encore nécessaires.

●
 RR - 03.05 : M. Claude Gruel, 80 ABBEVILLE.

1) Recherche un ouvrage traitant du dépannage des récepteurs de radio à lampes.

2) Nous demande conseil pour l'installation d'un Vu-mètre sur un amplificateur BF de sonorisation.

1) Il est tout à fait normal que l'édition en vente actuellement de notre ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radiorécepteurs » ne se rapporte qu'aux appareils à transistors et à circuits intégrés, les radiorécepteurs à lampes n'existant plus sur le marché (et n'étant même plus utilisés par les usagers).

Quant aux éditions précédentes de ce même ouvrage, elles sont évidemment épuisées et nous ne pouvons vous en fournir aucun exemplaire.

Si vous êtes débutant en électronique et si vous nous

permettez un conseil, c'est plutôt par l'étude de livres tels que les tomes I et II de notre « Cours Elémentaire de Radiotéchnique » qu'il conviendrait de commencer ; en fait, ces livres traitent évidemment également de la théorie des lampes (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

2) Concernant les Vu-mètres, nous vous rappelons que nous avons publié un article général sur ce sujet aux pages 289 et 290 du numéro 1535 auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

C'est évidemment le montage de la figure 1 qu'il vous faut adopter. Pour la puissance de 100 W que vous nous indiquez, il suffit de réduire la sensibilité du montage, soit en utilisant un galvanomètre de $500 \mu A$ ou de $1 mA$ (au lieu de $150 \mu A$), soit en augmentant la valeur de la résistance variable RV (ou en ajoutant une résistance de valeur suffisante en série).

CONTROL DATA

premier constructeur mondial
de super ordinateurs

forme dans son institut de Paris

PROGRAMMEURS

en 19 semaines

TECHNICIENS DE MAINTENANCE

en 26 semaines

Pour conditions et dates d'interviews
Appelez dès maintenant M. Harby

au 340.17.30 (en P.C.V. de province)

Vous pouvez aussi lui écrire ou venir nous voir

Documentation sur simple demande

INSTITUT PRIVÉ CONTROL DATA
19, rue Erard - 75012 PARIS



Monsieur Harby
Veuillez m'envoyer, gratuitement et sans engagement
votre brochure sur l'Institut

Prénom
Nom
Adresse
Profession
Age

RR - 03.06 : M. Lucien Fournel, 01 OYONNAX nous demande :

1) Comment se protéger contre des réceptions radio indésirables captées par une chaîne HiFi ?

2) Où se procurer un tube cathodique D 10 - 12 GH.

1) Le défaut que vous observez sur votre chaîne HiFi nous a déjà valu un nombre considérable de lettres de la part de nos lecteurs.

Le cas des réceptions perturbatrices (et indésirables) de radio faites avec des amplificateurs BF, chaînes HiFi, électrophones, magnétophones, etc., est un phénomène connu : cela est dû à l'étage d'entrée de l'appareil qui « détecte », les câbles de liaison y aboutissant servant d'antenne...

Les remèdes sont les suivants :

a) Placer des condensateurs de l'ordre de 22 à 47 nF entre chacun des fils du secteur d'alimentation et la masse.

b) Relier la masse générale des appareils et leurs coffrets métalliques à une prise de terre

(faite sur un tuyau de cuivre de distribution d'eau ou un tuyau de chauffage central, par exemple). Il faut noter que, parfois, le fait de relier l'ensemble BF à la terre provoque au contraire un accroissement des perturbations : c'est que le pseudo-collecteur d'ondes indésirables voit alors son fonctionnement en « antenne » nettement amélioré ; les dispositions exposées ci-après en deviennent alors impératives.

c) Améliorer le blindage des fils de liaison (pick-up, tuner, microphone, etc.) aboutissant à l'étage d'entrée du préamplificateur. Souvent le blindage de ces fils est assez illusoire ; il faut donc, soit placer une gaine tressée de blindage par-dessus celle qui existe, soit remplacer ces fils de liaison par d'autres ayant une gaine de blindage vraiment efficace. S'assurer que ces blindages sont correctement reliés à la masse.

d) Placer une petite capacité de l'ordre de 100 à 470 pF en guise de shunt HF en parallèle entre chaque entrée BF et la masse.

e) Les signaux HF perturbateurs peuvent aussi être canalisés à l'intérieur de l'amplificateur et du préamplificateur par l'intermédiaire des fils de liaison aboutissant aux haut-parleurs. On pourra donc également placer un condensateur de 10 à 22 nF en shunt sur chaque sortie « haut-parleur ».

Il n'est généralement pas nécessaire d'effectuer toutes les modifications indiquées ; on procède par essais successifs pour déterminer celles qui sont utiles et qui apportent l'amélioration souhaitée.

2) A notre connaissance, le tube cathodique D 10 - 12 GH n'est plus fabriqué. Le tube cathodique en vente actuellement et dont les caractéristiques sont les plus proches du D 10-12 GH est le type D 10-160 GH (fabrication R.T.C.).

courant de repos doit se situer entre 20 et 30 mA.

Les amplificateurs sont alimentés en tension symétrique ± 30 V (broches 11 et 12) ; le point milieu de cette alimentation correspond à la masse (voir figure 7a).

Dans l'assemblage que vous projetez, il faut évidemment relier toutes les masses entre elles ; c'est absolument impératif.

Le câblage normalisé des prises DIN a été indiqué dans notre numéro 1598, page 239 ; vous pourriez donc respecter cette normalisation pour le câblage des entrées de votre préamplificateur-correc- teur. Mais il n'y a aucune obli- gation en cela, certains cons- tructeurs ne respectent pas toujours cette normalisation ! Ce qui importe évidemment est que la prise DIN d'entrée présente un câblage en corres- pondance avec celui de la fiche DIN de sortie de la « source » qui doit lui être connectée.

Quant aux sorties DIN de votre préamplificateur-correc- teur, leurs câblages doivent évidemment correspondre à ceux qui sont indiqués sur la figure 7a + 7b.

RR - 03.07 : M. Robert Tardy, 36 CHATEAUROUX, nous demande :

1) conseil pour la mise au point de l'inductancemètre - capacimètre décrit dans le numéro 1579, page 211 ;

2) conseil au sujet des enceintes à deux voies à filtre actif (N° 1469, page 160) en vue de leur incorporation dans un assemblage BF.

1) Il nous est évidemment très difficile de diagnostiquer à distance la cause précise qui provoque le défaut observé sur l'appareil que vous venez de construire.

Comme éventualités possibles, nous pensons, soit à un courant de fuite anormalement élevé pour le condensateur de $100 \mu F$ situé entre l'émetteur de T_4 et le pont de diodes, soit à une auto-oscillation de la chaîne T_2 , T_3 , T_4 .

Le cas échéant, vous pourriez également écrire person- nellement à l'auteur du mon- tage à l'adresse de la revue, qui transmettra.

2) Si vous respectez très exactement les types et les valeurs des composants, proposés sur le montage de la figure 2 (page 162), courant de repos et équilibrage doivent se trouver automatiquement satisfaits. A titre indicatif, le

RR - 03.08-F : M. Louis Chaland, 16 ANGOULEME, nous demande :

1) les caractéristiques et le brochage du tube d'émission EL 152 ;

2) comment sont vus les brochages des transistors ;

3) où l'amateur peut-il se procurer du fil divisé.

1) Voici les caractéristiques complètes du tube EL 152 :

Pentode d'émission. Chauf- fage = 6,3 V 1,55 A ; S = 4 mA / V ; k = 200 ; $\lambda = 50 \text{ k}\Omega$; Pa = 40 W ; Cag 1 = 0,09 pF ; C entrée

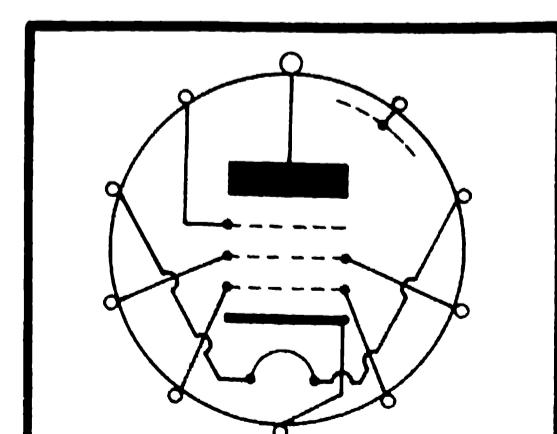


Fig. RR - 03.08

= 14,5 pF ; C sortie = 10 pF ; F max = 125 MHz (sous tensions réduites).

Conditions d'emploi en classe C/CW : Va = 1 000 V ; Vg 1 = - 80 V ; Vg 2 = 300 V ; Ig 1 = 120 mA ; Ig 2 = 10 mA ; Ig 1 = 5 mA ; Wg 1 = 1,5 W - HF ; Po = 80 W - HF.

Brochage : voir figure RR-03.08.

2) Les brochages des transistors sont toujours indiqués vus de dessous.

3) Le fil divisé ne se vend qu'en bobine d'au moins 1 kg ; ce n'est donc pas une solution pour l'amateur ! Vous pourriez sans doute récupérer du fil de ce genre en démontant les bobinages sur des vieux récepteurs de radio rachetés à vil prix chez un radioélectricien de votre région.

RR - 03.09 : M. Michel Gau-
mond, 88 EPINAL,

1) sollicite divers renseignements au sujet du voltmètre analogique décrit dans le numéro 1623, page 257 ;

2) nous demande si nous avons décrit d'autres voltmètres électroniques.

1) L'impédance d'entrée de cet appareil varie avec la position du commutateur de tension précisément situé à l'entrée. Elle est de 1 MΩ sur la position 1 V, pour atteindre 100 MΩ sur la position 100 V.

Le galvanomètre employé sur le schéma de la figure 3 (et suivantes) est un appareil à cadre mobile de déviation à pleine échelle pour 1 mA (voir page 260, 4^e colonne).

Les tolérances des résistances sont indiquées dans la liste des composants (page 260), et l'on peut utiliser des résistances du type 0,5 W.

Vous pourriez vous procurer des résistances à tolérance $\pm 1\%$ chez Sfernice (B.P. 17, 06021 Nice Cedex). Néanmoins, ces établissements ne livrent pas directement aux particuliers ; il vous faut donc passer par l'intermédiaire d'un radioélectricien professionnel de votre région qui commandera pour vous les composants qui vous sont nécessaires.

Nous vous confirmons les valeurs des capacités :

C₁ = C₂ = 68 pF.
C₃ = 47 pF.

2) Oui, nous avons déjà décrit plusieurs montages de voltmètres électroniques et nous nous permettons de vous rappeler l'intéressante description d'un multimètre numérique qui a été faite dans les numéros suivants : 1583 (p. 211), 1587 (p. 195), 1591 (p. 197), 1596 (p. 195) et 1600 (p. 179). Veuillez également la suite d'articles publiée sous le titre « Multimètres à gogo » à partir du numéro 1640.

RR - 03.11-F : M. Raymond Girardet, 63 CLERMONT-FERRAND, désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube cathodique VCR 97.

VCR 97 : tube cathodique pour oscilloscope. Chauffage = 4 V 1 A ; Va 1 = Va 3 = 2 000 V ; Va 2 (concentration) = 260 à 450 V ; Vgw = - 10 à - 100 V (luminosité) ; trace verte - jaune ; persistance nulle. Sensibilité horizontale = 0,3 mm/V, verticale = 0,57 mm/V (140 V crête à crête environ pour tout l'écran).

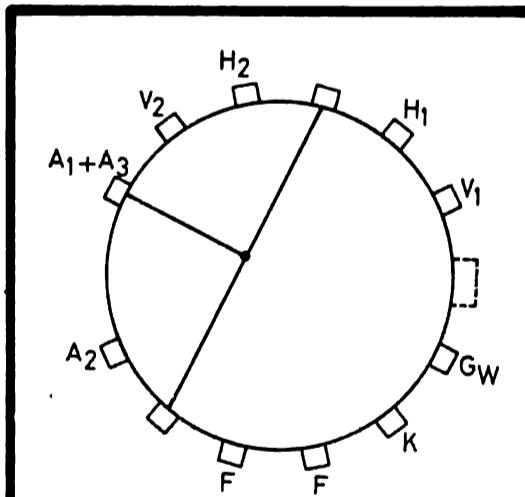


Fig. RR - 03.11

Brochage : voir figure RR-03.11.

RR-04.01 : Un lecteur de PARIS (12^e), ni nom, ni adresse sur la lettre, nous demande :

- 1) conseil pour l'utilisation d'un circuit intégré SL 611 C ;
- 2) conseil pour le branchement d'un magnétophone enregistreur sur la sortie d'un radiorécepteur.

1) Le circuit intégré SL 611 C peut, en effet, être utilisé pour la construction d'un préamplificateur OC, mais toutefois pas d'une façon aussi simple que vous semblez le croire.

Pour couvrir les 7 bandes indiquées, il faut :

- soit concevoir 7 bobinages accordés par capacités fixes et commutables ;
- soit se limiter à deux ou trois bobinages commutables, mais accordés par un condensateur variable.

Veuillez donc nous préciser la solution que vous préférez (sans oublier de nous indiquer votre nom et votre adresse).

Quant au second schéma dessiné sur votre lettre, nous ne comprenons pas à quoi il se rapporte...

2) Votre schéma de liaison entre la sortie « potentiomètre » du radio-récepteur et l'entrée du magnétophone à

cassette est tout à fait valable. Pour cette liaison, outre le condensateur de 0,1 µF, n'oubliez pas d'employer du fil blindé (blindage relié à la masse).

RR-04.04 : M. Paul Gaune, 43 LE PUY nous demande la correspondance de divers transistors Tekade.

1) Les transistors Tekade 1008/408 peuvent se remplacer par des transistors du type AD 162.

2) Les transistors Tekade type GFT 20 peuvent se remplacer par les transistors équivalents des types suivants : AC 125, AC 122, AC 192, AC 151 IV.

LE STETHOSCOPE DU RADIO-ELECTRICIEN



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 Spicheren
BP 91 57602 - FORBACH - tél : 85.00 66

CB... CB... CB... CB... CB...

PETITE RUBRIQUE DU 27 MHz

VOICI encore des extraits de quelques lettres que nous avons reçues depuis l'ouverture de cette rubrique (n° 1641).

●
De M. Clair Le Rest (F1EMH) 53 Laval.

Après un bref historique de l'avènement du 27 MHz et de la CB, notre correspondant ajoute :

Je crois que beaucoup de personnes parlent du 27 MHz, mais n'exposent pas les vraies facettes de cette bande, laquelle ne correspond pas aux possibilités du 28 MHz des radioamateurs, car trop étroite vu le nombre des utilisateurs.

Dans la CB, il y eût tout d'abord des amateurs dissidents équipés de quelques talkies-walkies ; puis ce fut le fulgurant développement de cette bande avec ses canaux, son essor grandissant, ses associations, et maintenant les « amateurs libres ». Effectivement, ils sont libres, mais ce qu'ils oublient est le fait qu'ils bernent l'opinion publique : l'U.I.T. ne tolèrera jamais plus de 5 W ; la liaison maximale en ondes directes atteint 30 km ; la propagation est bien souvent bouchée ; enfin, il y a beaucoup trop d'utilisateurs pour une bande d'une largeur de 500 kHz.

Je ne suis pas contre la CB, mais le véritable radioamateurisme est tout de même autre chose : sur 144 MHz, liaisons permanentes à plus de 200 km ; sur les bandes décamétriques, tous les jours, l'Europe, l'Amérique, l'Asie, etc.

Je trouve déplorable le fait de faire croire à un mirage au public qui, je le sais, aime beaucoup la radio. Il faut absolument mettre les choses au point : Les « C. Bistes » ne sont pas des radioamateurs. Néanmoins, nous les respectons, car la devise de tout radioamateur est la tolérance.

●
Un « C. Biste » de Vichy (03) qui tient à garder l'anonymat nous écrit (extraits de sa lettre) :

Il ne faudrait tout de même pas oublier qu'il existe des organisations 27 MHz, régulièrement déclarées et bien structurées, dont les membres parfaitement autorisés par la D.T.R.I. pratiquent l'assistance sous toutes ses formes (sauvetage, secourisme, etc.).

J'ose prétendre que si Alain Colas avait été équipé en 27 MHz, il aurait été retrouvé très rapidement. Certes, nous n'aurions probablement pas entendu ses appels en France, compte tenu de la propagation

sur cette bande ; mais il ne faut pas oublier que partout dans le monde, à toute heure du jour et de la nuit, un « C. Biste » est à l'écoute.

Bien sûr, il y a aussi les utilisateurs fantaisistes du 27 MHz qui trafiquent n'importe comment, au mépris de toute discipline, et qui n'admettent aucune observation, aucun contrôle. Mais ce genre de fantaisistes n'existent-ils pas aussi parmi les radioamateurs (les vrais !). Pour s'en convaincre, il suffit d'écouter régulièrement le trafic dans la bande 145 MHz, et même le trafic via les répéteurs... (mes obligations professionnelles m'entraînent à de nombreux déplacements en France !).

Par ailleurs, il m'est possible de dire que de nombreux radioamateurs (licence F1) font aussi du 27 MHz ; tous les O.M. ne sont donc pas des détracteurs systématiques de la CB.

Avec mes bonnes 73, je tends la main à tous en espérant une meilleure compréhension et une parfaite entente entre tous ceux qui « aiment la radio ».

●
De M. Frédéric Pavelet, 06 Nice.

J'ai lu avec beaucoup d'inté-

rêt, dans le n° 1641, votre article concernant la bande 27 MHz.

Il y a longtemps que j'attends pour ma part qu'une fréquence d'appels d'urgence soit mise en veille permanente ; cette fréquence serait destinée à l'usage des automobilistes, des randonneurs qui font de la montagne (pour lesquels une installation téléphonique est quasiment rendue impossible par les conditions climatiques et l'éloignement), et certainement à bien d'autres cas encore.

Cette fréquence, à l'image des fréquences de secours de l'aviation et de la marine, rendrait les plus grands services dans la sauvegarde des vies humaines et le secourisme en général, pour autant qu'elle soit utilisée avec le sérieux qu'il se doit.

Je souhaite ardemment que l'adoption du canal 9 (27,065 MHz) par la France, ainsi que la libéralisation des 12 canaux, à l'image des autres pays européens, soient une réalité très proche.

Je vous remercie d'avoir publié cet article et peut-être d'avoir touché la masse silencieuse des nombreuses personnes intéressées. Par le biais et le poids de votre revue, peut-être pourrez-vous réveiller et attirer l'attention des pouvoirs publics sur ce problème.

Les interventions des utilisateurs des fréquences de loisirs et d'utilité sont très nombreuses et la collaboration avec les services officiels très fructueuse en dépit du caractère semi-clandestin de la situation du 27 MHz.

Sans aucun engagement politique, commercial ou religieux, la Citizen Band représente l'une des meilleures formules pour la reprise du dialogue entre les hommes.

Cependant, chaque adepte de la C.B. doit se rappeler que la liberté des uns s'arrête là où commence celle des autres et que liberté d'expression n'est pas synonyme d'anarchie.

Le bon développement du 27 MHz n'est possible qu'au prix du respect mutuel des utilisateurs dans une discipline librement acceptée de tous et dans la correction d'expression qui doit rester l'apanage de l'amitié universelle.

●

Enfin, de M. Lamare, président l'Union France-Radio. BP 227, 75865 Paris Cedex 18, qui nous envoie ce court article :

La motivation de la Citizen Band ou 27 MHz.

Les sociologues se plaignent à déplorer le vide des grands ensembles et le manque de communication existant entre les hommes de notre génération.

L'on en recherche les causes et les remèdes possibles, mais comme en bien d'autres domaines, les solutions se font tardives et l'indifférence dans l'égoïsme dégrade chaque jour plus encore la qualité de notre vie.

Les progrès de la technique sont tels qu'il est possible maintenant d'effacer les distances et de briser les barrières de la hiérarchie de nos structures sociales en utilisant l'émission réception que les Etats-Unis ont baptisée citizen band... ou radio du citoyen.

Cette radio-communication publique de loisirs permet à des non techniciens de réaliser des contacts humains aux hasards des fréquences situées sur 11 mètres en 27 MHz.

La recherche de dialogues multilatéraux est ouverte au plus grand nombre et, au-delà de banales conversations sans suite, l'on assiste à la naissance de liens amicaux et d'un esprit d'entraide certain au sein de la grande famille des utilisateurs de ce trait d'union moderne.

La Citizen Band ou 27 MHz est un nouveau moyen d'expression qui offre à l'homme la possibilité de rompre avec son isolement individuel en même temps que de perdre sa passivité d'auditeur perpétuel.

Le besoin de réaliser des échanges d'idées ressenti par les mass-média frustrées, trouve les moyens de se satisfaire par l'activité possible sur la C.B. Curieusement, cette solution n'est au fond que la reprise des dialogues d'antan, où la place du village offrait encore aux citoyens la faculté de mieux se connaître et de mieux s'apprécier.

Timides, handicapés, solitaires y trouvent 24 heures sur 24 le réconfort d'une voix amie, l'aide ou le conseil souhaité. En station fixe comme en équipement de votre véhicule, les radio-téléphones 27 MHz sont des fenêtres ouvertes sur une société extérieure qui, hier encore n'était qu'indifférence anonyme.

En dehors des contacts humains réalisés et des suites amicales qui en découlent, un autre aspect de cette radio de loisirs mérite que l'on en relève l'importance. Il s'agit de l'aide fortuite journallement proposée aux personnes en difficultés.

Accidents, pannes, personnes en danger, radio-assistance à des organismes sportifs ayant besoin de rapides liaisons radio, sont autant d'occasions où la toile tissée par la Citizen Band présente l'aspect d'utilité publique.

MREA

Matériel Radio Electrique Ardennais
73, rue Albert Poulin 08000 CHARLEVILLE-MEZIERES tél:(24) 33.27.80

LES ANTENNES SONT NOTRE SPECIALITE ...
NOUS RECEVONS JUSQU'A 9 PROGRAMMES DANS NOTRE REGION !

	Prix T.T.C. + Port et emb.
ANTENNE RADIO AM-FM comprenant: Doublet FM+Fouet AM+coupleur+transfo	224,60 35,00
ANTENNE FM 75Ω	
3 éléments standard gain 6,5 dB	58,50 30,00
5 éléments standard gain 6,5 dB	97,00 30,00
8 éléments 'écoute stéréo' gain 10 dB	137,00 40,00
ANTENNE TV BANDE I 75Ω 41 à 65 MHz	
2 éléments canal F2 ou F4 ou E4 gain 5,5 dB	68,20 30,00
3 éléments canal " " gain 7 dB	85,40 40,00
4 éléments canal F2 ou F4 gain 8 dB	117,40 40,00
ANTENNE TV BANDE III 75Ω 150 à 220 MHz	
3 éléments F5/F6 ou F7/8/8A gain 6,5 dB	25,90 20,00
5 éléments canal " " 9,5 dB	37,20 30,00
7 éléments canal F9/F10 ou F11/F12 10,5 dB réflect. double	51,20 35,00
9 éléments " 12,5 dB	65,90 40,00
ANTENNE TV BANDE III 75Ω CCIR	
7 éléments canal { E7 ou E8 ou E9 } gain 10,5 dB	51,20 35,00
9 éléments canal { ou E10 ou E11 } 13 dB	65,90 40,00
ANTENNE TV BANDES IV et V 75Ω	
7 éléments { 21/30 ou 28/40 ou } gain 9 dB	27,00 20,00
15 éléments canal { 35/47 ou 40/56 ou } 14,5 dB	53,20 30,00
22 éléments { 43/65 ou 55/69 } 16 dB	78,20 30,00
22 éléments super longue Spéciale LUX canal 21 couleur gain 19,5 dB	125,50 40,00
ANTENNE TV SPECIALE CARAVANE	
5+54 éléments UHF/VHF gain 9/157 dB	192,90 40,00
ANTENNE TV ANTI ECHOS SPECIALE COULEUR Eléments en X	
23 éléments { 21/28 ou 21/34 ou } gain 11 dB	95,60 35,00
43 éléments canal { 21/42 ou 21/51 ou } 13,5 dB	120,50 35,00
91 éléments { 21/60 ou 38/68 } 16 dB	185,80 40,00
AMPLIFICATEUR AVEC ALIMENTATION 24 volts	
40 à 860 MHz gain 12/14 dB large bande	135,20 15,00
40 à 860 MHz gain 27/30dB large bande	228,90 15,00
470 à 860 MHz gain 28 dB bandes IV et V coupleur VHF incorporé	193,80 15,00
87 à 108 MHz gain 28 dB bande FM	243,20 15,00
Spécial LUX canal 21 gain 33 dB réjecté très sélectif	241,00 15,00
Spécial LUX canal 21 gain 26 dB	228,00 15,00

Pour autres canaux, nous consulter.

Toutes nos alimentations permettent le branchement de 3 T.V.

COUPLEUR 75Ω VHF/UHF	10,50 + Port 10,00	FICHE COAX. Mou F.. 2,40 + Port 3,50
COUPLEUR 75Ω B III 21/25 668		CABLE COAX le ml .. 1,50 .. 1,50
ou FM/B III/UHF	39,00 .. 15,00	MAT ALU Ø30.2m .. 19,00 .. 15,00
COUPLEUR FM B III ou VHF/UHF	23,50 .. 15,00	MAT EMBOITABLE
REPARTITEUR 2.3 ou 4 directions	22,00 .. 10,00	Ø40 L:1,50m .. 27,50 .. 30,00
ATTENUATEUR 6,10 ou 20 dB	6,80 .. 3,50	CERCLAGE CHEMINEE
blindé réglable 0,5 à 20dB	43,50 .. 15,00	Simple 5m feuillard .. 48,50 .. 30,00
SEPARATEUR UHF/VHF	8,60 .. 3,50	Double 10m .. 61,50 .. 35,00
SEPARATEUR AM / FM	18,60 .. 3,50	

POUR TOUT AUTRE MATERIEL, NOUS CONSUTER
EX PEDITIONS : Règlement comptant à la commande (Port à inclure)

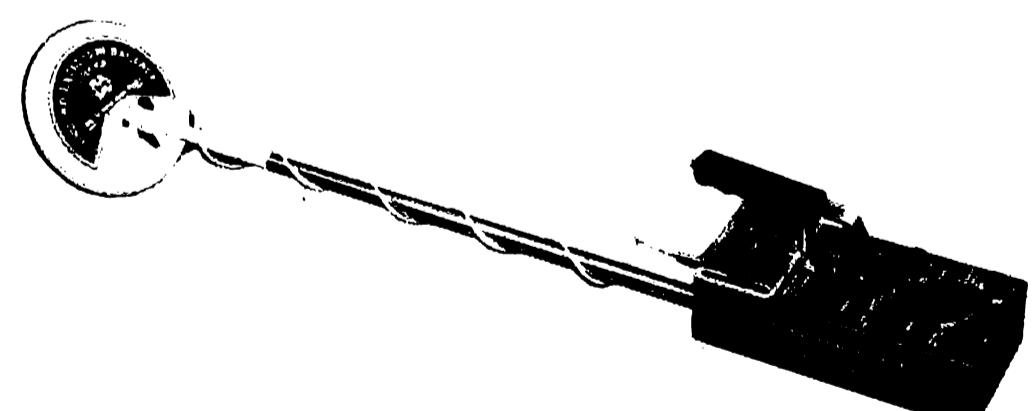
S.R.F.M. LE N°1 DE LA DÉTECTION EN FRANCE

vous présente l'appareil

BEACHCOMBER 6/D

DÉTECTEZ OR-ARGENT-CUIVRE-ACIER

Maniable et léger 1.450 grs. Discriminateur variable, permettant d'éliminer le fer. Signaux optiques et sonores. Disque de 20 cm. Ø.



Au service des Archéologues, des Amateurs, des Collectionneurs, des Historiens, des Écologistes ... Pour votre métier, votre passion, vos loisirs ... tous les jours, en vacances, en week-end ... Détectez et trouvez tous les métaux : Or, argent, cuivre, bronze, bijoux, monnaies, armes ... à travers tout : murs, bois, champs, caves, plages ...

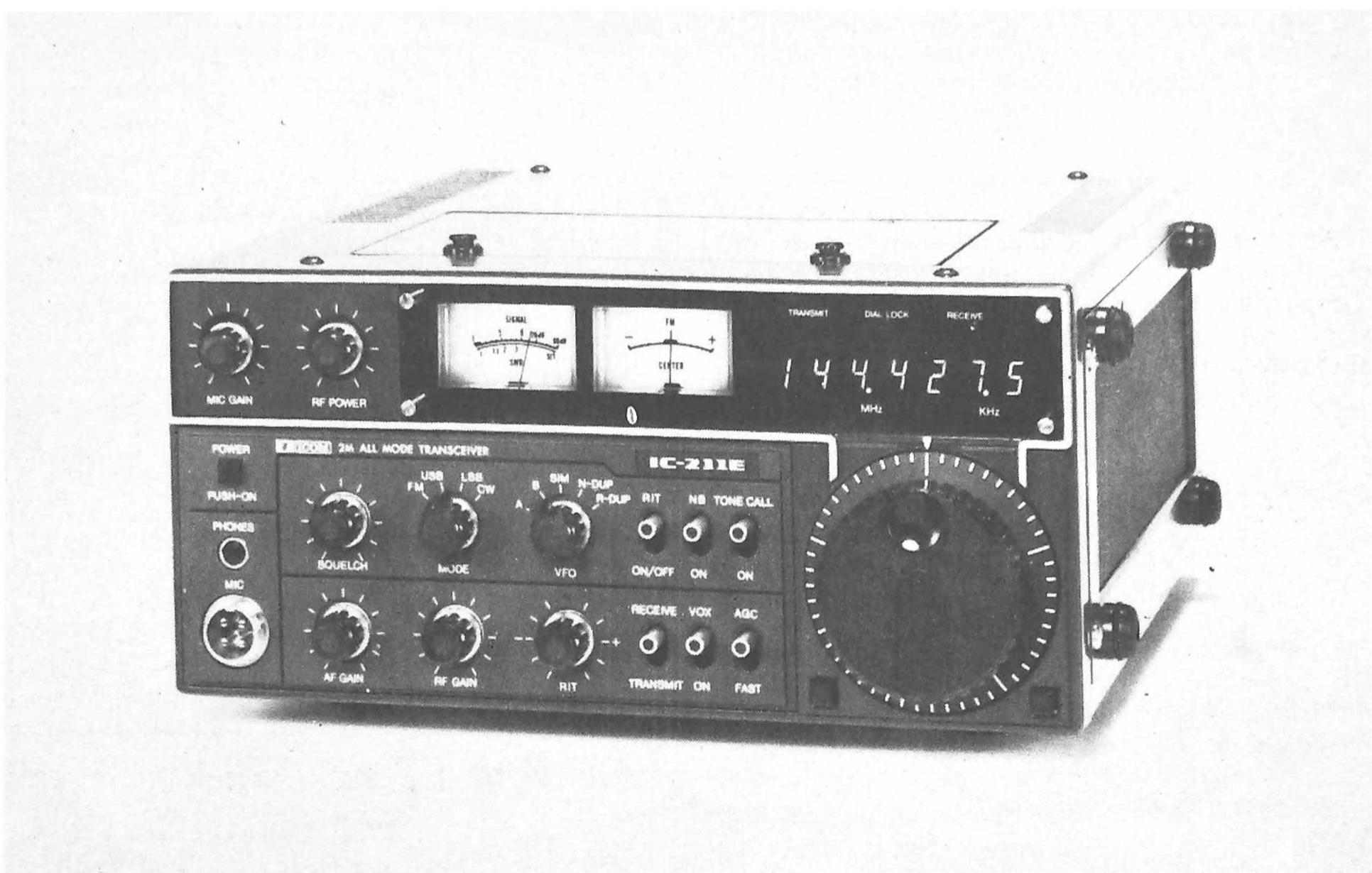
Documentation gratuite : H.P.

DÉTECTEURS VENTE/LOCATION

S.R.F.M. 19, rue Luisant 91310 MONTLHÉRY
Tél. : 901.19.70

JOURNAL des "OM"

LE TRANSCEIVER



IC 211 E - 144 MHz

Le transceiver 144 MHz type IC-211 E (ICOM) est, si l'on peut dire, le grand frère de l'IC-245 E essentiellement conçu pour le « mobile » que nous avons décrit précédemment (cf. n° 1637). Naturellement, il s'agit également d'une construction de la firme japonaise Inoue Communication Equipment Corporation (1).

Cet appareil est plus particulièrement destiné à l'utilisation en « poste fixe » ; néanmoins, son alimentation est possible aussi bien par le secteur alternatif que par batterie d'accu-

mulateurs 12 V. Ses dimensions sont de 141 mm (H) x 241 mm (L) x 264 mm (P) avec un poids de 6,1 kg.

Ce transceiver utilise une nouvelle technologie pour les VFO ; il comporte deux VFO programmables et couplables à volonté. Leur contrôle, ainsi que celui de l'affichage digital, est assuré par un système opto-électronique original commandant un circuit intégré spécial C.MOS - LSI multifonction.

Les deux VFO permettent ainsi, en simplex un trafic sur deux fréquences différentes, et en duplex « normal » ou « reverse » un fonctionnement avec shift au choix de l'opéra-

teur. Leur commande à deux vitesses déterminées électriquement (100 Hz ou 5 kHz par division, c'est-à-dire 5 kHz ou 250 kHz par tour) donne une grande souplesse d'utilisation et permet un affichage de haute précision.

Le circuit intégré C.MOS - LSI à verrouillage de phase (PLL) utilisé pour les VFO est une conception de ICOM et assure à lui seul les fonctions suivantes :

- contrôle de phase et verrouillage du VCO ;
- commande de l'affichage digital ;
- mémorisation des fréquences des deux VFO ;

- sélection de la vitesse de démultiplication ;
- verrouillage électronique des fréquences affichées ;
- passage automatique de fin à début de bande ;
- interdiction de trafic hors bande.

Il va sans dire que ce transceiver est prévu pour tous les modes de fonctionnement exploités actuellement : CW, LSB, USB et FM. Le panneau avant est parfaitement organisé et regroupe les diverses commandes, leurs témoins, les prises de casque et microphone, etc. Néanmoins, d'autres commandes secondaires, c'est-à-dire celles dont l'utilisation est

(1) En France : SONADE, Z.I. de Montaudran, avenue Didier-Daurat, 31400 Toulouse.

moins fréquente, sont parfaitement accessibles simplement par l'ouverture d'un couvercle prévu sur la partie supérieure du coffret de l'appareil.

Le haut-parleur incorporé est situé sur le panneau inférieur du coffret; mais l'emploi d'un haut-parleur extérieur séparé de plus grand diamètre est également possible grâce à une prise de jack située à l'arrière de l'appareil.

Caractéristiques générales

- Transistors : 92.
- FET : 15.
- Circuits intégrés (LSI compris) : 32.
- Diodes : 92.
- Gamme de fréquences : 144-146 MHz.
- Stabilité en fréquence : écart maximal $\pm 1,5$ kHz pour une variation de température de -10°C à $+60^{\circ}\text{C}$.
- Mode de fonctionnement : SSB (A3J - USB/LSB), CW (A1) et FM (F3).
- Impédance d'antenne : $50\ \Omega$ (asymétrique).
- Tensions d'alimentation : 13,8 V (CC) $\pm 15\%$ ou 220 V $\pm 10\%$.
- Intensités consommées pour l'alimentation sous 13,8 V : émission SSB (10 W) : 3 A; CW, FM (10 W) : 3,3 A; FM (1 W) : 1,8 A; réception (BF max.) : 1,1 A; (BF min.) : 0,9 A.

Emetteur

- Gamme de fréquences : 144-146 MHz. Couverture continue par deux VFO séparés à mémoire. Affichage digital.
- Puissance HF de sortie : SSB : 10 W minimum; CW : 10 W minimum; FM : ajustable de 1 à 10 W minimum (12 W mesurés).
- Système de modulation : SSB — modulateur équilibré; FM — modulation de phase.
- Excursion en fréquence (FM) : ± 15 kHz max.
- Suppression de porteuse (SSB) : meilleure que 40 dB.
- Suppression de bande laté-

rale (SSB) : meilleure que 40 dB.

- Rayonnements harmoniques : inférieurs à 60 dB par rapport à la fréquence fondamentale.
- Microphone : type dynamique, impédance $600\ \Omega$ (avec commande E/R).

Récepteur

- Gamme de fréquences : identique à l'émetteur.
- Systèmes de réception : SSB et CW super-hétérodyne à simple changement de fréquence; FM super-hétérodyne à double changement de fréquence.
- Fréquences intermédiaires : SSB et CW : 10,7 MHz; FM : 10,7 MHz et 455 kHz.
- Sensibilité : SSB et CW : $0,5\ \mu\text{V}$ d'entrée pour $(S+B)/B = 10$ dB; FM : $1\ \mu\text{V}$ d'entrée pour $(S+B)/B = 30$ dB.
- Suppression des parasites (NB) : 20 dB pour $0,6\ \mu\text{V}$.
- Sensibilité du squelch : meilleure que $0,4\ \mu\text{V}$.
- Réjection image : supérieure à 60 dB.

- Sélectivités SSB et CW : $\pm 1,2$ kHz à -6 dB; $\pm 2,4$ kHz à -60 dB; FM : $\pm 7,5$ kHz à -6 dB; ± 15 kHz à -60 dB.

- Puissances BF de sortie : 1,5 W environ.
- Impédance BF de sortie (en cas d'utilisation d'un haut-parleur séparé) : $8\ \Omega$.

Analyse du panneau-avant

Voir figure 1.

(1) MIC GAIN. Commande du niveau de modulation en fonction de l'entrée microphone ou du microphone utilisé.

(2) RF POWER. Ajustage de la puissance HF de sortie lorsque le transceiver fonctionne en FM; la puissance peut se régler de 0,5 W à 10 W par la manœuvre de ce bouton. Cette commande n'agit pas en SSB, ni en CW.

(3) POWER. Ce bouton-poussoir permet l'alimentation de l'appareil aussi bien en secteur alternatif que sur batterie. En position déverrouillée (touche sortie), le transceiver est à

l'arrêt, mais le circuit « mémoire » reste alimenté lorsque l'interrupteur (32) situé à l'arrière de l'appareil est en position haute.

(4) SQUELCH. Cette commande permet de régler le seuil de déclenchement de la réception pour un fonctionnement correct en FM. Ce bouton étant tourné à fond dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, le squelch est sans effet; on le tourne alors lentement dans le sens des aiguilles d'une montre et l'on s'arrête dès la suppression du bruit de fond. Le circuit « squelch » ne fonctionne ni en SSB, ni en CW.

(5) AF GAIN. Commande de la puissance BF de sortie en réception.

(6) MODE. Ce bouton sélectionne le mode de fonctionnement : FM - USB (SSB bande latérale supérieure) - LSB (SSB bande latérale inférieure) - CW.

(7) RF GAIN. Cette commande permet de régler le gain des étages HF et MF en réception. Lorsque ce bouton est tourné à fond dans le sens des aiguilles d'une montre, on obtient le gain maximal du

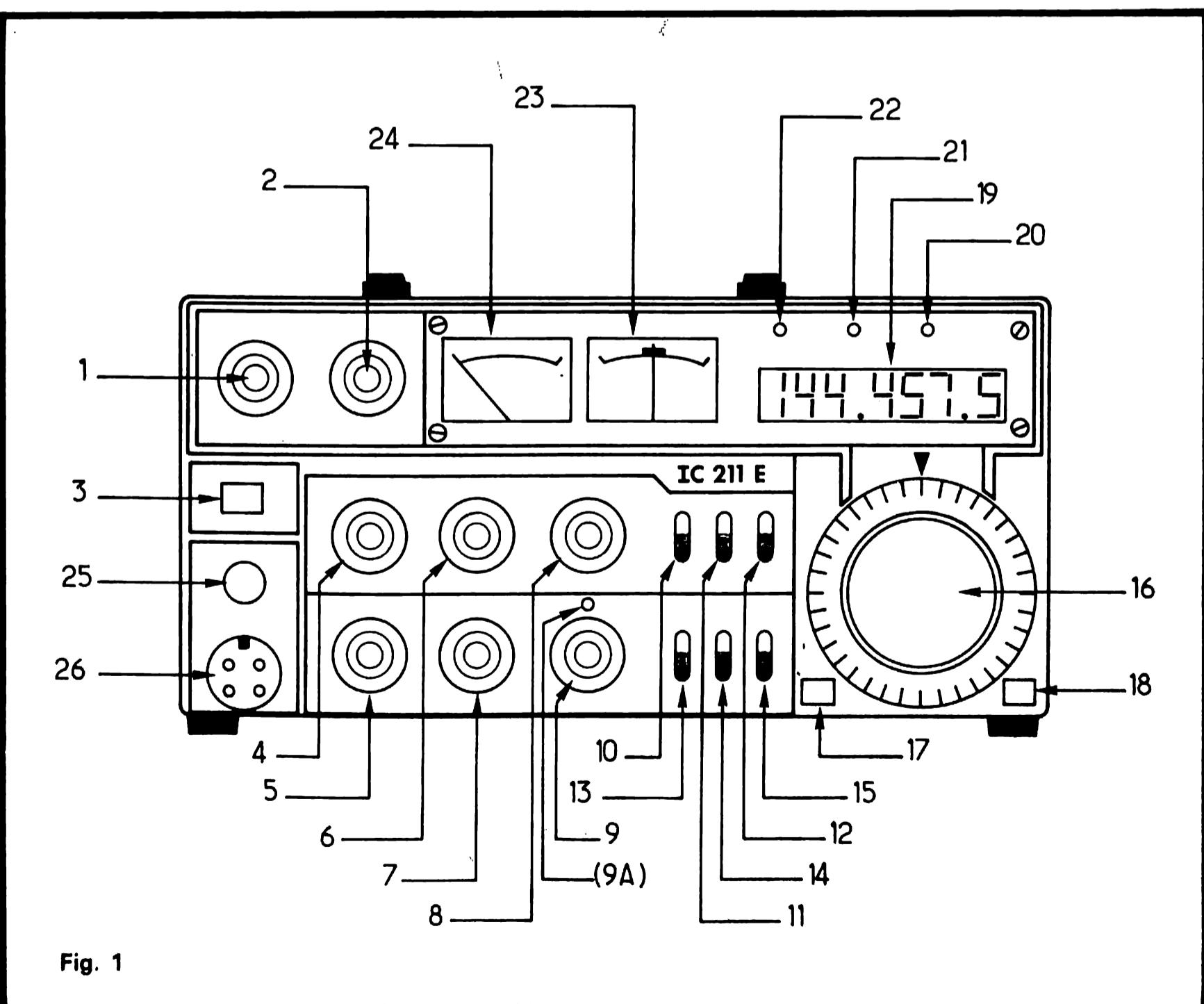


Fig. 1

récepteur en l'absence de signal ; en tournant cette commande dans l'autre sens, l'aiguille du S-mètre monte et seul un signal d'un niveau supérieur à l'indication de l'appareil sera reçu.

(8) VFO. Cette commande sélectionne le VFO « A » ou le VFO « B », ainsi que le mode de fonctionnement en simplex (SIM), ou bien en duplex normal (N-DUP) ou duplex reverse (R-DUP).

En position « A », le VFO « A » est en service déterminant ainsi une fréquence d'émission et de réception ; le VFO « B » demeure sans effet. En position « B », le VFO « B » entre en service de la même façon, mais le VFO « A » est sans effet.

En position « simplex », les fréquences d'émission et de réception sont données par le VFO « A » ; néanmoins, le VFO « B » suivra avec le décalage choisi et déterminé au départ.

Pour le fonctionnement en FM via les répéteurs, rappelons que la normalisation européenne prévoit que la fréquence d'émission se situe 600 kHz plus bas que la fréquence de réception. Commuter le VFO sur A et afficher la fréquence d'émission (par exemple 145.000.0). Commuter le VFO sur B et afficher la fréquence de réception qui doit être de 600 kHz plus élevée

que la fréquence d'émission (soit, dans l'exemple choisi : 145.600.0). Placer l'inverseur (8) sur N-DUP ; l'appareil est prêt à fonctionner sur répéteur.

Toutes autres fréquences sont évidemment possibles et l'on procèdera de la même façon.

La fréquence affichée correspond évidemment à la fréquence d'écoute ; lorsqu'on presse la pédale du microphone, c'est la fréquence d'émission qui apparaît.

On peut également modifier le réglage de la fréquence d'écoute pour passer sur un autre répéteur et l'on remarque que l'écart de 600 kHz déterminé précédemment est maintenu ; il n'est pas nécessaire de reprendre une nouvelle fois les réglages exposés. Supposons que l'on soit à l'écoute du répéteur R 00 ; la fréquence de réception affichée est 145.600.0 ; en émission, la fréquence affichée est 145.000.0. Passons à l'écoute du répéteur R 03 par la manœuvre du bouton (16) ; la fréquence affichée est 145.675.0 ; passons en émission, la fréquence affichée est 145.075.0. L'écart de 600 kHz a donc bien été maintenu.

Lorsqu'on est à l'écoute d'un répéteur, si l'on place le commutateur (8) sur R-DUP, les fréquences d'émission et de réception sont inversées et l'on

peut ainsi observer très rapidement s'il est possible de recevoir son correspondant en direct (fréquence d'entrée du répéteur), afin de ne pas occuper inutilement le relais.

(9) RIT. Ce bouton permet le décalage de la fréquence de réception de ± 1 kHz de part et d'autre de la fréquence d'émission ; lorsque ce circuit est mis en service par la clé (10), le voyant (9A) s'illumine.

Si l'on tourne le bouton de fréquence (16) d'un incrément lorsque le RIT est en fonctionnement, ce dernier est automatiquement stoppé. Par conséquent, il n'est pas nécessaire d'arrêter séparément le RIT lorsqu'on change la fréquence de trafic.

(10) RIT - ON/OFF. Il s'agit d'une clé à rappel sur laquelle on appuie une fois pour mettre le RIT en service, une autre fois pour l'arrêter, etc.

(11) NB. Cet interrupteur met en service un circuit éliminateur de parasites (noise blanker) destiné à supprimer les parasites d'allumage ou d'autres origines, afin d'améliorer la réception des signaux faibles.

(12) TONE CALL. Cette commande met en service le générateur 1750 Hz d'appel pour les répéteurs.

(13) RECEIVE/TRANSMIT. Commande indépendante de

l'inversion « émission/ réception ».

(14) VOX. Commande de la mise en service du circuit VOX : commutation automatique en position « émission » en parlant au microphone ; ce circuit ne fonctionne qu'en BLU. Il peut cependant servir aussi en CW en « semi-break-in ».

(15) AGC. Ce commutateur détermine les constantes de temps de l'AGC. En position haute = 500 ms ; en position basse (fast) = 50 ms pour la CW et la SSB.

(16) ACCORD. La fréquence affichée varie au pas de 100 Hz sauf si l'on appuie sur le bouton (17) auquel cas la variation se fait alors au pas de 5 kHz.

A l'arrière du bouton de réglage se trouve un volant conjugué à un frein à friction, ce qui permet d'obtenir un réglage doux et stable. Cependant, si on lance fortement le bouton (16), le frein se relâche et la rotation libre permet de balayer rapidement une grande partie de la bande. Lorsque la vitesse de rotation diminue, le frein agit de nouveau.

(17) PAS. Ce bouton sélectionne les deux vitesses de balayage de la bande : 100 Hz par division (bouton sorti) ou 5 kHz par division (bouton tenu enfoncé).

Pour calibrer le bouton d'accord (16), appuyer sur le

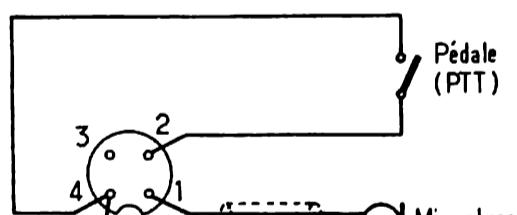


Fig. 2

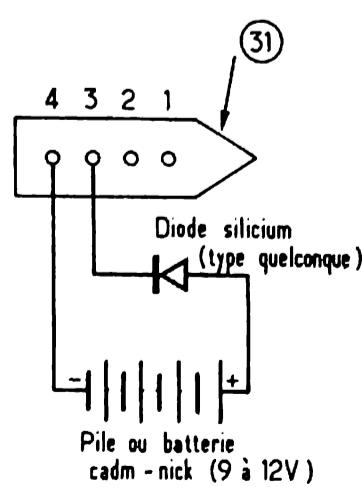


Fig. 4

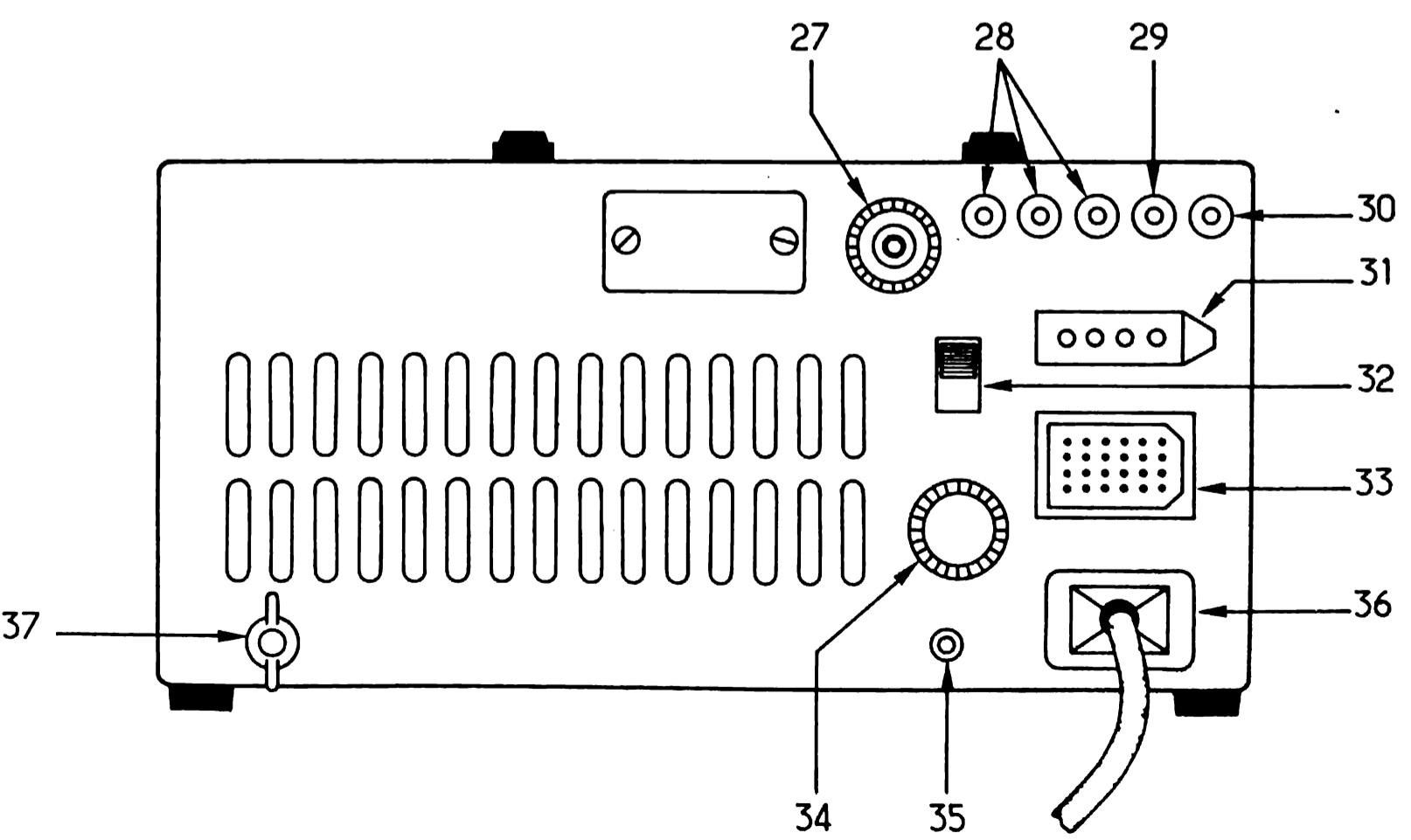


Fig. 3

poussoir (17) et afficher une fréquence avec 0 pour les kHz (ex. : 145.310.0). Relâcher le bouton (17) et faire correspondre l'une des gravures longues du cadran avec l'index triangulaire. Appuyer de nouveau sur le bouton (17) pour effacer les digits 1 kHz et 100 Hz. Le bouton d'accord (16) est alors calibré.

(18) DIAL LOCK. Ce bouton verrouille ou déverrouille la commande d'accord (16). Cette commande peut être utilisée en mobile ou lorsque le transceiver est soumis à des vibrations pouvant accidentellement faire varier le réglage de fréquence. Après avoir réglé la fréquence, appuyer sur le bouton (18); l'indicateur (21) s'éclaire, le bouton (16) peut alors tourner, mais la fréquence affichée est verrouillée. Une nouvelle action sur le bouton (18) déverrouille le VFO.

(19) Affichage des fréquences par 7 digits à LED.

(20) RECEIVE. Cet indicateur est éclairé en réception dans les modes USB, LSB et CW. En FM, il s'illumine uniquement lorsqu'un signal reçu dépasse le seuil du squelch.

(21) Cet indicateur s'éclaire lorsque le circuit de verrouillage (18) de la commande de sélection de fréquence est enclenché.

(22) TRANSMIT. Cet indicateur s'illumine lorsque le transceiver est placé en position « émission », soit par la commande PTT du microphone, soit par la commande « transmit-receive » (13), soit par le circuit VOX (14), soit par le fonctionnement en CW à partir du manipulateur.

(23) FM CENTER. Ce galvanomètre indique, en FM, si le signal reçu est bien centré par rapport à la fréquence affichée.

(24) Galvanomètre à trois fonctions. En émission, il indique la puissance relative HF de sortie, ou la valeur du TOS lorsque le commutateur TOS est sur « SWR » (nous y reviendrons). En réception, il indique le niveau du signal reçu (S-mètre).

(25) PHONES. Prise de jack permettant de connecter un casque d'écoute; le haut-parleur incorporé au transceiver est coupé lorsque la fiche du

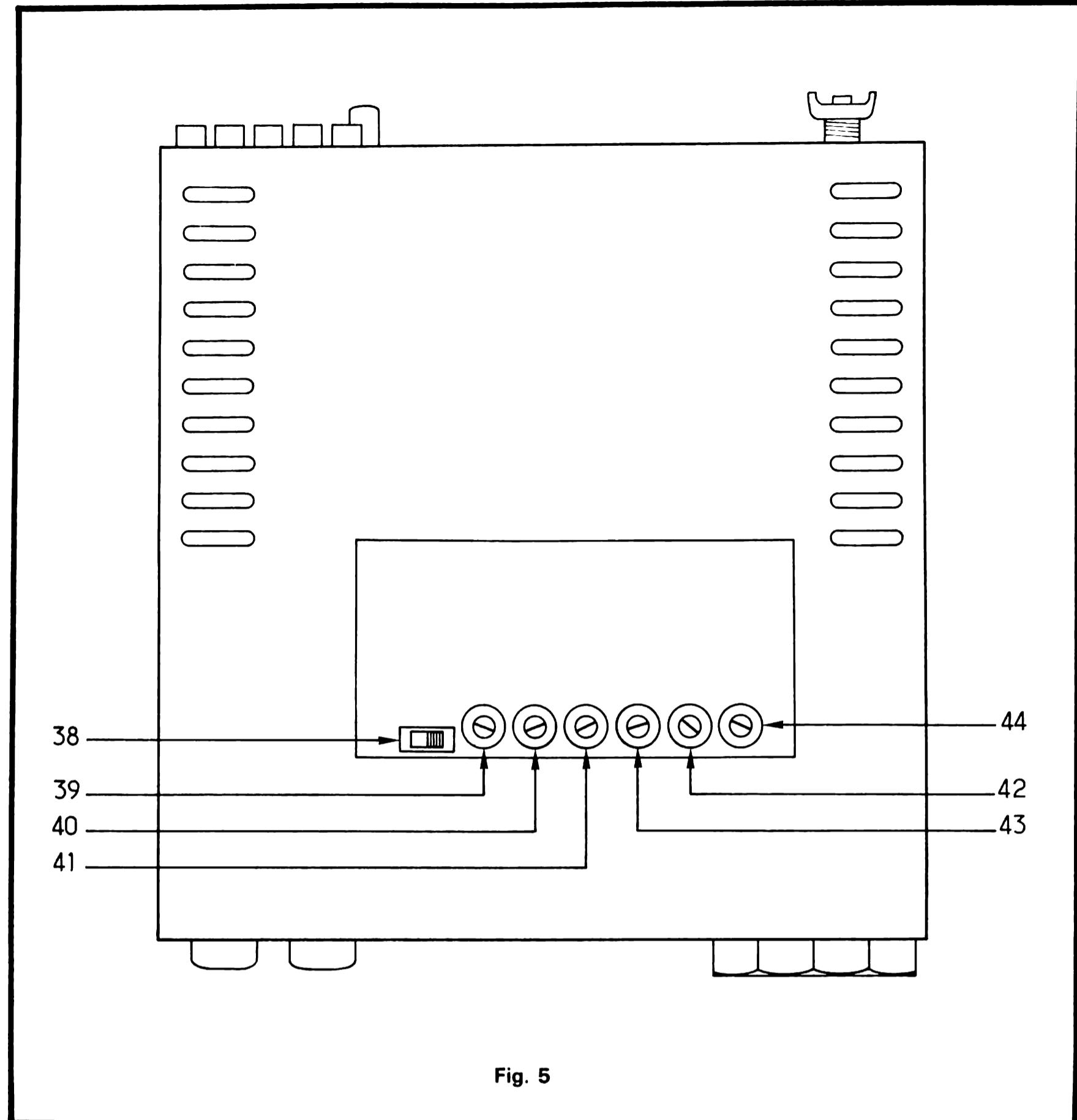


Fig. 5

casque est complètement enfoncée.

(26) MIC. Prise permettant de connecter un microphone (dynamique 600 Ω avec pédale PTT). En cas de rupture du cordon ou d'emploi d'un autre microphone, la figure 2 représente le câblage de la prise de ce microphone (câblage vu du côté soudures).

Analyse du panneau-arrière

L'arrière de l'appareil comporte les connecteurs et prises nécessaires au fonctionnement du transceiver. Se reporter figure 3 où nous avons :

(27) Connecteur d'antenne prévu pour une prise coaxiale PL 259; utiliser une antenne d'impédance 52 Ω.

(28) Prises coaxiales susceptibles d'être utilisées pour des raccordements optionnels nécessitant des liaisons blindées.

(29) Sortie permettant d'examiner sur un oscilloscope les signaux 10,7 MHz issus du mélangeur-réception.

(30) Prise de jack permettant le raccordement d'un haut-parleur extérieur de 8 Ω d'impédance; le branchement entraîne la coupure du haut-parleur incorporé.

(31) Connecteur permettant l'alimentation du transceiver à partir d'une source de courant continu de 12 à 13,8 V.

En fonctionnement sur secteur, le bouchon « strappé » doit être placé sur ce connecteur (strap entre les broches 1 et 2).

En partant de l'extrémité pointue du connecteur (c'est-

à-dire de droite à gauche), nous avons :

- Broche 1 = entrée 13,8 V (cc).
- broche 2 = sortie 13,8 V (cc) de l'alimentation secteur.
- Broche 3 = entrée 9 à 12 V (cc) pour le circuit « mémoire ».
- Broche 4 = masse.

Si l'on désire alimenter indépendamment le circuit « mémoire », se reporter au schéma de la figure 4.

(32) Interrupteur d'alimentation des mémoires. En position MEMORY, le circuit « mémoire » est alimenté indépendamment du reste du transceiver. La fréquence programmée restera mémorisée, même si l'on coupe l'alimentation générale (3), à condition que la prise de l'appareil reste reliée au secteur. En position « OFF », l'alimentation des mémoires se coupe en même

temps que l'alimentation générale.

(33) Connecteur 24 broches destiné au raccordement éventuel de divers accessoires et notamment au raccordement optionnel du clavier de commande IC-RM 3 (voir description dans le n° 1642).

(34) Fusible.

(35) Jack pour manipulateur.

(36) Prise pour le raccordement au secteur alternatif 220 V 50 Hz. Dans ce cas, rappelons que le bouchon strappé doit être mis en place sur le connecteur (31).

(37) Prise de terre.

Commandes internes

Sous le couvercle d'accès de la partie supérieure du transceiver se trouvent plusieurs réglages et commandes. Se reporter figure 5 où nous avons:

(38) SWR. Commutateur à glissière commandant la lecture du TOS (position normale : poussé à droite, c'est-à-dire sur « SWR SET »).

(39) SWR SET. Potentiomètre pour l'étalonnage de l'appareil de mesure (24) pour la lecture du TOS. Par la manœuvre de ce bouton, le transceiver étant en position émission FM avec antenne connectée, on place l'aiguille du galvanomètre (24) en déviation maximale (composante directe) ; la manœuvre du commutateur (38) que l'on place alors à gauche (position « SWR »), permet de mesurer la composante réfléchie, c'est-à-dire finalement le TOS indiqué directement sur le cadran du galvanomètre (24). La mesure du TOS étant effectuée, ne pas oublier de ramener le commutateur (38) à droite sur la position « SWR SET ».

(40) CW MONITOR. Potentiomètre permettant de régler l'amplitude de sortie du monitor télégraphique.

(41) CW DELAY. En télégraphie, ce potentiomètre règle le temps de retombée en réception.

(42) VOX DELAY. Potentiomètre réglant la constante de temps du circuit VOX (en SSB).

(43) ANTI VOX. Ce réglage agit sur le niveau du circuit anti-vox, appelé également anti-trip (en SSB).

(44) VOX GAIN. Potentiomètre réglant le niveau d'entrée du circuit VOX (en SSB).

D'autres réglages sont encore possibles, mais il s'agit de résistances ou de potentiomètres ajustables à manœuvre à l'aide d'un tournevis ; en outre, il faut alors démonter tout le panneau supérieur (4 vis cruciformes). Nous pouvons essentiellement citer :

- Réglage de la déviation maximale du galvanomètre (24) en émission FM 10 W.
- Réglage de la déviation minimale du galvanomètre (24) en émission FM 1 W.
- Réglage du swing FM.
- Réglage du seuil d'action du circuit APC (SWR) de protection de l'étage final PA.
- Réglage du zéro du galvanomètre FM-CENTER (23).
- Réglage de sensibilité du circuit FM-CENTER.
- Réglage du S-mètre en FM.

- Condensateur ajustable PA.
- Condensateur ajustable « antenne ».

Toutefois, il va sans dire que ces réglages sont faits en usine et qu'ils ne doivent pas être modifiés inconsidérément ou sans motif.

Autres dispositions

Comme le transceiver IC-245 E, l'IC-211 E ne comporte aucun relais électromagnétique ; toutes les commutations sont électroniques et assurées par des diodes.

Il n'y a pas non plus de retouches d'accord à effectuer lorsqu'on change de fréquence (de 144 à 146 MHz) grâce à l'emploi d'un filtre passe-bande accordé à cinq cavités hélicoïdales. D'autre part, le circuit de sortie (final en émission) est composé d'un filtre à structure de Tchebycheff à deux étages et d'un filtre

passe-bas à fréquence de coupure sur 180 MHz.

Le préamplificateur microphonique comporte un dispositif de compression automatique pour les signaux forts, ce qui évite les « éclaboussures » et l'étalement sur la bande. A ce propos, signalons qu'en émission l'efficacité de la modulation se trouve encore accrue (par rapport au microphone ordinaire livré avec l'appareil) si l'on emploie un microphone à préamplificateur type IC-SM 2 (ou tout autre type de microphone à préamplificateur avec ou sans compresseur).

Le circuit de mesure du TOS est intercalé dans le filtre passe-bas de l'étage de sortie de l'émetteur. Outre la possibilité de mesure déjà exposée, la sortie de la composante « réfléchie » du TOS-mètre est ensuite amplifiée par deux transistors afin de pouvoir contrôler le niveau d'excitation HF du transistor final. Si le TOS se détériore par désadaptation de l'antenne par exemple, l'excitation HF appliquée à l'étage final se trouve automatiquement réduite, voire annulée. Cette disposition (circuit APC) permet donc d'éviter tout dommage à l'étage final PA, et notamment à son transistor.

Par ailleurs, il va sans dire que chaque appareil est livré accompagné d'une notice parfaitement détaillée avec schéma complet, mode d'emploi, etc.

Récemment, nous entendions dire « sur l'air » par un ami OM que le IC-211 E était un petit bijou... Nous pensons pouvoir dire que cette image est vraie.

R.A. RAFFIN

Le son incomparable de l'ORGUE électronique

Dr. Böhm

continue d'enchanter nos clients

Ne rêvez plus à votre grand orgue à 3 claviers avec pédalier d'église ou à votre instrument portatif.

Réalisez-le vous-même à un prix intéressant avec notre matériel de qualité et nos notices de montage accessibles à tous.

Huit modèles au choix et nombreux compléments : percussion, sustain, vibrato, effet Hawaï, ouah-ouah, Leslie, boîte de rythmes, accompagnement automatique, piano électrique, etc.



Dr. Böhm

CENTRE COMMERCIAL
DE LA VERBOISE

71, rue de Suresnes
92380 GARCHES
Tél. : 970-84-33
et 460-84-76

Bon pour un catalogue gratuit 100 pages des orgues Dr Böhm

Joindre 5 F en timbres français, coupon de réponse, ou mandat
BON A DECOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER A

Dr BÖHM - Service catalogue - 71, rue de Suresnes - 92380 GARCHES

NOM

Adresse

Je désire recevoir 1 de vos disques de démonstration (30 cm, 33 t., stéréo, hi-fi).
 Musiques classiques.
 Variétés ou hits avec batterie et accompagnement automatique.

Je vous joins 45,00 F (les 2 disques ensembles 80,00 F) pour envoyer l'envelope.

HPV 6
00

NOTRE CARNET D'ADRESSES

Cette rubrique est destinée à mieux servir nos lecteurs auprès des commerçants spécialisés de la banlieue parisienne et de province (radio, autoradio, télévision, magnétophones, radio-téléphones, dépannages, mesure, antennes, photo, cinéma, haute-fidélité, etc.).

Les professionnels peuvent y figurer par région ou par ville moyennant un forfait extrêmement abordable.

Pour une « case » de 35 mm de haut sur une colonne de large (46 mm) :

- 1 insertion par mois pendant **3 mois**
= 359,20 TTC par mois
- 1 insertion par mois pendant **6 mois**
= 324,44 TTC par mois
- 1 insertion par mois pendant **12 mois**
= 266,50 TTC par mois

Remise du texte et règlement : avant le 15 pour parution du mois suivant.

MIDI

SUD AVENIR RADIO
22 Bd de l'INDEPENDANCE
13-MARSEILLE (12)

ELECTRONIQUE TEL. 66-05-89
SURPLUS MILITAIRES
EQUIPEMENTS ET COMPOSANTS
MESURES ET TÉLÉCOMMUNICATIONS

A MARSEILLE CENTRE
TOUS LES COMPOSANTS

DISTRILEC

9, rue Saint-Savournin
Tél (91) 42 64 04

TEKO-ARABEL-LUXMASTER
B.S.T.-NATIONAL-NIVICO

DISTRIBUTEUR REGIONAL
ROSELSON

Tous les transformateurs
Conseils Techniques Gratuits

REGION PARISIENNE



HIFI STEREO DISQUES
CHAQUE MOIS

Sono

LIGHT SHOW
MUSIQUE

CHEZ VOTRE
MARCHAND
DE JOURNAUX

LINEAR SYSTEM
A Votre Géolocalisation

LOCATION
VENTE
DE MATERIEL
PROFESSIONNEL

32, Rue de Meudon
BOULOGNE S/SEINE
Tel : 608 - 44 - 34

SUD-OUEST

A TOULOUSE
CIBOT

Les plus grandes marques de matériel

HIFI-VIDEO
Libre service de
COMPOSANTS-
ELECTRONIQUES
Grands choix de KITS
APPAREILS DE
MESURE

TOULOUSE, 25, rue
Bayard. Tél. : (61)
62.02.21.

ÉTRANGER

RADIOTELEPHONE
27MC (C.B.)

40 canaux
5 W 495 FF

NOUVEAU !

80 canaux
10 W 850 FF

120 canaux : AM + BLU

12 W en BLU 1 200 FF

Antenne Electrique

AM + FM + CB 350 FF

Prix TTC rendu Domicile

Tous canaux équipés

Documentation et conditions de vente sur **SIMPLE DEMANDE**

SUR PLACE

ENCORE MOINS CHER !

(ouvert même samedi et Dimanche matin)

EXPORELEC

Avenue Josse-Gofin 105
B 1080 BRUXELLES
Tél. : 19 322.465.21.15

AMIS LECTEURS...

- NOTRE RUBRIQUE LECTEURS SERVICE EST RESERVEE AUX PARTICULIERS ET NE DOIT PAS COMPORTER DE TEXTES A CARACTERE COMMERCIAL.
- LES TEXTES ILLISIBLES NE SONT PAS PUBLIES.
- AINSI QUE LES VENTES, OU ACHATS D'APPAREILS INTERDITS A LA VENTE (MICROS, E/R).
- AUCUNE GARANTIE DE DATE DE PARUTION N'EST DONNEE, SEUL L'ORDRE DE RECEPTION EST SUIVI.

55^e FOIRE INTERNATIONALE DE MARSEILLE

21 Septembre/1^{er} Octobre 79
PARC CHANOT

SECTION HIFI/SON

1/2 million de visiteurs attendus
(journée professionnelle)

SOYEZ PRESENT



Renseignements réservation de stands
FOIRE INTERNATIONALE DE MARSEILLE - PARC CHANOT
13266 MARSEILLE CEDEX 2 Tél (91) 76 16 00

Novation

L'ARGUS DE L'OCCASION DES MATERIELS ELECTRONIQUES

CONDITIONS GENERALES : Les cotations qui vont suivre sont données à titre indicatif et n'engagent d'aucune façon la responsabilité du Haut-Parleur. La liste du matériel n'est pas exhaustive. Elle comporte les principales marques distribuées en France.

ETAT DU MATERIEL : Les cotations concernent des appareils en parfait état de fonctionnement et d'aspect neuf.

GARANTIE : Les appareils dont la garantie est en cours ont une plus-value de 15 % à considérer au moment de la transaction.

REPRISE : En cas de reprise ou d'achat, il y a lieu de diminuer le prix indiqué de 15 % pour charges et frais professionnels.

MATERIEL IMPORTÉ : Les transactions sont indiquées pour du matériel importé officiellement et possédant le bon de garantie de l'importateur.

FABRICATION : Les matériels ne se fabriquant plus ont une moins-value à considérer au moment de l'achat.

ANNEE : 1975 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1974 et le 30/9/1975.

– 1976 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1975 et le 30/9/1976. – 1977 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1976 et le 30/9/1977. – 1978 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1977 et le 30/9/1978.

AMPLIS	1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978
ACCPHASE																								
P 250	3 300	3 500	3 900	4 100	ESART	PA 15	390	430		MAC INTOSCH	MA 6100	3 100	3 480	3 850	4 200	RH 580	190			AU 2900	550	610	690	
P 300	3 600	3 700	4 100	4 330	PA 20	410	440		MARANTZ	1030	410	470	610	690	RH 550				AU 3900	630	710	880		
C 200	4 200	4 900	5 300	5 850	PA 30	480	540		1040	450	530	610	690		RH 551				AU 4900	870	970	1 070		
E 202	4 100	4 500	4 880	5 310	E 100	660	740		1060	570	680	830	920		PIONEER	390	410	460	AU 5900	1 210	1 350	1 490		
AKAI					E 150	730	820		1070	1 770	1 970	2 190	2 500		SA 5200				AU 6500	570	640	770		
AA 5210	340	400	450	520	E 200	740	830		1120	3 160	3 500	3 900	4 300		SA 5300				AU 8500	1 700	1 900	2 100		
AA 5510	650	720	800	820	E 250 S 2	890	990	1 100	1 230	1200	2 520	2 800	3 200	3 400	SA 6200				AU 9500	2 160	2 410	2 750		
AA 5810	710	820	940	1 000	E 250 SP	1 000	1 120	1 240	1 380	140	3 200	3 600	4 100	4 460	SA 700				AU 780	1 820	2 080			
AM 2200	410	480	530	590	S 1	800	900	1 000	1 140	250	3 600	4 100	4 460	4 840	SA 7100				AU 9900	3 600	3 820			
AM 2400	600	680	720	800	S 2	880	1 020	1 140	1 140	3200	3 600	4 100	4 460	4 840	SA 7300				CA 3000	4 800	5 060			
AM 2600	800	850	910	1 020	W 80	1 700	1 920	2 130	2 130	3200	3 600	4 100	4 460	4 840	SA 7500				CA 3000	4 600	4 750			
AM 2800	920	1 100	1 360	1 520	W 1000	2 050	2 280	2 530	2 530	3800	3 600	4 100	4 460	4 840	SA 8100				BA 3000	5 020	5 200			
A S D															SA 8500				BA 5000	6 950	7 280			
400	1 780	2 000	2 250	2 420	FILSON					SA 9100					RH 580	190			SANYO					
200	860	960	1 070	1 070	APM 2200	410	530	620		SA 9500					RH 550				DCA 200	540	630	700		
80	1 660	1 850	2 060	2 070	APM 2300	610	720	800		SA 9900					MA 6100				DCA 250	710	810	900		
410	1 500	1 670	1 860	2 070	APM 2400	720	870	940		SA 1000					1030				DCA 650	920	1 170	1 300		
B & O					FRANK					MONARCH					1 890				DCA 1100	1 390	1 666			
BEOLAB 1700	630	750	850	920	PRAM 240	1 160				80					330	360	410	450	QUAD					
BRANDT					PRAM 235	1 040	1 160	1 280	1 430	88					330	360	410	450	SCOTT					
ELECTRONIQUE					PRAM 245	1 220	1 360	1 510	1 680	88					330	360	410	450	REVOX					
A 8121	380	490	550		PRAM 260	1 520	1 690	1 880	2 090	8000 H.					330	360	410	450	ROTEL					
A 2831	520	610	680		HARMAN					8000 H.					330	360	410	450	RA 550					
BRAUN					KARDON					NIKKO					330	360	410	450	RA 561					
CSV 300	470				CITATION 11	1 870	2 080	2 310	2 570	TRM 500					330	360	410	450	RA 551					
CSV 500	800				CITATION 12	1 400	1 550	1 720	1 920	TRM 600					330	360	410	450	REVOX					
CSV 510	1 100	1 300			CITATION 16	3 380	3 760	4 180	5 020	TRM 800					330	360	410	450	ROTEL					
B S T					A 401	540	690	770		NIVICO					330	360	410	450	RA 211					
GW 30	200	260	250		A 402	1 350	1 770	1 970		VN 300					330	360	410	450	RA 210					
IC 150	280	340	360		HITACHI					VN 500					330	360	410	450	RA 310					
IC 300	390	450	480		IA 600	850	940	1 020	1 140	VN 700					330	360	410	450	RA 311					
CABASSE					IA 100	1 230	1 360			1 030					330	360	410	450	RA 611					
PAS 10 T	1 730	1 940	2 160		HA 300					1 810	2 010				330	360	410	450	RA 612					
PAS 20 T	2 260	2 540	2 820		HA 410					830	930	1 030			330	360	410	450	RA 810					
PAS 20 T 16	2 970	3 300	3 670		HA 510					860	950				330	360	410	450	RA 812					
AM 50					HA 610					860	950				330	360	410	450	RA 1210					
AM 100																								

	1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978
TECHNICS					CONTINENTAL					KR 4600					SX 525					SONAB				
SU 3200	720	800	900		EDISON					KR 9400					SX 535					R 4000/2				
SU 3500	960	1 000	1 110		AT 9726					LUXMAN					SX 530					R 4000/3				
SU 3150	500	560	630		AT 9521					R 800					SX 7730					R 3000				
SU 7200	480	540	610		AT 9727					R 820					LX 626					SONY				
SU 7600		690	770		AT 9622					R 620					SX 737					STR 6036				
SU 9200		1 320	1 470		AT 9728					R 1500					LX 880					STR 6046				
SE 9200		1 690	1 880		AT 9624					1035 L					SX 939					STR 7055				
SU 9600		3 090			AT 9525										SX 9930					STR 6055				
SE 9600		4 450			DUAL					2215					SX 1010					STR 6065				
SU 8600		1 930			CR 60					2015					SX 450					STR 6200				
SU 7700		1 250			CR 61					990					SX 550					STR 160 L				
TELETON					CR 220					1 300					SX 650					STR 700				
SAQ 408	320	350	390		CR 230					1 700					SX 750					STR 7025 L				
A 300	380	430	480		CR 120					2245					SX 850					STR 7035				
A 400	430	480	530		EBART					2270					SX 950					STR 4800				
GA 203	430	480	530		PAT 20					19					SX 1050					STR 5800				
TOSHIBA					PAT 30					4230					SX 1250					STR 6800				
SB 300	610				IS 150					4220					SABA					STR 3800				
SB 220					IS 200					4240					8060					STR 2800				
SB 404					IS 50					4270					860					TANDBERG				
SB 500	1 210	1 340	1 490	1 660	FISHER					4300					960					TR 200				
SB 2500	1 020	1 140	1 260	1 410	202					4400					1 300					780	870			
VOXSON					505					2325					1 420					TR 1000	1 300	1 450		
H 302	310	350	410		401					2225 L					1 670					TR 1040	1 740	1 940		
H 305		540	680		390					2216					8100					TR 2025				
YAMAHA					601					2226					1 570					TR 2055				
CA 500	770	860			GOODMANS					2265					8120					ULDRA 10				
CA 700	1 120	1 250	1 050	1 170	MODULE 80					MERLAUD					8200					SS 12				
CA 400			1 390	1 540	ONE TEN					ATS 215					SANSUI					TECHNICS				
CA 600			1 790	1 990	ONE TWENTY					580	660	790	820		300 L					SA 5350				
CA 800			2 540	2 820	GRUNDIG					NIKKO					350					SA 5360				
CA 1000					RTV 501, av. 2 enc.					STA 5050					2000					SA 5110				
AMPLI TUNERS	1975	1976	1977	1978	RTV 701, 2 x 10 W					STA 7070					5000 A					SA 5150				
					RTV 800, 2 x 30 W					STA 8080					250					SA 5160				
					RTV 900 A, 2 x 40 W					STA 9090					600 L					SA 5250				
					RTV 801					NIVICO					551					SA 6500				
					RTV 901					5521					661					1 720	1 830			
					RTV 200					5500					771					SA 6000				
					RTV 1020					5001					SIX					SA 5550				
					RTV 1040					5010					EIGHT					2 500	2 760	3 480		
					HARMAN					5003					331					930	1 100			
					KARDON					5010 L					881					2 470	2 500	3 450		
					330					5040					8080					3 800				
					630					5505 L					9090					2 800				
					75 +					5515 L					7070					TELEFUNKEN				
					930					5525 L					SANYO					OPUS 6060				
					AA 1020 L					4 MM 1000					DCX 2500					1 400	1 550	1 940		
					AA 1030 L					1 700					DCX 2300					1 310	1 620			
					AA 1040					2 270					DCX 3000					680	870			
					AA 1050					2 650					DCX 3300					2020				
					AA 1060					DCX 6000					DCX 8000					OPUS 7050				
					AA 1135 L					DCX 8000										TRX 2000				
					2 030	</																		

	1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978					
AT 2400.			790	880	NIKKO					SUPERSCOPE					AUDAX					B 1302 (blanc)				730	810	910			
AT 2600.			1 005	1 110	FAM 220	540	620	710		T 210	400	440	500		EURYTHMIQUE 20.	150	180	210	250	B 2202				750	840				
ASD			1 750	1 940	FAM 500	690	840	940		T 220		620	710		EURYTHMIQUE 30.	220	250	290	340	B 1203				1 130	1 270				
420.					FAM 800			1 170		TECHNICS					EURYTHMIQUE 40.	410	480	550	640	B 1213				1 660	1 860				
B & O			720	800	FAM 450			840		ST 3100	580				EURYTHMIQUE 60.	600	820	860	910	BS 302				810	910				
1700.					NIVICO	570	640	710	790	ST 3400	660				A 230			370	420	BS 402				1 050	1 170				
BARTHE					VT 500.	830	920	1 030	1 140	ST 3600	910				A 360			1 000	1 100	BS 502				1 240	1 380				
TR 75.					VT 700.			1 090	1 210	ST 3150					A 4101			1 700	2 010	B 1402				970	1 090				
BRANDT					VT 900.					ST 3500					BANG & OLUFSEN					B 1303				1 760	1 960				
ELECTRONIQUE					ONKYO					ST 7200					BEVOX S 30					520				2 390	2 660				
T 901.			500	640	T 4055.					ST 7600					BEVOX P 30					616				810	910				
BRAUN					PHILIPS	410	460	520	570	ST 9030.					BEVOX S 45					728				1 000	1 120				
CE 25/I.			730	800	RH 640	890	990	1 100	1 220	ST 7300.					BEVOX P 45					864				510					
CE 1020.					RH 651			1 500	1 700	ST 8080.					BEVOX S 60					1 140				210	240				
BST					RH 762					ST 9600.					BEVOX M 70					1 950				410	450				
IC 302.			280	320	PIioneer					TELETON					BEVOX M 100					3 080				510					
DUAL					TX 6200.	380	430	480		GT 202.	380	420	470	520	(la paire)					E 2001.				1 700					
CT 18.			660		TX 7100.	530	560	610		T 300.		430	480	530	590	BEVOX 901	290	350			E 45 A								
CT 19.			1 000	1 140	TX 8100.	1 000	1 180	1 300		GT 203.					BEVOX 1001	380	450			E 38									
CT 110.					TX 9100.	1 410	1 620	1 730		TOSHIBA					BEVOX 2700/2702	630	800			LAB 1				1 180	1 320				
CT 8.			360	480	TX 5300.					ST 500.	870	970	1 080		BEVOX 3700/3702	940	1 100	1 260		LAB 2				910	1 020				
					TX 7500.					ST 220.			620	690	BEVOX 4700/02/03.	1 120	1 480	1 850		LAB 3				810	900				
					TX 9500.					ST 910.					BEVOX 5700	2 030	2 460	2 630		AMT 1 A				2 430	2 700				
ESART					TY 6500.					YAMAHA					BOSE (PAIRE)					AMT 1 AM.				2 750	3 060				
S 12 C.	480	510			QUAD					CT 400.	690	770	860		301.					AMT 1 AB.				1 990	2 020				
S 25 C.	640	720			FM 3.	690	770	860	960	CT 600.	950	1 060	1 180	1 310	501.					BOSE (PAIRE)									
S 30.	1 400	1 700			RADIOLA	610	680	750	840	CT 800.	1 220	1 360	1 510	1 680	901.					301.				180	200				
CAISSON FM.	810	900	1 000		RA 621.					CT 7000.	3 960	4 400	4 890	5 400	901 III.					501.				360	400				
TUNER S.			1 100	1 220	RA 640.	610	680	760		ENCEINTES					BRAUN					901 III.				1 090	1 210				
TUNER AM-FM.			950	1 120	RA 651.	1 150	1 280	1 430		1975	1976	1977	1978		L 308.					340	380			1 330					
FILSON					REVOX					3 A					L 710.					750	830	930	1 036	F 301.					
TS 5.	760	850	940		A 76.	1 530	1 700	1 890	2 100	ARIA.	300	340	370		L 810.					960	1 170	1 190	1 320	F 401.					
TS 8.	850	950	1 050		A 720.	4 030	4 470	4 970	5 530	ARIA II.	350	390	440	490	LV 720.					1 040	1 260	1 520	1 600	F 401.					
FRANCE					ROGERS					ALLEGRO.			480	680	800	800	LV 1020.					300	350	400	520	GOODMANS			
ELECTRONIQUE					RAVENSBRUK.					ADAGIO.	870	980	1 160		D 5.					300	350	400	520	MINISTER.					
HF 100.	540	600	660	740	PANTHERA.					ARIOSO.	760	850			D M 4.					590	670	750	800	WOODSTOCK.					
FRANK					ROTEL					ARIOSO MONITOR.			990	1 120	1 600			D M 2.					800	910	1 020	1 140	640	710	
MK 5	1 400	1 650	1 810		RT 624.					ANDANTE 40.			940	1 020	1 570			CONTINENTAL.					2 860	3 180	3 530		350	400	
HARMAN KARDON					RT 824.					ANDANTE MASTER.					D M 6.					1 980	2 450			450	500				
CIT 15.	1 960	2 250	2 670	2 910	SABA					ACOUSTIC					D M 7.					1 980	2 450			510	600				
CIT 18.			4 800		TS 80.	560	640	770		RESEARCH					CAB														

	1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978		1975	1976	1977	1978	
CL 3.			1 290	1 430	PIONEER		360	400	450		SKANIA	S 20.		210		BRAUN					NIVICO				
CL 4.			1 350	1 500	CSE 300		1 220	1 360	1 510		S 25.			290		PS 338.					VL 5.	900	1 020	1 130	
SCX 2			2 940	2 940	CSE 700					S 35.			340		PS 350.					M 5240	660	660	730		
SCX 3			3 780	3 780	CSE 320					S 50.			530		PS 450.					M 473	640	710	790		
LABORATOIRE ELECTRONIQUE DU SON					CS 515.					S 60.			660		C E C					ONKYO					
B 20.	200	250	300	350	HPM 40					SONAB	OD 11.		490	540	600	BD 2000.		370	450		CP 60.	800	800	910	
B 25.	220	280	340	410	HPM 60.					OA 12.			720	800	890	BD 6000.		600	670	740	CP 55.	580	580	630	
B 35.	350	410	420	490	HPM 100.					OA 14.			940	1 040	1 160	BA 600.					CP 80.	1 570	1 570	1 740	
B 50.	440	530	640	760	ESL		1 720	1 960	2 210	3 480	OA 116.			1 820	2 020	3 250	BD 1000.					CP 30.		540	1 080
LES 55.					RA 450					OA 212.						CONNOISSEUR					CP 700 M				
LES 75.					RA 540										BD 3.		230	290	360	PHILIPS					
LEAK					RA 810										BD 2.					GA 207.	270	300	360		
SANDWICH 200.	200	370	420		RA 453.															GA 407.	330	370	430		
SANDWICH 300.	320	440	490		RA 456.															GA 408.	390	440	500		
SANDWICH 600.	610	680	760		RA 541.															GA 212.	340	410	490		
2020					RA 544.														GA 209.			1 130			
2030.					MFB 60.														GA 418.			560			
2060.					ROGERS														GA 224.			230			
2075.					COMPACT														GA 161.			350			
					EXPORT														GA 427.			480			
					BBC		1 390	1 550	1 720										GA 406.			640			
MAGNAT																			GA 222.			930			
BULL II			690		SABA														PIONEER						
SUPER BULL II			940		FL 50.														PL 12 D.	300	340				
LOG 1000			1 200		FL 60.														PL 15 D.	450	550				
LOG 2000			1 600		FL 70.														PL 10.	330	380				
BABY BULL			260																PL 51.	1 050	1 250				
BULL 100					SANSUI														PL 71.	1 600	1 800				
BULL 200					SP 10.		190												PL 112 D.	410	490				
BULL 300					SP 30.		270												PL 115 D.	600	680				
MARANTZ					SP 50.		490	550											PL 117 D.	690	770				
IMPERIAL 4G.	320	390	430		SP 70.		530	590											PL 510 D.	810	960				
IMPERIAL 5G.	370	420	495		SP 150.		1 300	1 260											RADIOLA						
IMPERIAL 6G.	500	570	680		SP 1200.		960	1 070											RA 406.	460	510	560			
IMPERIAL 7G.	580	640	770		SP 1700.		1 000	1 120	1 240										RA 8540.	650	730				
HD 44.					SP 2500.		1 220	1 360	1 510	1 680									RA 222.			960			
HD 55.					SP 3500.		1 280	1 420											RA 209.						
HD 660.					SP 3000.		1 070	1 190											SANSUI						
HD 770.					SP 4000.		1 240	1 380											SR 1050 K.	310	360	420			
HD 880.					SP 5000.		1 570	1 740											SR 1050 C.	2 090	320	390			
MARTIN					SP 4500.		600	710											SR 2050 C.	880	980				
MINI DAN	200	230			SP 402.		680	760											SR 4050 C.	1 017	1 130				
MICRO MAX	260	300			SP 5000.		850	900												610					
MAXI MAX	480	530			SP 6000.		1 080	1 160												1 210					
SUPER MAX	560	630			SP 7000.		1 240	1 380												2 900					
LABORATORY MK II	630	700																		840					
CRESCENDO/2	1 000	1 110			SCOTT		460	540	640											1 860					
KRYPTON.	1 330	1 480			S 11.		190	270	280	330										SR 222.	630	707			
EXORCIST.	1 400	1 570			S 17.		370	440	510	540										TP 725.	860	960			
MAGNIFICAT	2 300	2 500	2 700		S 15.		420	480	500											TP 1000.	1 900	1 380			
GAMMA 204					S 42.		610	690	780											TP 1200.	680				
GAMMA 208																									

POURQUOI AI-JE ACHETE ?

AI-JE ENVOYE MES AMIS ?

... MES RELATIONS ?

ACQUÉRIR UNE CHAÎNE HIFI CHEZ TERAL

POUR : LA SÉCURITÉ — LES CONSEILS — L'ACCUEIL — LA COMPÉTENCE

Devant la multitude de marques qui complique mon choix, j'ai rencontré, chez **TERAL**, une équipe compétente qui voyage pour moi dans le monde, de CHICAGO à TOKYO, pour me présenter le **SUMMUM DU MATERIEL HIFI**.

MON CHOIX SE SIMPLIFIE EN QUELQUES MARQUES JUDICIEUSEMENT SÉLECTIONNÉES

AUCUNE PROMESSE ILLUSOIRE, UN SERVICE APRÈS-VENTE

EFFICACE ET SURTOUT MON MATERIEL EST DISPONIBLE

TOUTES LES CONDITIONS REQUISSES POUR UNE ACQUISITION
SURE ET DURABLE

LE BON CHOIX DES RACKS **TERAL**

marantz

RACK 1090

avec grandes ondes



LE RACK COMPLET... 6 450 F

- Ampli **MARANTZ 1090**. 2 x 45 W.
- Tuner **MARANTZ 2050 L**. FM-PO-GO.
- Platine K7 **MARANTZ 5000**. Dolby.
- Platine T.-D. **SCOTT PS 67**. Entr. direct.
- 2 enceintes **SIARE DL 200**.
- Meuble **RACK SG**.

Technics **RACK 8044**

avec grandes ondes



LE RACK COMPLET... 6 700 F

- Ampli **TECHNICS SU 8044**. 2 x 38 W.
- Tuner **TECHNICS ST 8044**. FM-PO-GO.
- Platine K7. **TECHNICS RM 10**. Dolby.
- Platine T.-D. **AKAI AP 206**. Entr. direct.
- 2 enceintes **SIARE DL 200**.
- Meuble **RACK SG**.

Technics **RACK 8011**

avec grandes ondes



LE RACK COMPLET... 8 600 F

- Préampli **TECHNICS SU 9011**
- Ampli **TECHNICS SE 9021**. 2 x 60 W.
- Tuner **TECHNICS ST 9031**. AM-FM.
- Platine K7. **TECHNICS RM 10**. Dolby.
- Platine T.-D. **SCOTT PS 67**. Entr. direct.
- 2 enceintes **SIARE FUGUE 200**. 3 voies.
- Meuble **RACK SG**.

marantz

RACK 1550 L

avec grandes ondes



LE RACK COMPLET... 6 550 F

- Ampli-tuner **MARANTZ 1550 L**. 2 x 50 W. FM-PO-GO.
- Platine K7. **MARANTZ 5000**. Dolby.
- Platine T.-D. **AKAI AP 206**. Entr. direct.
- 2 enceintes **SIARE FUGUE 200**. 3 voies.
- Meuble **RACK SG**.

marantz

RACK 1152 DC

avec grandes ondes



LE RACK COMPLET... 9 350 F

- Ampli **MARANTZ 1152 DC**. 2 x 75 W.
- Tuner **MARANTZ T. 2100 L**. FM-PO-GO.
- Platine K7. **MARANTZ 5010**. Dolby.
- Platine T.-D. **SCOTT PS 67**. Entr. direct.
- 2 enceintes **3 A ADAGIO** ou **SIARE FUGUE 200**.
- Meuble **RACK SG**.

Sansui **RACK 317**

avec grandes ondes



LE RACK COMPLET... 7 900 F

- Ampli **SANSUI AU 317**. 2 x 50 W.
- Tuner **SANSUI TU 217**. AM-FM.
- Platine K7. **SANSUI SC 2110**. Dolby.
- Platine T.-D. **AKAI AP 206**. Entr. direct.
- 2 enceintes **3 A AUDITORA**.
- Meuble **RACK SG**.

AKAI

RACK AM 2350

avec grandes ondes

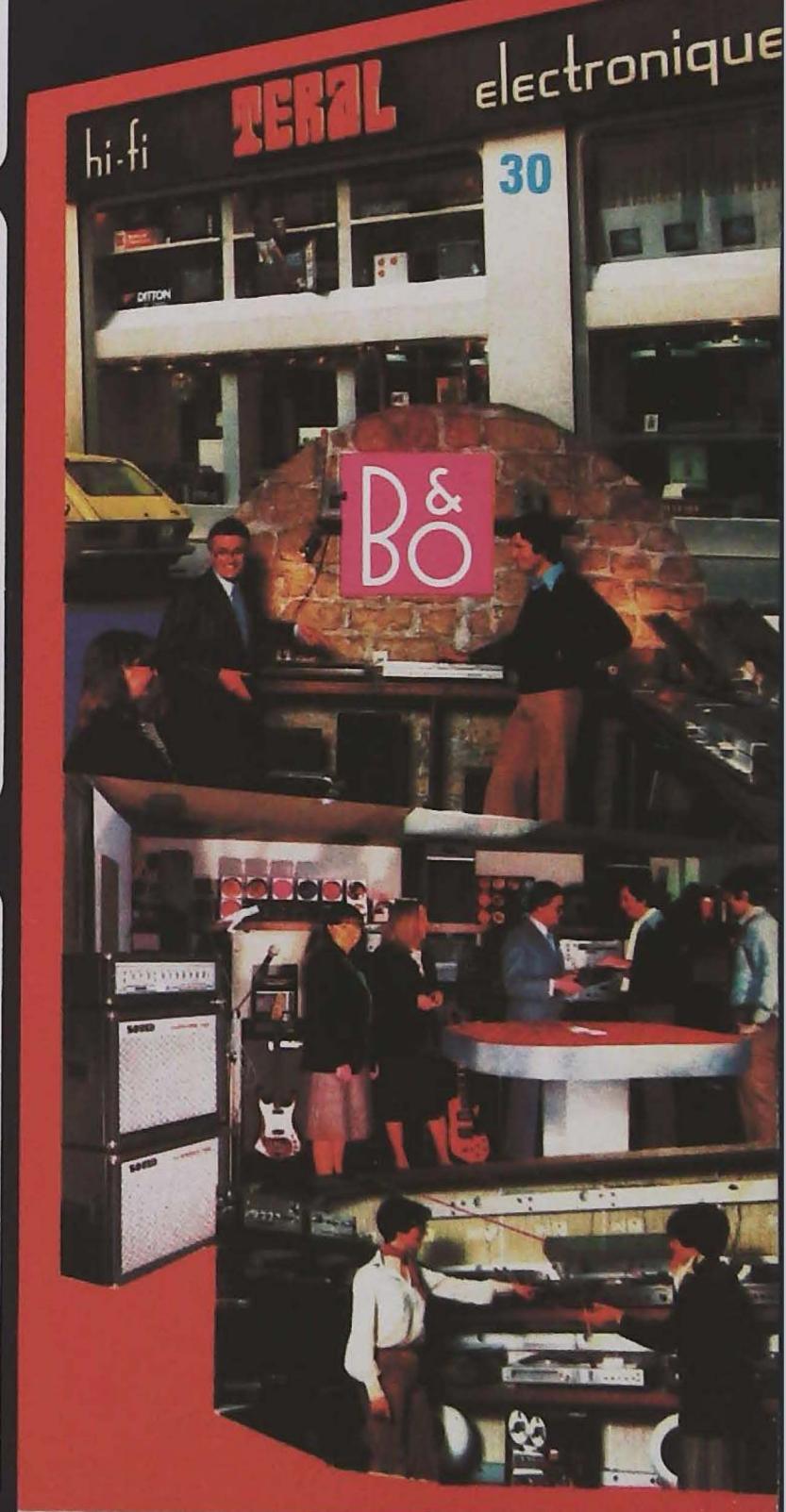


- Ampli **AKAI AM 2350**. 2 x 35 W.
- Tuner **AKAI AT 2250 L**. PO-GO-FM.
- Platine K7. **AKAI CS 703 D**. Dolby.
- Platine T.-D. **AKAI AP 100 C**.
- 2 enceintes **SCOTT S 177**.
- Meuble **RACK AKAI** à roulettes.

LE RACK COMPLET

5 100 F

ET TOUS LES RACKS AKAI
EN DÉMONSTRATION-VENTE



HIFI-CLUB TERAL 53

RUE TRAVERSIERE
PARIS 12^e (Gare de Lyon)
TEL. : 307.87.74

Bouyer, c'est ça aussi !



Ecoutez cette enceinte : elle est le résultat d'une volonté de changement, d'un désir d'innovation. Sa technique est encore plus performante, mais elle reste fidèle à la réputation Bouyer, celle d'une grande fiabilité. Son esthétique est le fruit d'une recherche poussée car le matériel professionnel doit être beau.

La nouvelle gamme Bouyer est le reflet d'une entreprise qui évolue et se passionne pour toutes les formes de communication.

Aujourd'hui, Bouyer habille le son.

 **BOUYER**

B.P. 2 - 82002 MONTAUBAN CEDEX - TEL (63) 03 06 04 - TELEX 520 722