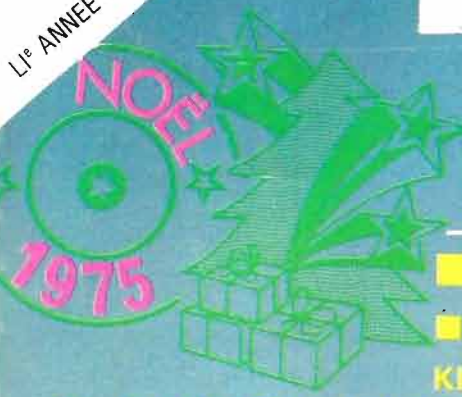


8 f
628 PAGES
L'ÉANNEE - N° 1530 DU 11 DÉCEMBRE 1975

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON ■ TÉLÉVISION ■ RADIO ■ ÉLECTRONIQUE



- **REALISEZ** : UN ENSEMBLE DE RADIOCOMMANDE : LE TF6/76
- UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE ALIMENTÉ SOUS 12 VOLTS ■ EN KIT LE KITALARME GEDIS ■ UN INDICATEUR DE ZERO POUR TUNER ■
- **BANCS D'ESSAI** : LE TUNER AMPLIFICATEUR B ET O 6000 ■ LA TABLE DE LECTURE PICKERING FA 112 ■ L'AMPLI SCOTT A 426 ■ L'AMPLI SUPERSCOPE A 245 ■



HAUT-PARLEUR

HEBDOMADAIRE

Publication : **J.-G. POINCIGNON**
A. LAMER
 H. FIGHIERA
 A. JOLY
 Rédaction : J. BERCHATSKY - B. FIGHIERA
 C. OLIVERES

HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

Les aspects de l'électronique avec des spécialités :

HAUT-PARLEUR. Edition générale vulgarisée. Son. Télévision. Radio. Electro-udiovisuel.

ELECTRONIQUE PRATIQUE. Initiation des amateurs, bricoleurs, débutants.
QUESTIONS ET RÉPONSES. Actualité et l'électronique dans la vie de tous les jours expliquées et commentées.

ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE. Services des ingénieurs, techniciens, informaticiens. Information et formation permanente.

Encyclopédie de l'électronique d'aujourd'hui et de demain.
 La plus vaste diffusion de la presse spécialisée en France de tous les jours.

Abonnement - Rédaction :
 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
 Tél. : 202.58.30

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :
 12 numéros HAUT-PARLEUR dont 2 numéros spéciaux :
 - Le Haut-Parleur Panorama Hi-Fi.
 - Le Haut-Parleur Spécial Sono.
 - Les numéros H.P. «ELECTRONIQUE PRATIQUE» et «numéro spécial radiocommande»
 - Les numéros HAUT-PARLEUR : «ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE»
 - Les numéros HAUT-PARLEUR : «QUESTIONS ET RÉPONSES»

ANNÉE 125 F
 ANNÉE 190 F

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

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
 Société anonyme au capital de 120.000 F
 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
 Tél. : 202.58.30

PUBLICITÉ
 Pour la publicité et les petites annonces s'adresser à la
SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ
 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
 Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
 C.C.P. Paris 3793-60

sommaire

B.F. - Technique générale - Hi-Fi

- La table de lecture PICKERING FA112 221
- Le tuner-amplificateur BEOMASTER 6000 232
- La table de lecture AKAI AP001 255
- L'amplificateur SCOTT A426 257
- L'amplificateur SUPERSCOPE A245 263
- Pickering Stylus timer : La vie de votre diamant 267
- De la stéréophonie à l'ambiphonie 307
- ABC : Les tables de mixage 331
- Le magnétophone à cassette BST IC500D 387
- La chaîne GRUNDIG Studio 1600A 399

Electronique - Technique générale

- La musico électronique : Théorie et pratique des rythmeurs électroniques 272
- Orgue jouet façon synthétiseur 281
- Comment améliorer la présentation des chiffres 6 et 9 des afficheurs 7 segments 288
- Pratique des condensateurs 291
- Qu'est-ce que l'adaptation en puissance en alternatif 304
- Initiation aux circuits intégrés 371
- Mise au point sur les transistors : Les transistors à effet de champ 394
- Les ordinateurs : Des « Chips » pour calculateurs 406

Radio-Télévision - Technique générale

- Le téléviseur couleur SHARP C1851 209
- La télévision couleur à circuits intégrés 214
- Le radiorécepteur Touring électronique 105 IIT 251
- Qu'est-ce qu'un téléviseur ? 298
- Le disque MDR 403
- Introduction à la télévision digitale 415

Réalisations

- Un fréquencemètre 224
- Un multimètre numérique économique : Le MX38 (suite et fin) 269
- L'ensemble de radiocommande TF6/76 339
- Un amplificateur BF de puissance alimenté sous 12 volts 348
- Un indicateur de zéro pour tuner FM ou autre 357
- En kit : L'alarme antivol Gedis 363
- Un lève-bras électronique 367

Mesure - Service

- Transformons à bon compte notre ancien voltmètre à lampes 207
- Le labo de l'amateur 224
- Le multimètre numérique MX38 269
- Utilisation pratique d'un oscillo : Mesures sur sous-ensembles 381

Electronique et automobile

- L'allumage 390

Photo-Ciné

- Equipement pour labo photo : Le densitomètre-timer électronique Philips PDT022 243

Journal des O.M.

- Le récepteur Sommerkamp FR101 430
- Quelques mesures en VHF 433
- Convertisseur et préampli 432 MHz à très faible bruit 438

Divers

- Informations - Nouveautés 195
- La nouvelle gamme Shure 201
- Accessoires pour radiocommande 204
- Banc-test TTL (rectificatif) 206
- Bibliographies 206
- Sélection de chaînes Hi-Fi 419
- Notre courrier technique 422
- Petites annonces 441

Copyright - 1975
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques
 Dépôt légal 4e trimestre 75
 N° éditeur : 257
 Distribué par
 « Transport Presse »



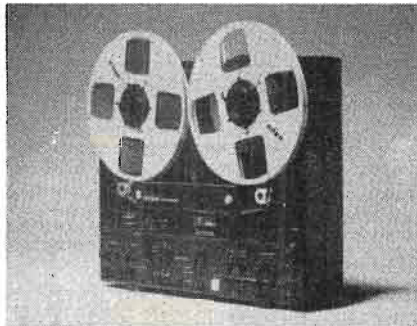
Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A
137 000
 EXEMPLAIRES

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

LE NUMÉRO DU HAUT-PARLEUR
CONTIENT PLUS DE 210 PAGES
D'ARTICLES

UHER



SG630 Logic.

Ce nouveau magnétophone haut de gamme possède 4 moteurs et des bobines de 27 cm. Trois vitesses : 19, 9,5 et 4,7 cm/s - 4 pistes ou 2 pistes. Système Dolby.

Caractéristiques techniques :

Bande passante.

19 cm/s : 20 - 20 000 Hz.

9,5 cm/s : 20 - 15 000 Hz.

4,7 cm/s : 20 - 12 000 Hz.

Pleurage et scintillement.

19 cm/s : 0,04 % DIN - 0,02 % RMS.

9,5 cm/s : 0,10 % DIN - 0,04 % RMS.

4,75 cm/s : 0,20 % DIN - 0,08 RMS.

Rapport signal/bruit sans Dolby.

19 cm/s : 4 pistes 65 dB, 2 pistes \geq 67 dB.

9,5 cm/s : 4 pistes 64 dB, 2 pistes \geq 66 dB.

4,7 cm/s : 4 pistes 64 dB, 2 pistes \geq 66 dB.

Fréquence du courant de prémagnétisation et d'effacement : 100 kHz.

Entrées : micro : 0,12 mV max. 80 mV
radio : 4 mV max. 300 mV ; phono :
100 mV max. 10 V.

Sorties.

Monitor : 2 x 750 mV.

Diodes : 2 x 750 mV.

Auxiliaires : 2 x 750 mV.

Casques : 2 x 3 V sur 200 Ω .

Puissance de l'ampli : 2 x 12 W sinus/4 Ω .

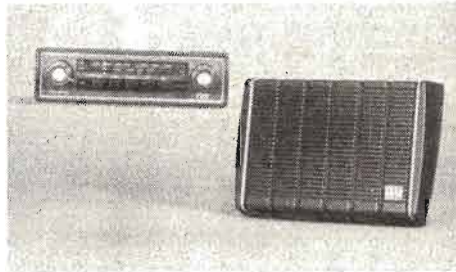
Dimensions : 51 x 14,6 x 40 cm.

Poids : 13 kg.

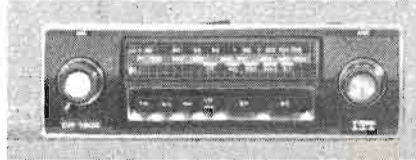
I.T.T.

Auto-radio CR602.

Il s'agit d'un récepteur auto AM à 2 gammes PO et GO, 2 touches pré-réglées en GO : FR1 - EUR 1 ; 1 touche pré-réglée



ble sur RTL ou Radio Monte-Carlo. Puissance nominale de sortie 7 W. Finition noir mat décor chrome mat et boutons antichocs. Alimentation 12 V (moins à la masse). L'ensemble est livré complet avec haut-parleur type écho 1219 et accessoires de montage. Prise DIN lecteur de cassette. Dimensions du poste : 170 x 42 x 95 mm.



Auto radio CR1302.

La deuxième nouveauté de chez I.T.T. : un auto radio AM/FM - 3 gammes d'ondes : PO - GO - FM. 2 touches pré-réglées en GO : FR1 - EUR 1 et 1 touche pré-réglable sur RTL ou RMC. Puissance nominale de sortie : 7 W. Finition noir mat - décor chrome mat et boutons antichocs. Alimentation 12 V (moins à la masse). Ensemble livré complet avec haut-parleur type écho 1219 et accessoires de montage, prise DIN lecteur de cassette. Dimensions du récepteur : 170 x 42 x 100 mm.

CINESYNC S.A.



Super 8 Sound Recorder.

Mis au point aux U.S.A. commercialisé depuis peu en France, ce magnétophone Sony TC 800B modifié par l'adjonction d'un dispositif électronique à circuits logiques permet d'enregistrer et de restituer un son synchrone branché sur n'importe quelle caméra Super 8 ou 16 mm. Le déca-

lage atteint seulement 1 image sur 10 000 au maximum. Il est adaptable sur plus de 50 modèles de caméras Super-8, 16 et certaines caméras 9,5 mm modifiées. Ce petit laboratoire pour traitement sonore des films professionnels et amateurs de format réduit S8, 9,5 et 16 permet le transfert, le montage, le mixage, le report, la projection, la vidéo avec le vidéo-player « Kodak VP-1 », équipé d'un contact 1/F assure le transfert télé-cinéma.

SCHNEIDER
RADIO
TELEVISION



ATGC E82.

Cette nouvelle « centrale musicale » aux formes modernes est constituée d'un ampli-tuner - platine - magnétophone à cassettes livré avec enceintes. Sa présentation : un coffret en polyester noir et métal avec couvercle fumé.

Dimensions : 507 x 338 x 105 mm.

Les enceintes : 265 x 240 x 90 mm.

Puissance : 2 x 5 W efficaces sur 4 Ω ; prises H.P., magnéto, écouteur ; contrôles séparés : graves et aigus.

Tuner AM/FM 4 gammes d'onde. Filtre d'interférence radio commutable.

La platine tourne-disque stéréo est à 3 vitesses avec cellule piezo. Le magnétophone est à enregistrement automatique stéréo et playback. Touche d'éjection des cassettes et touche d'arrêt instantané.

Adagio.

Début 1976 cet ensemble ampli-tuner-platine viendra compléter la nouvelle gamme des compacts Hi-Fi de cette firme.

Caractéristiques techniques :

Ampli : 2 x 12 W efficaces/4 Ω .

Bande passante : 40 à 20 000 Hz \pm 3 dB.

Distorsion harmonique : < 1 % pour 2 x 12 W.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES..



Rapport signal/bruit : > 50 dB pour 2 x
Réglages : volume, balance, graves, aigus.
Entrées magnétophone (DIN), prise cas-
que stéréo, 4 sorties H.P. pour ambiopho-
nie.

Tuner.

3 gammes d'ondes : PO - GO - FM.
4 stations pré-réglées en FM.
CAF commutable, silencieux FM,
antenne 300 Ω.

Sensibilité pour 26 dB rapport signal/bruit
en FM : ≤ 2 μV.

Platine.

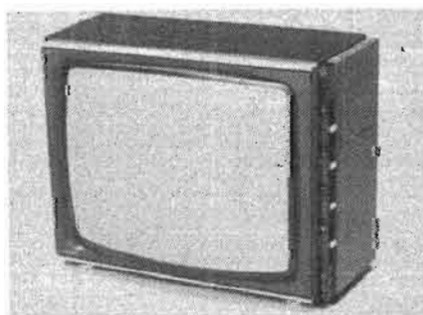
Changeur 3 vitesses, cellule magnéto-
dynamique pointe diamant.

Livré avec deux enceintes (closes) 420 x
280 x 185 mm.

Dimensions du compact : 530 x 370 x
200 mm.

Coffret bois façon teck, décors alu satiné et
noir.

SCHNEIDER

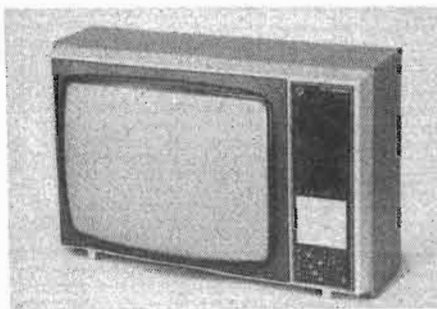


Atoll 67 cm/110° couleur.

La caractéristique principale de cet
appareil est sa présentation tout écran avec
intégration des commandes qui permet,
dans un volume très réduit (665 x 520 x
455 mm), de bénéficier de la plus grande
image.

Atoll est muni d'un clavier 8 touches,
situé dans l'arête supérieure droite. Les
réglages d'intensité sonore, lumière,
contraste, intensité couleur s'effectuent à
l'aide de potentiomètres linéaires alignés
verticalement, légèrement en retrait de la
façade. Un pied tulipe en métal brossé est
proposé en option.

SCHNEIDER

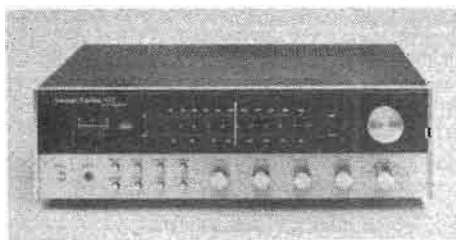


Rimini - 51 cm couleur.

Ce nouveau récepteur de salon de petite
taille (650 x 440 x 450 mm) est équipé d'un
tube image couleur « Précision in line »
90° supprimant les réglages de convergen-
ces et de pureté. Sont regroupés en façade :
les réglages habituels par potentiomètres
linéaires, le haut-parleur, les réglages de
synthonsation et le contrôle automatique
permanent du son et de l'image couleur.

Clavier 8 touches Digimatic avec indica-
tion lumineuse de la sélection du pro-
gramme. La façade est traitée anti-reflet
(procédé Nextel). Ce T.V. est constitué de
platinas enfichables.

HARMAN-KARDON



Ampli-tuner stéréo type 430.

Grâce aux connaissances acquises lors
de la mise au point de la série « Citation »
Harman/Kardon vient de créer un nouvel
ampli-tuner AM/FM stéréo qui satisfait
aux normes les plus sévères en matière de

réception et de reproduction sonore. Sa
principale particularité est déterminée par
une double alimentation permettant de
donner sur chaque voie une très forte éner-
gie lorsque l'ampli-tuner est au maximum
de sa puissance ou lorsque une pointe éle-
vée instantanée est demandée à l'appareil.
En plus de la possibilité de branchement
de deux ensembles de haut-parleurs, le 430
possède deux filtres de coupure haute et
basse, un correcteur de fletcher, un commu-
tateur de muting et un commutateur
mono-stéréo.

Caractéristiques techniques :

Section ampli.

Puissance : 2 x 25 W efficaces/8 Ω.

Technique large bande : 10 Hz à 40 kHz à
moins de 0,5 % de distorsion harmonique
totale sous 8 Ω à 13 W par canal.

Réponse en fréquence : 4 Hz à 140 KHz à
moins de 0,5 % de distorsion harmonique
à 1 W par canal.

Distorsion d'intermodulation : < à 0,12 %
à la puissance de sortie nominale.

Section tuner.

Sensibilité en FM : 1,9 μF.

Rapport signal/bruit : 77 dB.

Rapport de capture : 1,7 dB.

Facteur de réjection : 60 dB.

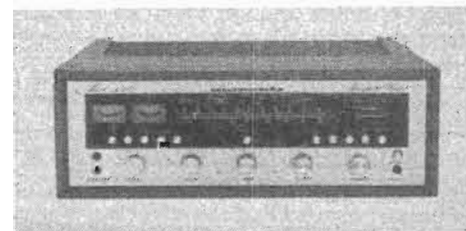
Réjection image sélectivité : 82 dB.

Séparation des canaux en FM : 39 dB.

Dimensions : 402 x 368 x 140 mm.

Poids : 10,9 kg.

MARANTZ



Ampli-tuner stéréo n° 2240.

Cette firme vient d'introduire sur le
marché français de la haute-fidélité un
nouvel ampli-tuner de 2 x 40 W.

Cet appareil possède un triple contrôle
de tonalité séparés des basses, médium et
aigus.

Le décodeur FM à-boucle de phase ver-
rouillée contribue à la réduction des distor-
sions et du bruit de fond en FM. Un circuit
de désaccentuation pour la FM Dolby per-
met de raccorder l'adaptateur Dolby et de
décoder les émissions émises, et codées
selon ce système.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES ...

Caractéristiques techniques :

Ampli : 2 x 40 W sous 8 Ω .

Réponse en fréquence : 20 à 20 000 Hz, \pm 0,5 dB.

Distorsion harmonique totale : < 0,3 %.

Tuner.

Sensibilité en FM : 2,3 μ V (IHF)

Sélectivité : 60 dB.

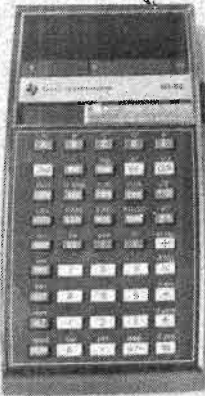
Séparation des canaux stéréo FM : 40 dB à 1 kHz.

Dimensions : 441 x 137 x 356 mm.

Poids : 15,7 kg.

Alimentation 220 V/50-60 Hz.

TEXAS INSTRUMENTS

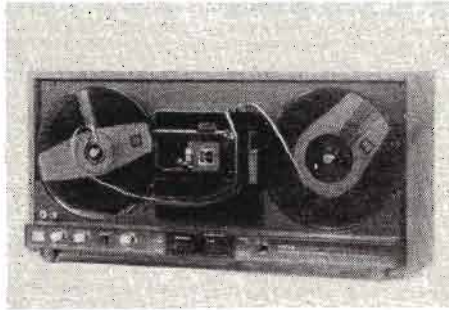


SR52.

Cette calculatrice programmable à cartes magnétiques sera disponible en France dans le courant du premier trimestre 76. La souplesse d'emploi du clavier permet à la SR52 d'être utilisée en trois modes de fonctionnement différents : exécution de programmes pré-enregistrés sur cartes magnétiques 7,30 cm x 1,58 cm, exécution de programmes originaux écrits par l'utilisateur, avec possibilité d'enregistrement sur cartes magnétiques et fonctionnement comme calculatrice professionnelle très élaborée, grâce aux conversions pré-programmées et aux fonctions mathématiques utilisables, soit indépendamment, soit dans le cours du programme. La calculatrice SR52 peut enregistrer jusqu'à 224 pas de programmes (instructions et données) sur une seule carte magnétique. Elle possède vingt registres mémoire adressables. En plus d'un guide d'utilisation et d'un mode d'emploi, la SR52 est livrée avec un manuel d'utilisation de programmes de base, un étui à cartes magnétiques, un ensemble de programmes de base pré-

enregistrés sur cartes magnétiques, un programme de diagnostics pour tester la SR52 et un dispositif de nettoyage de la tête magnétique.

KODAK



Projecteur Kodak Ektasound 245B-L.

Cette société lance sur le marché du cinéma son premier projecteur sonore Super 8. L'appareil se présente sous la forme d'un parallélépipède très plat, muni d'un couvercle en plexi fumé. La projection s'effectue perpendiculairement à l'axe du projecteur soit vers l'avant, soit vers l'arrière. Le chargement du film se fait par l'extérieur du projecteur de la même manière qu'un magnétophone à bande. Un dispositif dijoncteur arrête mécanisme et lampe lors d'une cassure ou d'une perforation déchirée du film. Marche avant et arrière du film. Entraînement silencieux par friction sans engrenage.

Avec ce projecteur on peut réaliser la projection sonore de films pré-enregistrés. L'enregistrement d'un nouveau son, l'enregistrement et la surimpression de son par l'entremise soit d'un microphone directionnel fourni avec l'appareil, soit d'un magnétophone, électrophone, tuner, etc.

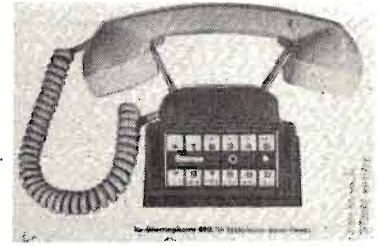
L'amplificateur d'enregistrement incorporé comporte un contrôle automatique ou manuel du volume sonore - vu-mètre.

Caractéristiques techniques :

Commandes : projection, arrêt sur image, marche avant/arrière rapide.

Objectifs : Zoom Vario-Kriptagon f 1,3 15-30 mm. Amplificateur de reproduction : 3 W. Lampe EPK 80 W 30 V. Capacité 120 mètres/Super 8. Tension 220/240 V - 50 Hz. Dimensions : 43 x 13 x 25 cm.

Poids : 7 kg.



STORNO

Le stornophone 600, le téléphone dans l'auto.

Avec ce radio-téléphone automatique dans sa voiture on peut appeler ou être appelé par tous les abonnés téléphoniques de France et de l'étranger. A l'aide des touches du clavier on compose un numéro d'appel sans cesser de rouler. Un petit haut-parleur incorporé vous permet d'entendre la sonnerie et la voix du correspondant, on n'a plus qu'à décrocher le combiné. Le service est entièrement automatique sans opératrice à la seule condition de circuler dans un rayon de 35 km autour d'une ville équipée de stations centrales spécialisées. D'autre part 10 numéros de 6 ou 7 chiffres peuvent être mémorisés. Il suffit alors d'actionner 2 touches pour obtenir chacun d'eux sur le clavier. Homologation P.T.T. n° 1312CP.

AKG



Casque stéréophonique K240 « Sextett cardan ».

Contrairement aux casques d'écoute traditionnels le nouveau casque K240 permet de retrouver le sens exact et la distance de l'évènement sonore tel que l'on peut l'entendre dans une salle de concert.

En plus de la capsule habituelle, ce casque est équipé de 6 membranes passives.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Ces dernières sont excitées par les variations de pression engendrées par la capsule principale et dont les membranes sont situées sur le plan de couplage entre le casque et l'oreille.

Caractéristiques techniques :

Réponse en fréquence : 16 à 20 000 Hz.
Impédance par système : 600 Ω .
Sensibilité : 94 dB 1 mW à 1 000 Hz.
Distorsion harmonique : 1 %.
Poids : 295 g. Livré avec cordon de 3 m fiche Jack 6,3 mm.



Casque K140 liaison infrarouge.

Destiné pour l'écoute d'un récepteur TV ce nouveau casque K140 « libero » sans fil de liaison nécessite simplement un petit émetteur à infrarouge G-20 WL, le récepteur alimenté par batterie est inclus dans le casque.

Réponse en fréquence : 20 - 20 000 Hz 6 dB.

Impédance : 600 $\Omega \pm 20\%$ par système.

Poids avec batterie : 270 g environ.

Il est actuellement possible de transformer un casque normal en casque infrarouge grâce au récepteur E-10 WL porté en lavalière.

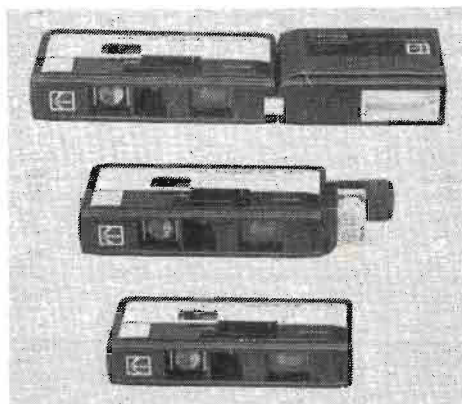
Dimensions du récepteur : 76 x 46 x 23 mm.

KODAK

Télé Instamatic 430.

La grande innovation de ce modèle réside dans ses deux objectifs incorporés. Le premier de focale « normale », le second est un télé objectif (qui correspond à un 85 mm de focale en 24 x 36 mm).

Le passage d'une focale à l'autre se fait en manœuvrant un curseur, le cadre de visée est modifié en fonction de l'optique



choisie. L'avance du film ne nécessite qu'une seule manœuvre de la glissière d'avancement.

Caractéristiques techniques :

Format : 110 (13 x 17 mm).
Objectifs : (3 lentilles), 42 mm f/5,6 réglage manuel de 1,20 m à l'infini ; 25 mm f/5,6, focale fixe.

Mise au point : réglage manuel de 1,20 à l'infini pour le téléobjectif.

Obturateur : réglage semi-auto, 1/50^e de s. à f/5,6 ou 1/100^e de s. de f/5,6 à f/16.

Témoin lumineux de réglage correct dans le viseur.

Flash : Magicube : rotation couplée à l'avance du film ou électronique avec prise flash.

Dimensions : 143 x 60,5 x 27 mm.

Poids : 193 g.

Accessoires : écrou de pied, prise pour déclencheur souple, dragonne.

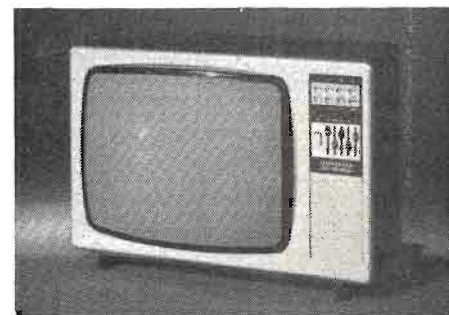
Flash Kodalux Modèle 2.

Kodak introduit sur le marché pour répondre aux nouvelles possibilités des télé-instamatic 430 le nouveau flash électronique Kodalux modèle 2. De dimensions réduites (33 x 61 x 95 mm), il ne pèse que 150 g et s'adapte sur n'importe quel appareil muni d'une griffe de flash. L'alimentation est fournie par 4 piles alcaline/manganèse AA de 1,5 V qui donnent au moins 120 éclairs. Temps de recharge : 10 secondes avec un éclair de 1/1000^e de seconde. Efficacité de 1,20 à 4,50 m. Nombre de guide 28 pour film 100 ASA. Température de couleur 5 600 ° K ($\pm 350^\circ$ K).

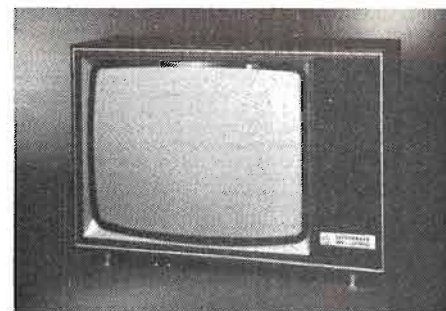
TELEFUNKEN

Colorimage 6025.

Ecran 51 cm, tube 110°. H.P. en façade 8 touches digitales sensibles. Affichage lumineux du programme. Potentiomètre à



curseur linéaire. Touche audiovisuel (magnétoscope - vidéodisque). Entièrement transistorisé avec circuits intégrés. Modules enfichables, circuits intégrés enfichables. Présentation blanc ou métal-anthracite. Tube sortant (plein écran). 82 transistors, 138 diodes, 10 circuits intégrés. Programme à mémoire THT 25 kV. **En options :** commande à distance par fil. Prise magnétophone. Prise casque, H.P. supplémentaire. Pied support forme tulipe chromé ou laqué blanc. Dimensions : 630 x 430 x 410 mm.



Colorimage 7075.

Tube image de 66 cm/110°. Porte à serrure. H.P. en façade 8 touches digitales dont une audio-visuel (magnétoscope - vidéo-disque). Affichage lumineux. Portillon de sécurité du programme (finesse image). Appareil entièrement transistorisé avec circuits intégrés enfichables. Circuit de démagnétisation automatique (pureté couleur). Modules enfichables. Alimentation 110/220 V. Présentation noyer foncé verni. Dimensions : 770 x 540 x 440 mm.

Caractéristiques techniques :

82 transistors, 138 diodes, 10 circuits intégrés. Convergence en façade. THT 25 kV. Variation de teinte sur image N/B du bleu au noir (Réf. cinéma).

En options : Commande à distance par fil quatre utilisations. Prise magnétophone. Prise casque, H.P. supplémentaire.

BARTHE



Chaîne « Compact Rotofluid ».

Cet ensemble composé d'éléments de haute qualité possède un socle amplificateur-tourne-disque professionnel à tête magnétique et deux enceintes acoustiques « Mini BA » 2 voies ou « Junior » également à 2 voies.

Caractéristiques techniques :

Puissance de sortie : 2 x 20 W sinus de 20 à 18 000 Hz.

Réponse à 100 mV : 10 à 40 000 Hz \pm 1 dB. Distorsion à 20 W : 1 000 Hz \leq 0,3 %. Bande passante : 10 Hz à 40 kHz \pm 1 dB. Entrées : PU magnétique : 2 mV/47 kHz ; magnétophone : 200 mV/130 k Ω ; radio : 200 mV/130 k Ω . Rapport signal/bruit à 20 W : 80 dB.

Atténuation de diaphonie à 1 000 Hz \geq 45 dB.

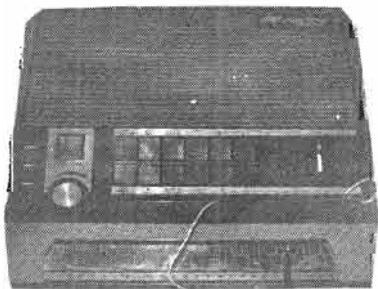
Platine de lecture : Rotofluid professionnelle.

Alimentation : 110-220 V-100 VA.

Dimensions du combiné : 432 x 350 x 170 mm.

Poids : 12,9 kg.

LE MINI SYNTHETISEUR STYLOPHONE 350S



Ce mini synthétiseur est un véritable instrument de musique puisqu'il peut recréer les sonorités des instruments suivants : orgue, clavecin, basson, clarinette, flûte, piccolo, etc.

Ses dimensions sont très réduites : 330 x 295 x 70 mm et son poids de 2,3 kg. Il est alimenté soit par 2 piles de 9 V ou 4 piles plates de 4,5 V.

Il est équipé d'un petit amplificateur transistorisé et comporte un haut-parleur incorporé au coffret mais peut être associé à un amplificateur plus puissant une sortie prévue à cet effet délivre 0,6 V efficace/130 Ω .

Une entrée jack est également prévue pour y raccorder une boîte de rythmes. Une autre entrée par jack permet d'ajouter à l'appareil une pédale extérieure de 50 à 100 Ω (WhaWha, fuzz, ou phasing).

L'utilisation est simple et l'appareil est livré avec une méthode d'emploi.

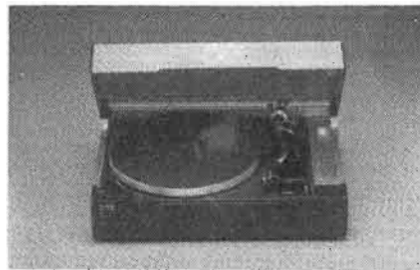
Caractéristiques techniques :

4 commutateurs de voix (registre 2', 4', 8', 16', instruments à vent, cuivres, cordes). Clavier métallique 3 octaves 1/2 commandé par 2 stylets fournis avec l'appareil. Cellule photo-électrique contrôlant l'effet Wha-Wha, vibrato, expression.

Circuits vibrato, réitération, decay, lent ou rapide.

Commande d'accord effet « glissando » sur 4 tons.

TELETON



Platine tourne-disque Hi-Fi stéréo.

Moteur synchrone à 4 pôles.

Entraînement à courroie.

Deux vitesses : 33 et 45 t/mn.

Plateau de 300 mm - 0,750 kg.

Bras tubulaire en acier anti-torsion

Deux contre-poids - antiskating, lève-bras, retour automatique en fin de disque.

Cellule magnétique avec diamant force d'appui 2,5 g.

Fluctuation de vitesse : $<$ 0,15 %.

Séparation des canaux : 25 dB.

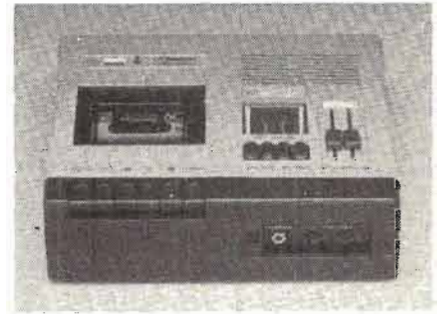
Equilibre des canaux : 2 dB.

Alimentation 220 V/50 Hz.

Dimensions : 480 x 160 x 330 mm.

Poids : 7 kg.

Socle : argent-référence : S 100 ; noir, référence : S100 b.



Platine magnéto-cassette. Modèle CD 200-b.

Vitesse : 4,75 cm/4 pistes.

Enregistrement automatique ou manuel.

Deux vu-mètres.

Tête de lecture en ferrite.

Sélecteur de bandes normale et CrO₂.

Compteur trois chiffres avec remise à zéro.

Arrêt automatique en fin de bande. Ecoute sur avance rapide.

Taux de pleurage $<$ 0,3 %.

Gamme de fréquence : bande normale : 60 à 12 500 Hz, bande au CrO₂ : 40 à 15 000 Hz.

Rapport signal/bruit : 45 dB.

Diaphonie : $>$ 30 dB.

Atténuation à l'effacement : 55 dB.

Entrées radio DIN réglables : 0,65 mV/1 k Ω ; microphone DIN : 2 x 1 mV/2,2 k Ω .

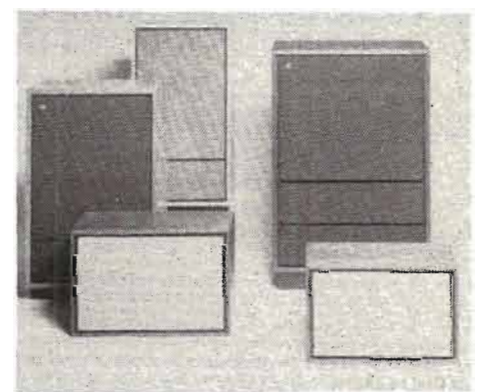
Sorties radio réglables : 0,5 - 1,5 mV/47 k Ω ; écouteurs Jack 6,3 mm 20 mW.

Alimentation 115/230 V, 50/60 Hz.

Dimensions : 320 x 243 x 112 mm.

Poids : 4 kg.

TANNOY



La nouvelle gamme Tannoy vient d'être redésignée et comprend cinq nouvelles enceintes de très haute qualité à savoir : **Eaton** : 50 W ; **Devon** : 60 W ; **Cheviot** : 60 W ; **Berkeley** : 85 W ; **Arden** : 85 W.

SEMINAIRE « SESCOSEM » SUR LES TRANSISTORS DE PUISSANCE EN REGIME DE COMMUTATION

Le 23 octobre 1975 Sescosem organisait à Paris à la Maison de la Chimie un séminaire sur les transistors de puissance en régime de commutation.

Près de 600 utilisateurs représentant les principales firmes de l'électronique et de l'électro-technique européenne y ont participé. Chaque exposé fut suivi de nombreuses questions. Si le fonctionnement des transistors de puissance en régime linéaire est bien connu, leur utilisation en commutation n'a pas encore donné lieu à des études systématiques.

Dans ce domaine Sescosem a développé depuis deux ans dans son laboratoire d'applications de l'usine d'Aix-en-Provence des méthodes originales appuyées sur de nombreux résultats expérimentaux.

Ce séminaire répondait donc à un besoin réel des utilisateurs, ce qui explique sans doute le succès.

COMMUNIQUE

« 3 a ».

Daniel Dehay, P.D.G. de la Société 3 a : art et acoustique appliquée nous signale la mise en route de sa nouvelle usine de production de 2 200 m² implantée en Z.I. d'Antibes.

Cette usine aura sa fabrication semi-automatique et permettra à « 3 a » de produire 3 500 enceintes par mois. Une chambre sourde de 1 000 m³ à entrées symétriques sera utilisée à la fois pour les études et pour la production journalière.

NOUVELLE SOCIETE

Nous venons d'apprendre la création de la Société Intégrate Diffusion, 67190 Mutzig (tél. : 88.38.17.50), société animée par M. Robert Barman.

La nouvelle société s'est fixé comme but principal la diffusion aux revendeurs, de matériel Hi-Fi et accessoires nécessaires pour l'entretien des disques, cassettes, diamants, etc. Pour la partie des accessoires.

la société possède l'exclusivité de la représentation du matériel fabriqué par la société anglaise Marsden Hall.

Elle diffuse également une gamme (4 modèles) d'enceintes acoustiques. Pour l'avenir d'autres produits sont prévus. A partir de 1976 la commercialisation d'une gamme intéressante d'appareils est envisagée (Compacts-Chânes en éléments séparés).

Le marché Hi-Fi se trouvant en pleine évolution et restructuration, la nouvelle société pense avoir un rôle à jouer, compte tenu de sa spécialisation. Dans un segment de marché précis, elle pense être à même d'apporter aux professionnels de la Hi-Fi un service certain et réel.

LES CASSETTES ROSES FONT LEUR APPARITION

Les aventures du Club des Cinq et de Oui-Oui, les très célèbres héros d'Enid Blyton, (près de 30 millions de volumes vendus en France dans la Bibliothèque Rose) sont désormais enregistrées sur cassettes.

Les enfants peuvent maintenant entendre les voix de Claude, Mick, François, Annie... et de leur fidèle chien Dagobert, le fameux Club des Cinq ; ou encore celle du petit pantin de bois Oui-Oui. Ils parlent, discutent, agissent comme dans la vie, dans l'ambiance sonore de leurs aventures. Il ne s'agit pas de la lecture du texte des livres mais d'une véritable mise en ondes du type radiophonique.

Quatre « cassettes Roses » ont été mises en vente depuis le 22 octobre en librairie, chez les disquaires et dans les rayons spécialisés des grands magasins.

Le Club des Cinq et le trésor de l'île, Le Club des Cinq et le secret du vieux puits, Le Club des Cinq contre-attaque sont destinés à des auditeurs de 7 à 11 ans. La cassette « Oui-Oui » : Oui-Oui au pays des jouets, Oui-Oui et la voiture jaune s'adresse aux 5-8 ans.

Chaque « Casette Rose », d'une durée de 40 mn (deux faces de 20 mn) contient une histoire complète (deux histoires dans le cas des « Oui-Oui »).

L'adaptation et les dialogues sont dus à Jean Degives. Les studios Imasona ont réalisé ces cassettes sous la direction technique et artistique de Michel Godard et Jacques Dieuzyde.

Présentation : la cassette standard est

offerte sous deux présentations, au choix et au même prix :

— Le boîtier nu portant la reproduction de la couverture du livre de la Bibliothèque Rose à partir duquel a été faite l'adaptation et protégé sous plastique rétractable.

— Le boîtier sous « blister ».

M.D.F. S'AGRANDIT ET CHANGE D'ADRESSE

Au printemps 1976, le siège sociale de cette société sera transféré à Vélizy-Villacoublay.

La Société Musique Diffusion Française (M.D.F.) a pour activité l'importation et la distribution aux détaillants pour la France de matériels haute fidélité, dont les chaînes Pioneer, d'origine japonaise, les enceintes acoustiques américaines ESS, les cellules Ortofon, MDF connaît un développement très rapide qui a conduit son directeur général M. Jacques Setton à programmer la construction d'un bâtiment qui deviendra le siège social de M.D.F., permettra le stockage des matériels, la réception des clients, la mise au point et la maintenance des appareils.

La zone d'activité tertiaire de Vélizy-Villacoublay offrait un environnement bien adapté dans la périphérie parisienne. Aussi M.D.F. a-t-elle retenu un terrain proche des bureaux de la société d'engineering à qui elle a confié les études et la réalisation de son bâtiment : Austin Europe S.A., filiale française du groupe international Austin.

RECTIFICATIF

Transverter 28-144 MHz H.P. n° 1521 page 369.

Schéma général de la page 370.

1. En haut à gauche, vers l'entrée antenne 144, la commutation du relais 1 est la commutation **a** (et non pas **b**).

2. Le premier tube QQE 03/12 de gauche est le tube V3.

3. A la sortie de l'alimentation, dans le circuit comportant deux régulateurs à gaz en série, le tube régulateur du bas aboutissant à la masse est du type OA 2 (et non pas OB 2). Partant de la sortie + HT, nous avons donc : 800 Ω + OB 2 + OA 2 et masse.

La nouvelle gamme Shure

DANS notre numéro 1516 Spécial Sono, il ne nous avait pas été possible pour des raisons de délais de fabrication de publier les nouveautés Shure distribuées en France par la Société Cinéco. Nous prions cette société de bien vouloir nous en excuser et présentons ci-dessous à nos lecteurs, les nouveaux appareils de la gamme.

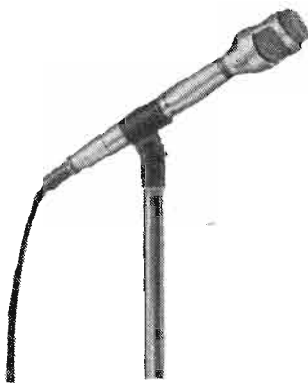
SHURE SM7



Microphone dynamique unidirectionnel à réponse cardioïde de type professionnel utilisé dans les studios de radio et de télévision.

Réponse en fréquence : 40 à 16 000 Hz.
Impédance de sortie : 150 Ω pour connecter sur entrées de 25 à 250 Ω .
Niveau de sortie à 1 000 Hz : 103 mV pour un niveau de pression de 79,5 dB.
Dimensions : 191 x 148 x 96 mm.
Poids : 764 g.

SHURE SM53



Microphone dynamique cardioïde directionnel type professionnel symétrique par rapport à l'axe pour voix et musique.
Réponse en fréquence : 70 à 16 000 Hz.

Impédance de sortie : 150 Ω à utiliser entre 25 et 250 Ω .
Niveau de sortie à 1 000 Hz - 81 dB (0,09 mV).
Poids : 240 g.

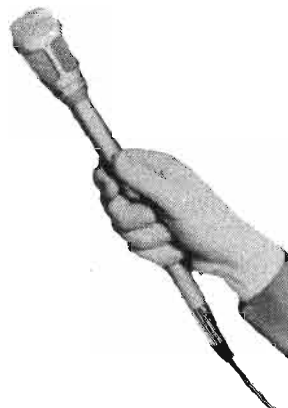
SHURE SM58



Microphone dynamique cardioïde à double impédance 50 et 150 Ω à utiliser sur 25 à 200 Ω . Ce micro est utilisé pour les reportages sportifs et pour les interview, insensible au vent.

Réponse en fréquence : 50 à 15 000 Hz.
Niveau de sortie à 1 000 Hz : SM58 50 Ω : - 83,5 dB (0,067 mV) ; SM58 150 Ω : - 76,5 dB (0,149 mV).
Poids : 425 g.

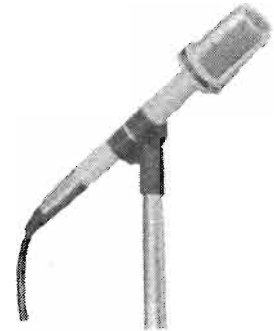
SHURE SM82



Microphone cardioïde à condensateur à amplificateur de ligne et limiteur.
Directivité symétrique par rapport à l'axe.
Alimenté par pile 9,8 V mercure.
Réponse en fréquence : 40 à 15 000 Hz.
Impédance 250 Ω .
Charge recommandée : 600 Ω ou plus.

Niveau de sortie, à 1 000 Hz : 0,11 V pour 74 dB. SPL.
Temps d'attaque : 5 ms pour variation d'entrée de 10 dB.
Distorsion harmonique à 1 000 Hz : + 4 dB inférieure à 1 %.
Dimensions : L : 301 mm ; D : 44,2 mm ; poignée D : 20,1 mm.
Poids : 406 g avec pile.

SHURE 589S



Microphone dynamique cardioïde unidirectionnel avec interrupteur marche/arrêt.
Réponse en fréquence : 90 à 13 000 Hz.
Impédance : 150 Ω (à connecter entre 25 et 200 Ω).

Niveau de sortie : - 83 dB à 1 000 Hz : 0,071 mV basse impédance.
Haute impédance : - 60,5 dB à 1 000 Hz : 0,009 mV.

Insensible aux vibrations.
Dimensions : 179 mm x 39,4 mm.
Poids : 770 g avec câble et 340 g nu.
Accessoires fournis : adaptateur orientable. Modèle A57SL avec verrouillage de la bague de rotation ; câble à blindage de 4,6 m.

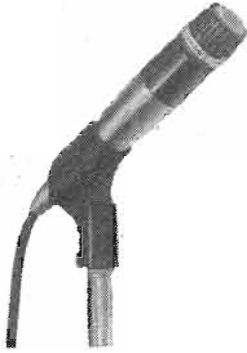
SHURE 515



Microphone dynamique cardioïde à bobine mobile, unidirectionnel.
Réponse en fréquence : 80 à 13 000 Hz.

Impédance et niveau de sortie :
 Modèle 515 SA : Haute impédance :
 - 58 dB (0 dB = 1 V/ μ bar), 1,25 mV/ μ bar.
 Modèle 515 SB, 515BG.
 Basse impédance : - 81 dB (0 dB =
 1 V/ μ bar), - 59 dB (0 dB =
 1 mW/10 μ bar).
 Commutateur marche/arrêt incorporé.
 Poids : 425 g à 539 g.

SHURE 545



Microphone électro-dynamique à directivité cardioïde symétrique par rapport à l'axe.

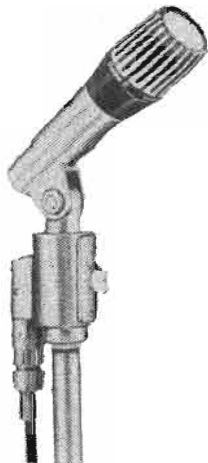
Réponse en fréquence 50 à 15 000 Hz.
 Niveau de sortie en circuit ouvert à 1 000 Hz.

Basse impédance : 0,141 mV/ μ bar.
 Haute impédance : 1,76 mV/ μ bar.

La sélection d'impédance est effectuée à l'extrémité du câble du côté de l'amplificateur.

Le 545 S et 545 SD comporte un interrupteur marche-arrêt. Tous ces microphones sont livrés avec câble de 4,5 m.

SHURE 548 SD



Microphone dynamique unidirectionnel à double impédance à directivité cardioïde, symétrique par rapport à l'axe.

Réponse en fréquence : 40 à 15 000 Hz.
 Impédances : 25 et 200 Ω .
 Niveau de sortie à 1 000 Hz : haute impédance : - 55 dB 1,76 mV ; basse impédance : - 77,5 dB 0,13 mV.
 Dimensions : 156,9 mm x 39,7 mm de diamètre.
 Poids : 255 g.

SHURE 565

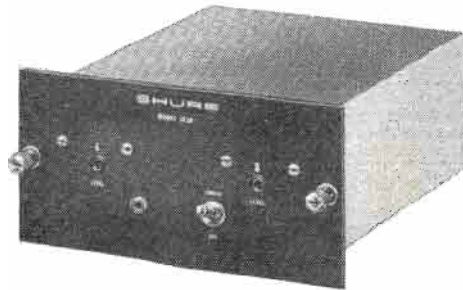


Microphone dynamique unidirectionnel sphérique à double impédance. Directivité cardioïde, symétrique par rapport à l'axe.

Réponse en fréquence : 50 à 15 000 Hz.
 Niveau de sortie à 1 000 Hz : basse impédance : - 77 dB, 0,141 mV ; haute impédance : - 54,5 dB, 1,88 mV.

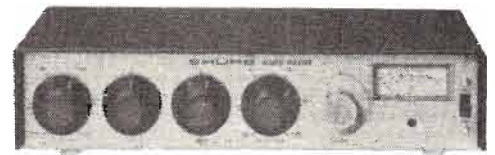
Dimensions : 153,2 mm x 50,8 mm de diamètre.
 Poids : 298 g.

SHURE SE20



Préamplificateur-égalizer stéréo.
 Réponse en fréquence : RIAA/NAB \pm 1 dB, 30 à 15 000 Hz.
 Gain : 54 dB ajustable.
 Distorsion : 0,5 % + 20 dB entre 20 et 20 000 Hz.
 Séparation des canaux : 10 000 Hz : 50 dB minimum - 1 000 Hz : 50 dB minimum - 100 Hz : 42 dB minimum.
 Impédance d'entrée : 47 000 Ω .
 Impédance de sortie : 150 ou 600 Ω .
 Alimentation : 110/220 V - 50/60 Hz.

SHURE M63



Correcteur de tonalité.

Correcteur pour microphones corrige la tonalité des micros en fonction du rendement acoustique d'une salle.

Réponse en fréquence : 20 à 20 000 Hz \pm 2 dB.

Sortie ligne : 38,5 dB (600 Ω).

Sortie auxiliaire : 39 dB (47 000 Ω).

Sortie micro haute impédance : - 1 dB (33 000 Ω).

Sortie micro basse impédance : - 21 dB (150 Ω).

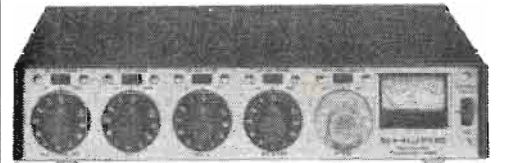
Contrôle de tonalité basse + 14 - 19 dB à 100 Hz ; aigu + 16 - 19 dB à 10 000 Hz.

Distorsion : 1 %.

Dimensions : 289 x 133,4 x 63,5 mm.

Poids : 1,4 kg.

SHURE M67



Préampli-correcteur.

Mélangeur-amplificateur de microphones pour usages professionnels.

Réponse en fréquence : 30 à 20 000 Hz \pm 2 dB.

Distorsion : 1 % entre 20 à 20 000 Hz + 10 dB.

Entrées micro 25-600 Ω - 30 dB (150 Ω).

Entrées haute impédance : 10 000 Ω + 22 dB.

Entrée basse impédance : 600 Ω + 24 dB.

Sortie : 600 Ω /3,28 V.

SHURE M610



Correcteur de courbe.

Correcteur analogique de courbe de réponse pour microphone.

Réponse en fréquence : 40 à 20 000 Hz \pm 2 dB.

Niveau de sortie à 1000 Hz.

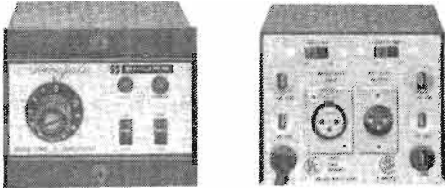
Basse impédance : 150 Ω 123 dB 1 V.

Entrées : basse impédance : 30 mV, haute impédance : 450 mV ; auxiliaire : 100 à 10 000 Ω .

Distorsion harmonique totale : 0,5 % max. à 1 000 Hz.

Dimensions : 287,3 x 177 x 69 mm.

SHURE M625



Réducteur de bruit de fond et contrôleur de gain pour microphone.

Entrées micro basse impédance 150 Ω et haute impédance 33 000 Ω .

Sorties basse impédance 1 000 Ω et haute impédance 33 000 Ω .

Réponse en fréquence : 40 à 20 000 Hz \pm 3 dB.

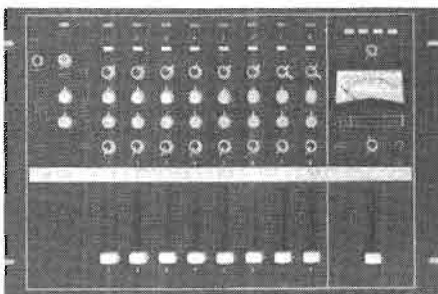
Temps d'attaque ajustable de 0,25 sec. à 45 sec.

Distorsion harmonique : 0,5 % max. à 2 kHz.

Gain : entrée basse impédance sur sortie basse impédance : - ,05 \pm 2 dB, sur sortie haute impédance : 22 \pm 2 dB.

Entrée haute impédance sur sortie basse impédance : - 23 \pm 2 dB ; sur sortie haute impédance : - 0,5 \pm 2 dB.

SHURE SR101



Equalizer à 8 canaux, contrôles individuels du volume, réverbération, etc., à mettre en rack.

Entrée micro basse impédance : 150 Ω .

Entrée micro haute impédance : 33 k Ω .

Entrée aux : 10 k Ω .

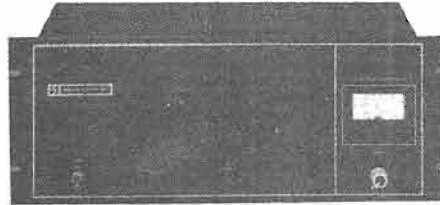
Filtres ajustables de 0 à 12 dB centré sur les fréquences : 63, 125, 250, 500, 1 000, 2 000, 4 000 et 8 000 Hz.

Réponse en fréquence : 40 à 20 000 Hz \pm 2 dB.

Distorsion harmonique totale : 0,5 %.

Dimensions : 311 x 483 x 162 mm.

SHURE SR105



Amplificateur de puissance professionnel. Présentation : en rack.

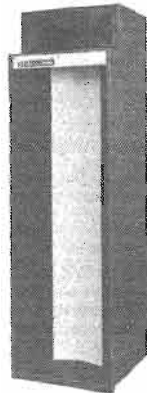
Dimensions : 178 x 483 x 270 mm.

Cet amplificateur possède des entrées ligne et auxiliaire et peut être couplé à toute table de mixage ou console professionnelle.

Sortie ligne : 70 V.

Puissance : 200 W/4 Ω .

SHURE SR108



Enceinte acoustique 2 voies.

Équipement : 6 haut-parleurs de 20 cm.

Dispersion : 140° sur le plan horizontal,

90° sur le plan vertical.

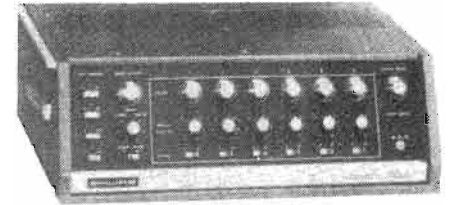
Réponse en fréquence : 40 à 15 000 Hz.

Puissance max. : 100 W/16 Ω .

Dimensions : 1 730 x 495 x 517 mm.

Poids : 64,5 kg.

SHURE VA302



Cet ensemble se compose d'un pupitre de commande VA302 C avec entrées microphones basse impédance et deux colonnes de haut-parleurs VA300 S.

Puissance de sortie : 100 W RMS.

Gain : 80 dB.

Réponse en fréquence : \pm 2 dB de 40 à 20 000 Hz.

Impédance d'entrée microphone : 50 à 600 Ω .

Dimensions du pupitre : 30 x 64 x 38 cm.

Poids : 17 kg.

Dimensions des colonnes : H : 160 cm ; L : 40 cm ; P : 22 cm.

Impédance : 16 Ω .

ACCESSOIRES POUR RADIOCOMMANDE

LE SERVO LX 76 R

Ce servo, entièrement réalisé par la Société Française Lextronic, est à mouvement rotatif. Il est présenté dans un boîtier monté de 50 x 33 x 22 mm et pèse environ 58 g ; le boîtier est en matière inaltérable par les carburants colles diverses et autres produits. Il se fixe de façon classique par pattes latérales disposées sur les côtés du boîtier. Le cordon d'alimentation mesure environ 200 mm et sort à la partie inférieure du boîtier.

La partie électronique est câblée sur un circuit imprimé en verre époxy de 25 x 18 mm fixé sur le support du potentiomètre. Celui-ci, assez volumineux, est d'un diamètre de 15 mm.

La puissance de traction du LX 76 R est de 2 kg environ.

LE SERVO LX 75 L

Ce servo de présentation identique au modèle précédent est à traction linéaire. Tous les pignons et crémaillères sont en nylon graphité très dur et cependant souple, sa puissance de traction est de 1,7 kg.

Comme le modèle précédent ce servo est proposé par Lextronic soit entièrement monté, soit avec la mécanique seule montée et l'amplificateur livré en kit. Chaque servo peut être équipé d'un amplificateur classique à 4 fils ou d'un amplificateur spécial à 3 fils d'alimentation. Enfin, ils peuvent être utilisés avec n'importe quel décodeur à créneaux positifs.

BATTERIES ET ÉLÉMENTS AU CADMIUM NICKEL

(photo 2)

Ces éléments rechargeables sont caractérisés par une étanchéité absolue et une durée de vie exceptionnelle ; d'autre part, ils sont insensibles aux chocs et aux vibrations et sont parfaitement stabilisés en température.

La gamme actuellement disponible chez Lextronic est :

	diamètre	hauteur	référence
1,2 V/ 450 mA	17 mm	28 mm	02018
1,2 V/ 500 mA	14,5 mm	50 mm	02019
1,2 V/ 700 mA	26 mm	26 mm	02020
1,2 V/1200 mA	22 mm	42 mm	02021
1,2 V/1800 mA	25 mm	48 mm	02022

ELEMENTS VB

(Photo 3)

Les éléments VB se rechargent au 1/10 de leur capacité et sont utilisables pour de nombreuses utilisations.

La gamme disponible comprend :

	diamètre	hauteur	référence
1,2 V/300 mA	35 mm	10 mm	02001
1,2 V/600 mA	35 mm	10 mm	02002
4,8 V/600 mA	35 mm	45 mm	02003
6 V /300 mA	36 mm	30 mm	02004
6 V /600 mA	36 mm	58 mm	02005
8,4 V/600 mA	36 mm	75 mm	02006
9,6 V/600 mA	36 mm	85 mm	02007
12 V /300 mA	36 mm	60 mm	02008
12 V /500 mA	36 mm	106 mm	02009

CORDONS DE RECHARGE

A gauche sur la photo 4 le cordon de recharge pour émetteur avec une prise DIN 3 broches pour brancher sur

l'émetteur et 2 fiches banane pour le chargeur.

A droite, cordon de recharge pour le récepteur avec prise miniature 3 broches pour le raccordement au power pack et 2 fiches banane pour le chargeur.

CORDON INTERRUPTEUR ET CORDON DE RALLONGE

A gauche sur la photo 5, le cordon avec interrupteur de sécurité monté dans un glissière sa longueur totale est d'environ 300 mm.

A droite le cordon de rallonge pour servo d'ailerons. C'est un cordon comprenant 4



Photo 1. - Les servos LX76R et LX75L.

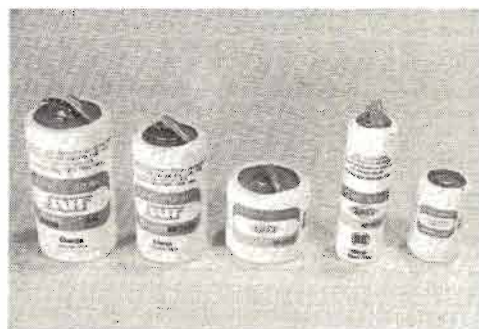


Photo 2. - Batteries et éléments cadmium nickel.

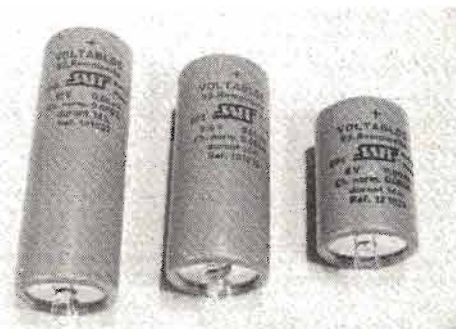


Photo 3. - Éléments VB.

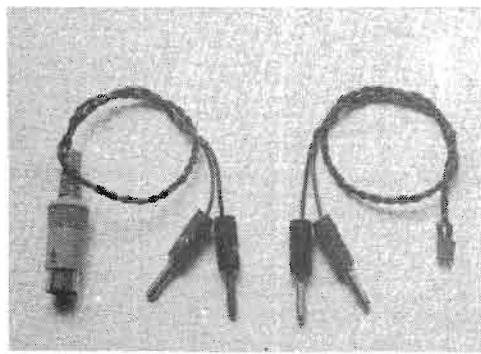


Photo 4. - Cordons de recharge.

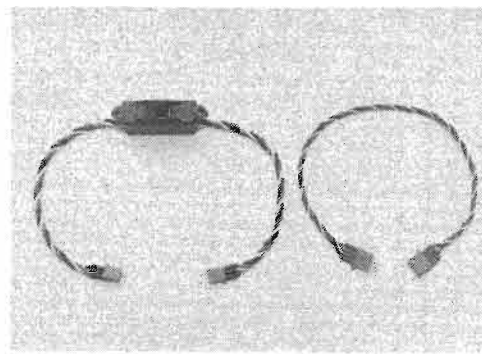


Photo 5. - Cordons interrupteurs et de rallonge.

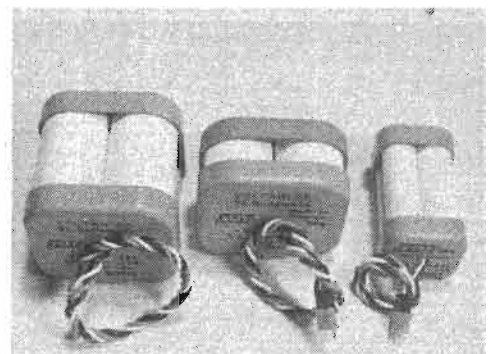


Photo 6. - Eléments Power-Pack.

fil, il est muni de deux prises miniature sa longueur est de 250 mm environ, il est utilisé pour des branchements éloignés.

ELEMENTS POWER PACK

Ces batteries sont livrées avec cordon et prise miniature 3 broches les quatre éléments qui les composent sont maintenus entre 2 couvercles en plastique.

	dimensions	poids	référence
4,8 V/ 500 mA	35 x 35 x 30 mm	80 g	02011
4,8 V/ 500 mA	53 x 31 x 31 mm	95 g	02012
4,8 V/ 700 mA	54 x 54 x 30 mm	155 g	02014
4,8 V/1200 mA	48 x 48 x 48 mm	195 g	02015
4,8 V/1200 mA	95 x 48 x 26 mm	195 g	02016
4,8 V/1800 mA	54 x 54 x 54 mm	295 g	02017

T.V. PARIS TOUT EN COULEURS

LA décision gouvernementale de diffuser progressivement, avant Noël 1975, les programmes de la première chaîne de télévision simultanément en noir et blanc et en couleurs, stimule déjà la reprise des ventes de téléviseurs couleur, reprise également attendue par les constructeurs de composants qui avaient vu en 1974 de nombreuses annulations de commandes.

En effet, la T.V. couleur a connu en 1974 une croissance de +16 % inférieure à celle qui était espérée. On peut donc prévoir qu'à la fin de cette année l'industrie T.V. couleur aura un profil inverse de celui de 1974.

Les dernières statistiques indiquent que le nombre de T.V. couleur se situe aux alentours de 2 500 000 appareils, représentant un taux d'équipement des foyers de 13 % contre 13 000 000 de T.V. noir et blanc soit 80 à 85 % de ce même équipement.

C'est la région méditerranéenne

pouvant recevoir télé Monte-Carlo couleur qui est la plus appareillée en T.V.C. suivie de près par la région parisienne.

Les Français n'ont pas les mêmes motivations d'achat de la couleur que leurs voisins Allemands avec un parc de 7 000 000 de T.V.C. et les Anglais avec 6 500 000 pièces ont préféré louer leur poste dans 40 % des cas.

L'arrivée de TF 1 couleur aura d'incontestables effets sur l'ensemble du marché qui nous préoccupe, c'est-à-dire : compenser le retard que nous avons pris sur certains de nos voisins. Cependant l'expansion attendue se fera surtout sentir au début dans la région parisienne car la couverture totale du pays ne sera terminée que dans sept à huit ans.

Les régions frontalières, pour des raisons politiques seront, pense-t-on, appareillées en émetteurs TF 1 couleur dans le courant des années 76/77. On espère que dans cinq ans 80 % des Fran-

çais pourront recevoir confortablement par l'entremise d'émetteurs modernes les émissions de la première chaîne couleur. Toutefois, si la situation financière de la France et les réalisations techniques le permettaient, le pays tout entier pourrait être couvert à 100 % avant 1981. Certains problèmes techniques tels que l'alimentation en eau et son écoulement servant à refroidir les tétrodes des émetteurs pourraient se poser. Il y a également le problème de la place ; certaines stations avaient été conçues pour recevoir trois émetteurs et non quatre. Les émetteurs 819 lignes pourraient disparaître lorsque le pays entier serait couvert par TF 1 couleur. En attendant cet événement, une décision gouvernementale a été prise. Les possesseurs de T.V. C de Paris et sa région recevront le samedi 20 décembre 1975 à 20 heures les programmes TF 1 couleur sur le canal 25 UHF 625 lignes.

Ces téléspectateurs privilégiés

verront apparaître les programmes en couleur des trois chaînes aux heures habituelles d'émission. Les autres continueront, comme maintenant, à recevoir TF 1 en noir et blanc en attendant de bénéficier à leur tour de la réforme.

A la suite de cette décision inter-ministérielle on pouvait espérer que l'industrie de la T.V.C. mette en fabrication des téléviseurs mono standard couleur moins coûteux en supprimant les 819 lignes (noir et blanc). Les constructeurs pensent, quant à eux, qu'il est encore trop tôt pour standardiser la production d'appareils de ce genre.

Quoi qu'il en soit c'est une sage décision que le gouvernement a prise en conservant encore pour un temps le 819 lignes. Si TF 1 était passé directement en 625 lignes, c'est plus de 600 000 personnes souvent de revenus modestes, possédant une TV à chaîne unique 819 lignes, qui auraient été privées de programmes.

BANC TEST TTL

RECTIFICATIF

DANS notre numéro 1511, nous avons décrit à la page 131, le banc de test TTL Testmatic. Dans cet article l'auteur faisait référence aux figures 26 et 27 ci-contre.

A la figure 26: la commande automatique pas à pas est obtenue en modifiant la fréquence de l'oscillateur de la figure 8. La fermeture de l'interrupteur double I_1 met en parallèle C_3 avec C_1 et C_4 avec C_2 (la valeur de C_3 et C_4 n'est pas critique et peut être choisie au gré de l'utilisateur pour obtenir des fréquences différentes.

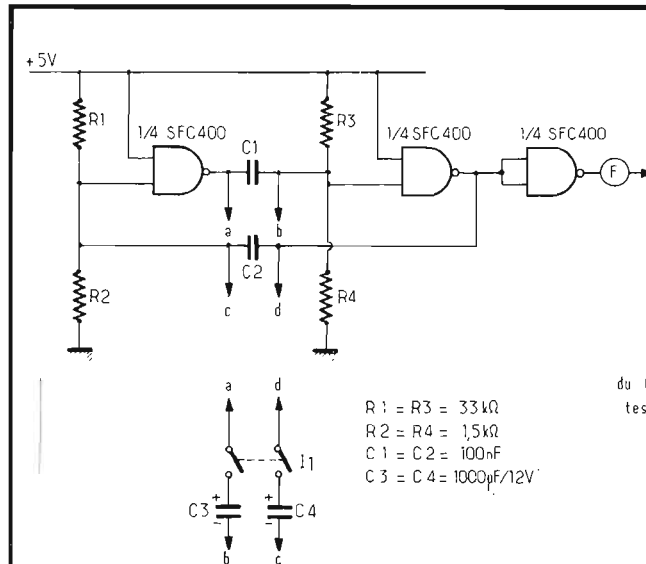


Fig. 26

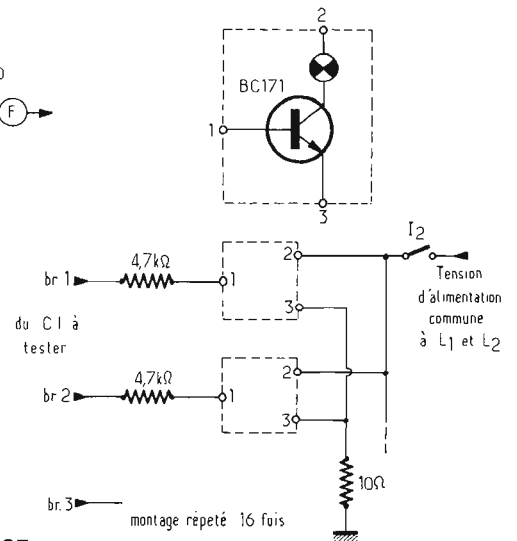


Fig. 27

La figure 27 représente le schéma obtenu après « auto-psie » du voyant marque

« Dyna ». La disposition des 16 voyants est réalisée de façon à visualiser le brochage

du support du CI à tester (2 rangées de 8 lampes).

BIBLIOGRAPHIES

LES DIODES ZENER par G. MOURIER

Ce livre s'adresse aux initiés : bricoleurs, étudiants ou professionnels qui veulent en savoir plus sur ce composant particulier qu'est la diode zener.

Cet ouvrage veut expliquer, c'est pourquoi l'auteur a particulièrement insisté sur la technologie des circuits. Pour bien détailler leur assemblage, 188 figures ou schémas ont dû être utilisés. Tous les montages, décrits sauf un ont été réalisés par l'auteur qui a fait de cet ouvrage une synthèse de connaissances théoriques et pratiques.

Ce livre concret est constitué de deux parties. La première traite d'un minimum de théorie indispensable, la deuxième qui occupe en fait presque tout l'ouvrage propose diverses sortes d'applications de la diode zener : alimentations stabilisées, régulateurs intégrés et tripolaires, filtrage, découplage, protection aux surtensions en courant alternatif, chargeurs d'accumulateurs à coupure automatique en fin de charge, indicateur de puissance pour chaîne Hi-Fi. Un petit livre clair sur l'uti-

lisation des diodes zener. Volume broché 15 x 21 - 118 pages. En vente à la librairie parisienne de la Radio.

MONTAGES ÉLECTRONIQUES AMUSANTS ET INSTRUCTIFS par H. SCHREIBER

Le but de cet ouvrage n'est pas seulement d'expliquer, mais aussi d'éveiller la curiosité de l'électronicien. L'auteur propose différents montages intéressants parfois simples et d'autres plus complexes possédant par exemple une fonction de mémoire incitant à réfléchir surtout quand on est soi-même arrivé à le réaliser, en suivant simplement une description.

C'est par ses propres erreurs que le lecteur apprendra le plus efficacement si un montage ne fonctionne pas, il aura ainsi une excellente occasion d'en apprendre un peu plus. L'apprentissage par l'erreur n'est « constructif » que si on dispose déjà de quelques connaissances et un peu d'outillage pour permettre de dépister ladite erreur. Ce livre ne s'adresse pas exclusivement aux débutants car il comporte des réalisations de divers degrés de difficultés d'autant plus amusantes et attrayantes qu'elles sont plus difficiles.

LES ANTENNES par R. PIAT et R. BRAULT

Cet ouvrage, le premier en France à traiter des « Antennes » en est actuellement à sa huitième édition et son succès est considérable grâce à une remise à jour, à chaque nouvelle édition le lecteur connaîtra de façon précise les dernières nouveautés avec un maximum d'information et de documentation.

Les auteurs ont eu pour souci constant de mettre à la portée de tous, les grands principes qui régissent le fonctionnement des antennes et de permettre aux lecteurs de réaliser et de mettre au point les nombreux dispositifs qui y sont décrits grâce à une description détaillée et à de nombreux tours de main, fruit d'une longue expérience.

Cette nouvelle édition, véritable encyclopédie des « Antennes », continuera, comme ses devancières, à combler les désirs des amateurs émetteurs et récepteurs en leur permettant d'améliorer leurs performances et à satisfaire les besoins des professionnels en complétant leurs connaissances dans ce domaine bien particulier des antennes.

TRANSFORMONS

A BON COMPTE

NOTRE ANCIEN VOLTMETRE

A LAMPES

CET article, comme le suggère le titre, se propose de décrire les étapes du rajeunissement de cet appareil de mesures si communément répandu dans les laboratoires qu'est le voltmètre à lampes. Cette modernisation consiste dans la suppression des tubes et de leur alimentation par le secteur et dans le remplacement par des diodes et un circuit intégré, qui prélève l'énergie nécessaire dans des batteries de faible capacité, le courant demandé par l'ensemble étant fort modeste. L'impédance d'entrée élevée qui caractérise le voltmètre électronique reste absolument identique puisque les ponts diviseurs sont conservés. Tout juste remarquera-t-on une très faible erreur de lecture en alternatif mais des mesures des résistances et des tensions continues conservent la précision d'origine.

La figure 1A reproduit le schéma d'un tube 6AL5, double diode, monté en redresseur doubleur de tension pour les mesures en BF et en alternatif. En regard, la figure 1B propose le même circuit

un montage doubleur très simple dans lequel les condensateurs de découplage et de liaison de 20 nF sont remplacés par des éléments neufs de valeur normalisée (22 nF). La résistance d'équilibrage d'origine disparaît.

La figure 2A rappelle le montage en pont du circuit de lecture qui comporte les deux diodes d'une 12AU7, dont l'une sert de comparateur de tension.

La figure 2B présente la nouvelle disposition autour d'un circuit intégré LM310H qui présente un gain égal à l'unité et une très haute impédance d'entrée. Les diodes D₃ et D₄ (1N914) ont un rôle de protection contre les surcharges accidentelles de tension, si, par suite de maladresse le commutateur de sensibilité n'est pas sur la position conve-

nable. Quelle que soit la tension appliquée, la cosse 3 ne reçoit jamais une tension supérieure à ± 9 V et la résistance d'entrée de 150 k Ω concourt au même but. L'entrée est découplée au point de vue du courant alternatif (1 nF). Cette valeur est assez critique et si on l'augmentait, le découplage n'en serait que meilleur mais on introduirait alors une constante de temps gênante.

Voilà pour la description des circuits nouveaux. Il reste à en effectuer la mise en place. Nous avons effectué l'opération sur deux appareils assez semblables dans leur principe : un VL103 (télécontrôle) et un IM11 (Heathkit). Ce dernier étant le plus répandu, nous raisonnerons sur celui-ci. Peut-être s'en trouve-t-il aux surplus, même en panne d'ali-

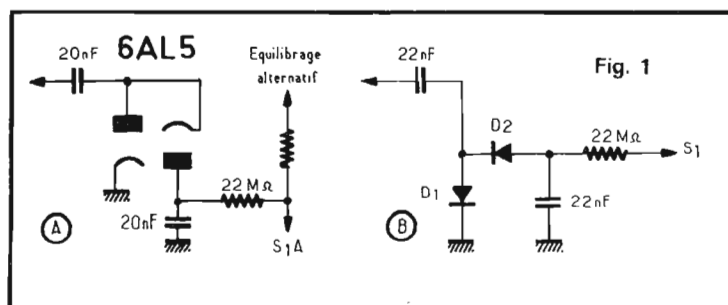
mentation, peu importe ; du moment que le galvanomètre est en bon état, les autres composants sont peu suspects.

La figure 3 reproduit donc le schéma définitif d'un voltmètre à lampes IM11 Heatkit rajeuni d'un quart de siècle et qui ne comporte plus de lampes du tout.

PRATIQUE DE L'OPERATION

Disons tout de suite que le coût de la modification - en faisant abstraction de tout « fond de tiroir » est inférieur à 20 F. On commencera donc d'abord, ayant ouvert le coffret, par supprimer : le cordon d'alimentation, le transformateur, le redresseur, le système de filtrage, la lampe témoin, le potentiomètre et les résistances d'équilibrage, des deux tubes 6AL5 et 12AU7 ainsi que les éléments de polarisation et toutes les résistances du système de « mise à zéro », à l'exception du potentiomètre qui doit être conservé.

Il faut également remplacer le système de mise sous ten-



sion à un seul circuit par un interrupteur à bascule à deux circuits, puisque l'alimentation impose deux sources séparées de 9 V chacune. Celui-ci sera d'un modèle miniature auquel on trouvera une place sur le panneau avant.

Les diodes D₁ et D₂ seront soudées sur les cosses du support de la 6AL5 supprimée. La cathode de D₁ va au point 5 et l'anode à la cosse 2. De même, le circuit intégré peut être soudé au support de la 12AU7 à condition de détruire les connexions imprimées qui vont aux différentes cosses. Ce câblage n'est pas critique à condition que les deux découplages (4,7 nF) de l'alimentation soient effectués au ras des cosses 4 et 7 du circuit. Ce potentiomètre de remise à zéro est d'origine et se trouve entre les points 1 et 8. On connectera alors les contacteurs de fonction S₁ - S₂ - S₃ comme l'indique le schéma, ainsi que la galette A₁ du contacteur de sensibilité. Remplacer le potentiomètre d'équilibrage en alternatif (10 kΩ).

ETALONNAGE

Après s'être assuré que l'aiguille du milliampèremètre, sans alimentation, revient parfaitement à zéro, on appliquera la tension et on ajustera le zéro électrique aussi bien en position DC + que DC -, en l'absence de toute tension appliquée à l'entrée. Le zéro doit se maintenir dans les deux positions. Ensuite appliquer à l'entrée une tension connue, pour une sensibilité donnée et manœuvrer le potentiomètre de calibration de manière à lire exactement cette tension. Il sera bon de vérifier que l'étalonnage se conserve pour des tensions d'ordre de grandeur très différentes.

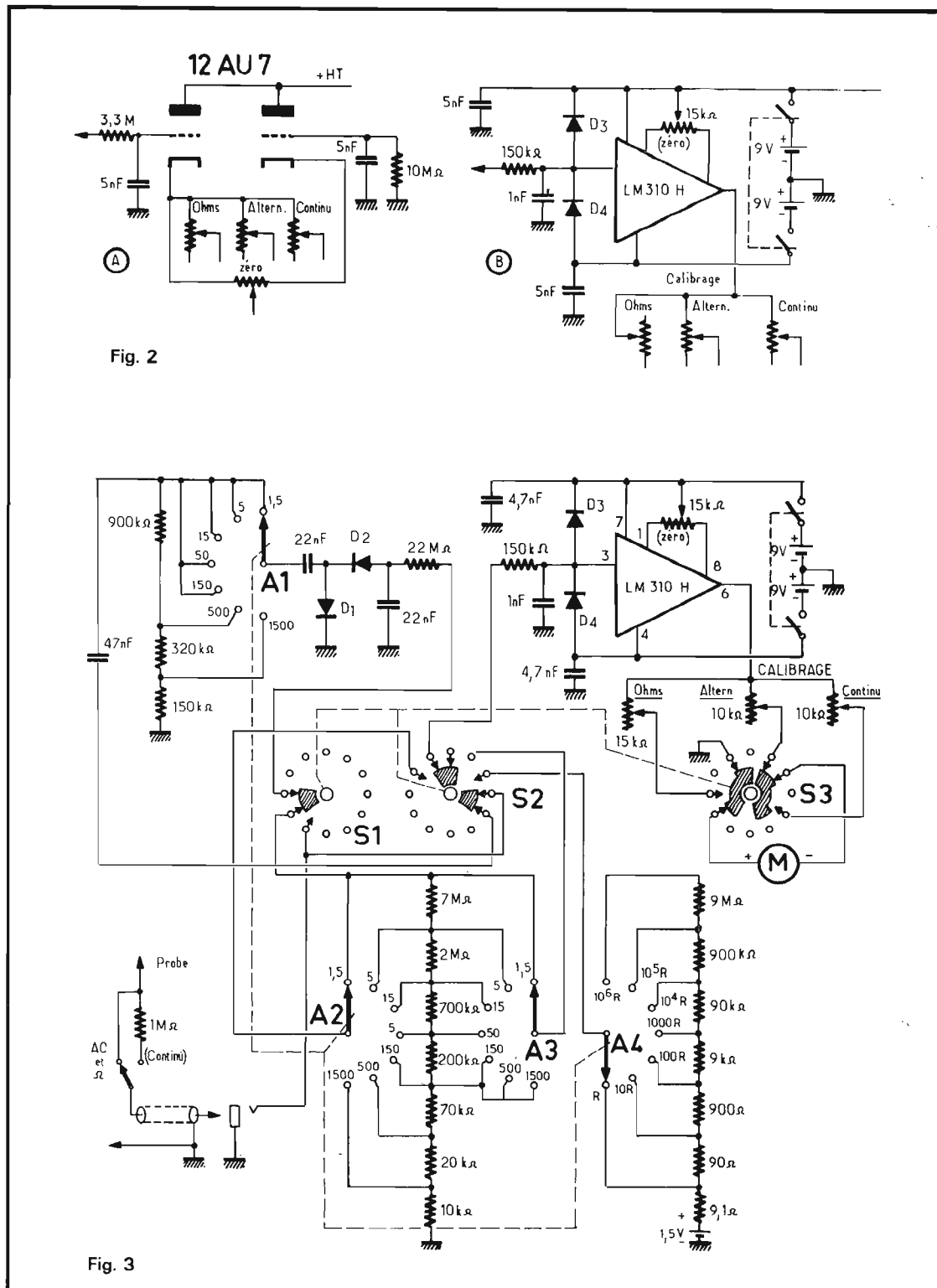
Passer ensuite en position « ohms » et ajuster le potentiomètre de manière que, en l'absence de toute résistance à l'entrée, l'aiguille dévie jusqu'en limite d'échelle. Enfin, en position AC, procéder de même, de telle manière qu'une tension connue soit affichée avec précision sur le cadran de l'appareil. Faire plusieurs mesures correspondant à différentes sensibilités en

s'aidant comme référence, d'un appareil dont la précision de lecture est convenable. Et c'est tout.

Nous sommes alors en présence d'un appareil considérablement allégé qui a retrouvé, grâce à quelques heures de travail et pour longtemps une nouvelle jeunesse et conservé toutes ses qualités tout en gardant le même aspect extérieur - mis à part un petit interrup-

teur supplémentaire qui pour être miniature ne doit pas moins être coupé scrupuleusement en dehors des périodes d'emploi car la consommation constante de 4 mA demande qu'on y veille. Moyennant cette précaution de prudence, des piles pour postes de radio miniature « tiennent » de longs mois.

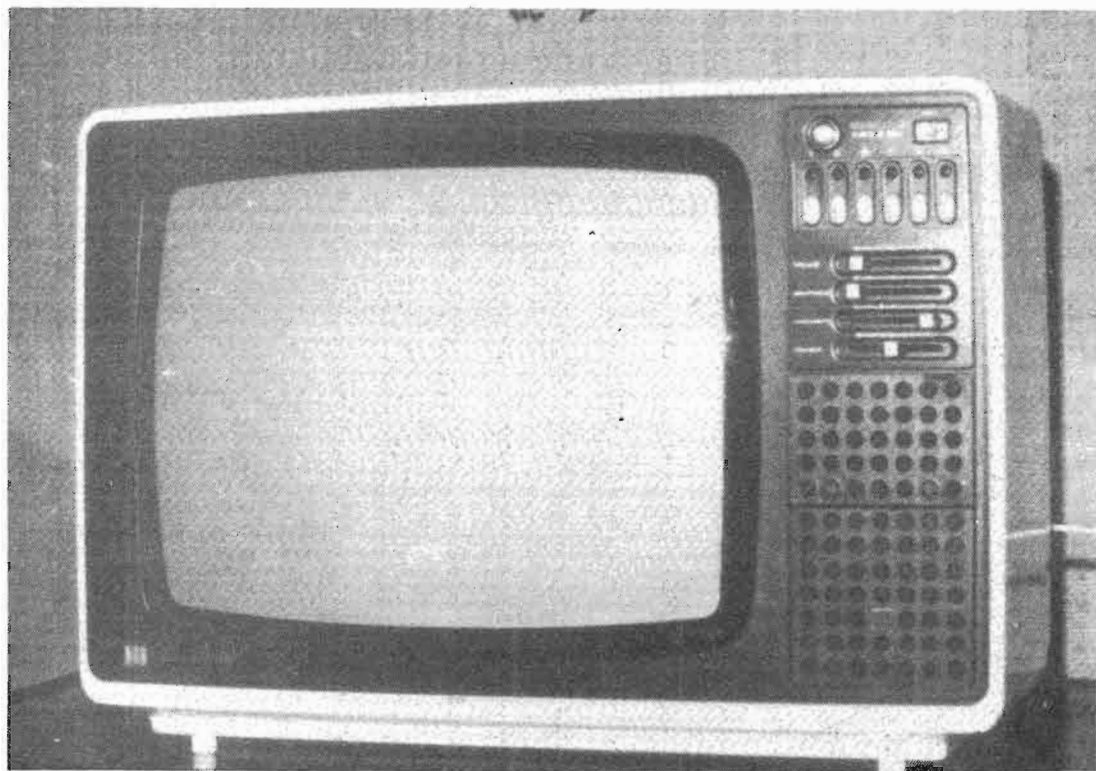
**Robert PIAT
F3XY**



le téléviseur couleur

SHARP

C 1851



C E téléviseur couleur est le dernier né en version SECAM de la gamme SHARP, il est entièrement transistorisé et comporte 7 circuits intégrés. Le tube image est de type linytron de 46 cm de diagonale et de 110° de déviation. Ce type de tube possède les trois canons rouge, vert et bleu en ligne, le masque se présente sous forme de grille formant des bandes verticales composées de rectangles groupés par trois, chaque bande étant décalée d'un demi-rectangle par rapport à la bande précédente (voir fig. 1). Cette grille permet d'obtenir une surface visible de la couche luminescente, plus grande qu'avec le tube à masque traditionnel qui équipait les premiers téléviseurs couleur, mis depuis quelques années sur le marché français, cette conception du masque apporte donc une plus grande luminosité qui permet de regarder une émission dans une pièce fortement éclairée. Le réglage des convergences

étant intégré cela simplifie considérablement le travail de l'installateur. La démagnétisation est évidemment automatique, ce qui permet de déplacer ou de changer l'orientation du téléviseur sans problème.

CARACTERISTIQUES DU CONSTRUCTEUR

Téléviseur couleur système SECAM.

Tube. Linytron de 46 cm/110°.

Impédance d'entrée antenne : 75 Ω .

Focalisation : Electrostatique bipotentielle.

Puissance de sortie Audio : 2 W (à 10 % de distorsion).

Fréquences intermédiaires :
— Porteuse image : UHF : 32,70 MHz ; VHF : 28,05 MHz.

— Porteuse son : UHF : 39,20 MHz ; VHF : 39,20 MHz.

— Sous porteuse couleur : R-Y : 37,106 MHz ; B-Y : 36,950 MHz.

— Surface de l'image : 968 cm² (environ).

— Alimentation Secteur : 110/220 V-50 Hz.

- Consommation : 175 W.
- Déviation magnétique.
- Gammes : VHF : Canal 2 à 12 ; UHF : Canal 21 à 68.
- Dimensions : L : 600 x H : 410 x P : 400 mm.

PRESENTATION

Le téléviseur est contenu dans un coffret en matière plastique moulée de couleur crème.

La façade est également en matière plastique, mais de couleur anthracite, elle est asymétrique et toutes les commandes sont situées sur le côté droit de même que le haut-parleur.

De haut en bas on trouve :

A droite, un interrupteur à poussoir pour la mise en fonctionnement et l'arrêt de l'appareil.

A gauche, le détecteur OPC qui est un détecteur optique ; il permet de régler automatiquement l'intensité de l'image en fonction de la lumière ambiante.

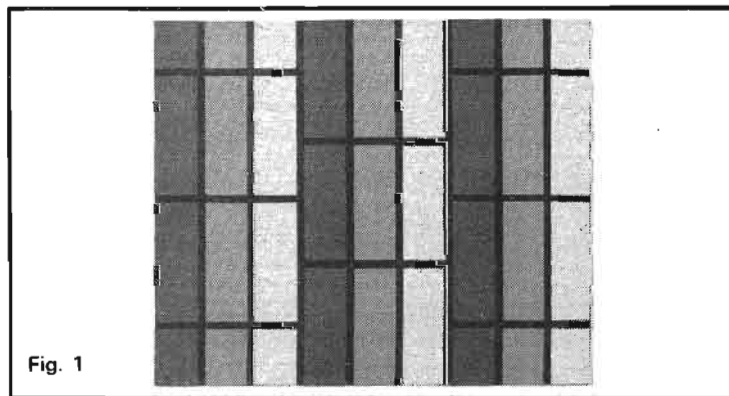


Fig. 1

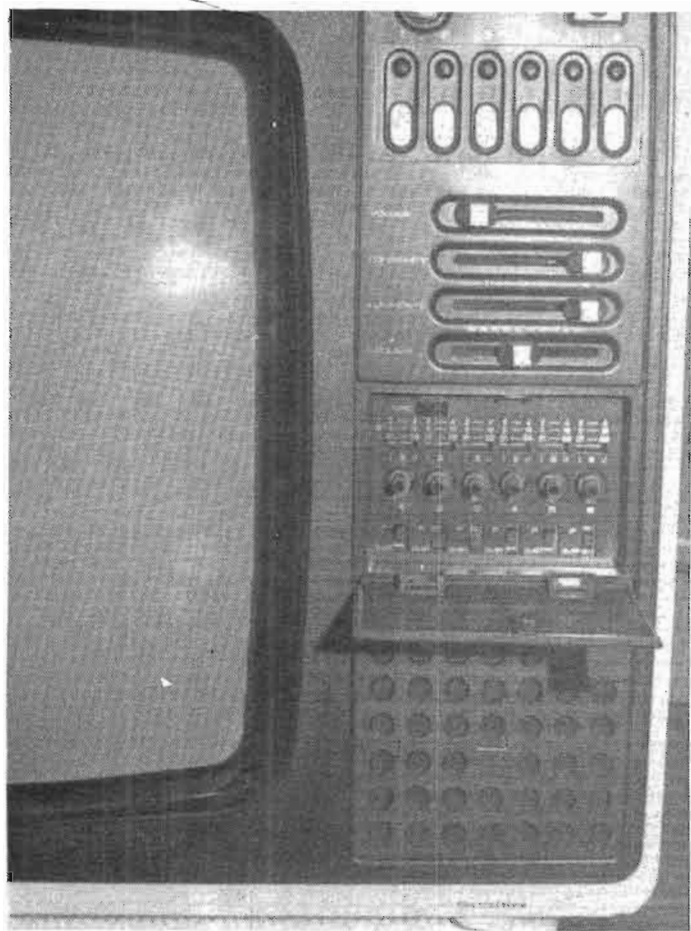


Photo 1 - Le tableau de commandes du téléviseur SHARP C 1851.

Juste en-dessous sont situées les touches de sélection des canaux. Elles sont au nombre de six et sont surmontées chacune d'un petit voyant rouge qui indique, lorsqu'il est allumé, le numéro du programme en fonctionnement. Le système de sélection choisi pour ce modèle par Sharp est dit à touches à effleurement, c'est-à-dire, que pour passer d'une chaîne à une autre il suffit de frôler du doigt la touche du canal désiré. Lorsque l'appareil est mis sous tension c'est toujours le programme 1 qui est sélectionné mais le programme 1 ne veut pas dire 1^{re} chaîne, car il est possible de prérégler à cette place la chaîne de son choix.

Au-dessous de ces touches, sont situés 4 potentiomètres à déplacement linéaire qui sont, respectivement :

Le réglage de volume, le réglage du contraste, le réglage de lumière puis le réglage de couleur. Ce dernier

contrairement aux trois précédents possède en son milieu une petite butée que l'on sent très facilement en le manipulant et qui indique le point de fonctionnement normal lorsque le téléviseur est convenablement réglé. Lorsqu'on déplace ce potentiomètre vers la gauche la couleur disparaît, lorsqu'on le déplace vers la droite on favorise le rouge.

En-dessous de ces potentiomètres, sous un cache en matière plastique, sont situés différents réglages qui sont d'avantage destinés à l'installateur qu'à l'utilisateur.

D'abord, en haut à gauche, on trouve le commutateur de mise en ou hors service du système automatique de réglage de la lumière et du contraste, en fonction de la lumière ambiante. Lorsque ce dispositif est en service les potentiomètres de lumière et de contraste doivent être dans leur position maximum.

Viennent ensuite les boutons de préréglage des différents canaux, tous possèdent un commutateur à trois positions I III et UHF et un potentiomètre de réglage, ce qui

permet de placer n'importe quelle chaîne dans la position 1 à 6.

Ces boutons de préréglage sont surmontés d'un inutile petit cadran avec aiguille qui se déplace sur 1 cm pour, par exemple en UHF, les canaux 21 à 69. La précision de ce cadran est tout à fait illusoire mais qu'importe le principal est que sans même regarder le cadran on obtient un réglage facile et précis des différentes chaînes.

En-dessous de ces boutons de préréglage se trouve, pour chaque canal un commutateur de bande en fonction des canaux pairs ou impairs.

Juste en dessous de cet ensemble est situé le haut-parleur. Il fait 10 cm de diamètre, la puissance max. est de 2 W, ce qui est très largement suffisant pour une salle de séjour ou un salon, si l'on tient compte que la meilleure distance pour regarder un téléviseur est d'environ 5 fois la diagonale de l'écran soit, pour cet appareil, 2,30 mètres, à cette distance à moins d'être vraiment sourd il ne vous sera jamais nécessaire de pousser

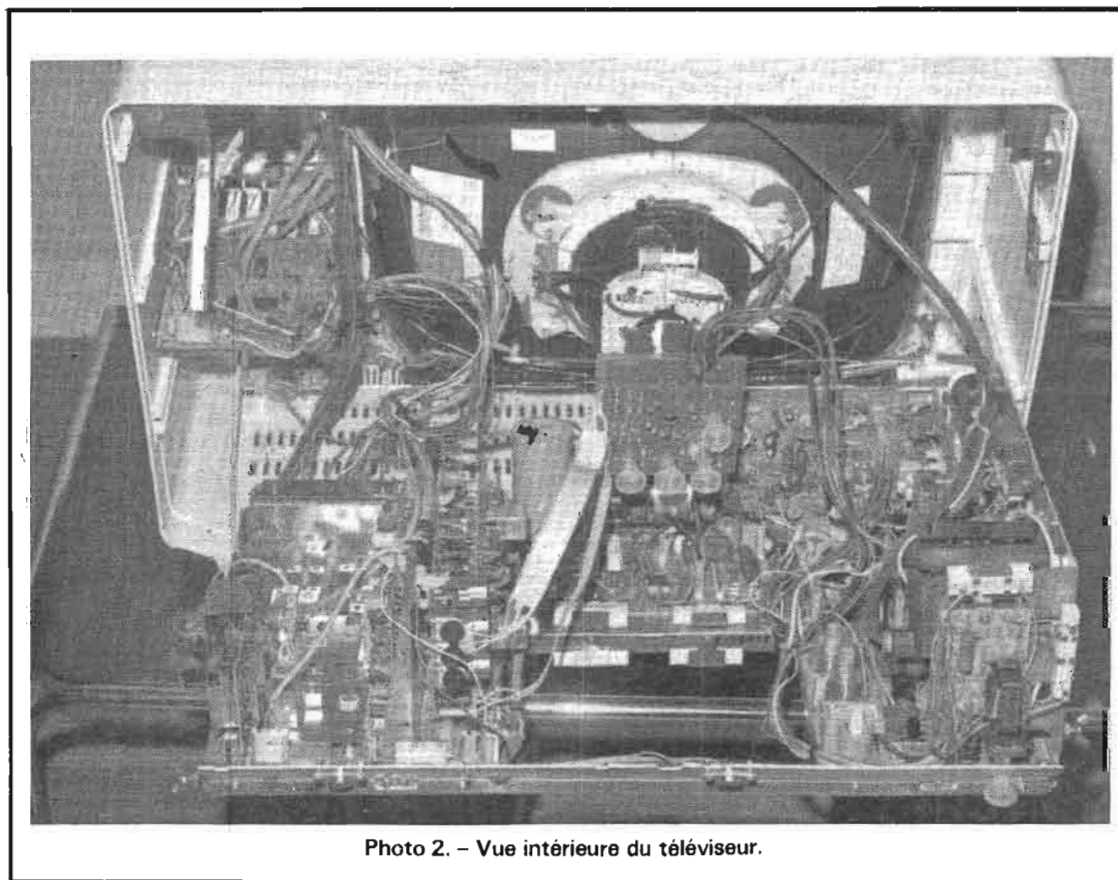


Photo 2. - Vue intérieure du téléviseur.

la puissance au maximum (Si nous insistons sur ce point c'est parce que dans notre revue nous avons l'habitude de décrire des amplificateurs dont la puissance peut paraître extravagante à côté de ces 2 W qui sont nous le redisons très largement suffisants pour cette utilisation).

En-dessous du bandeau de façade, se confondant un peu avec le socle du téléviseur, se trouve le potentiomètre de tonalité de la couleur, lui aussi comme le potentiomètre couleur, possède en son milieu une buttée qui indique le réglage normal, mais parfois, il arrive qu'un film télévisé ait une dominante de couleur à laquelle on peut remédier grâce à ce potentiomètre, qui d'autre part, pourra servir pour une émission en noir et blanc à donner une couleur légèrement bleutée à l'écran, couleur, que l'on dit plus repo-

sante pour les yeux que le blanc parfois trop vif. En tournant ce potentiomètre vers la gauche ou favorise le bleu ; vers la droite, on favorise le rouge.

Sur l'arrière de l'appareil sont situés six réglages accessibles à l'aide d'un tournevis mais nous déconseillons à l'utilisateur de toucher à trois d'entre eux qui sont les réglages des canons bleu, rouge et vert. Les trois autres réglages accessibles sans ouvrir l'appareil, sont la synchronisation horizontale, la synchronisation verticale et le réglage de la finesse de l'image ou focus.

CONCEPTION DE L'APPAREIL

Lorsqu'on est habitué aux appareils HIFI on est souvent étonné, en ouvrant un téléviseur couleur, par la quantité

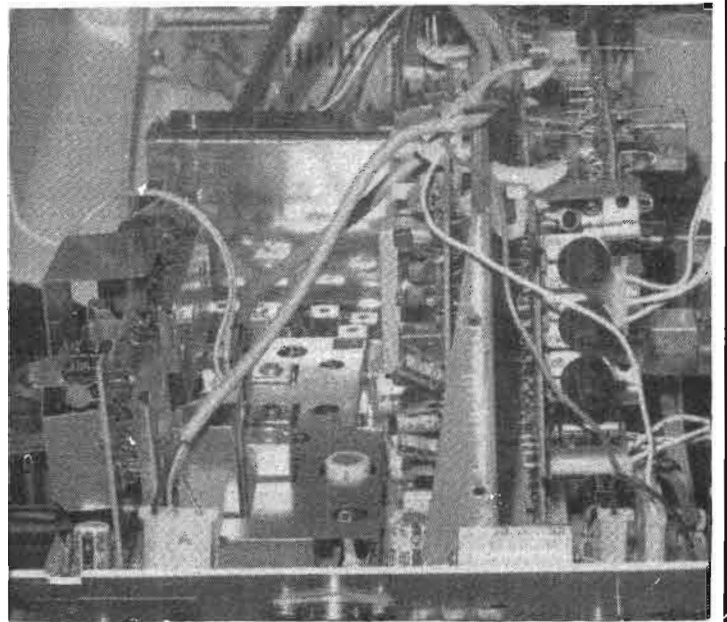


Photo 4 - Au premier plan à gauche la platine FI au second à droite placées derrière les potentiomètres les platines Chroma de la photo 3 à leur place à l'intérieur du châssis.

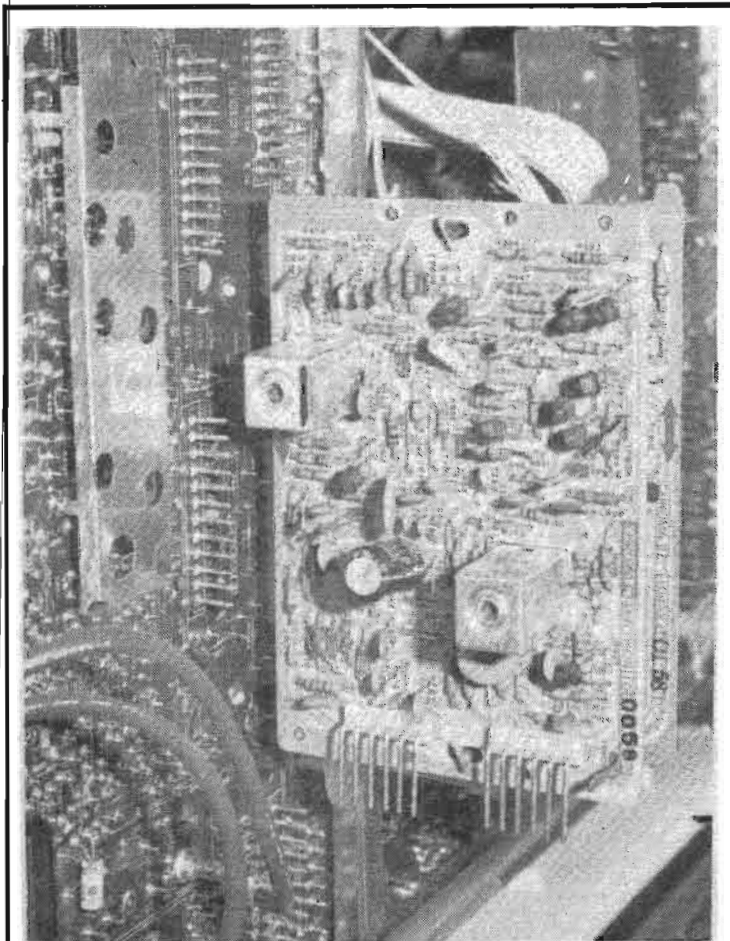


Photo 3. - Les platines Chroma II et Chroma III enfichées à l'extérieur de l'appareil sur le côté cuivre du circuit imprimé on distingue également les picots où peuvent venir s'enficher d'autres circuits.

de circuits imprimés et de composants qu'on y trouve, ce téléviseur n'échappe pas à la règle et sa composition modulaire où la priorité semble avoir été donnée à la maintenance laisse cependant une première impression de désordre, tout cela n'est qu'appareur car à la vérité, toutes ces platines qui hérissent les cartes mères sont très facilement débroschables et disposées dans un ordre logique.

Le téléviseur se compose de 2 cartes mères en circuit imprimé sur lesquelles viennent s'enficher verticalement 7 circuits imprimés, les autres circuits étant directement fixés sur le châssis.

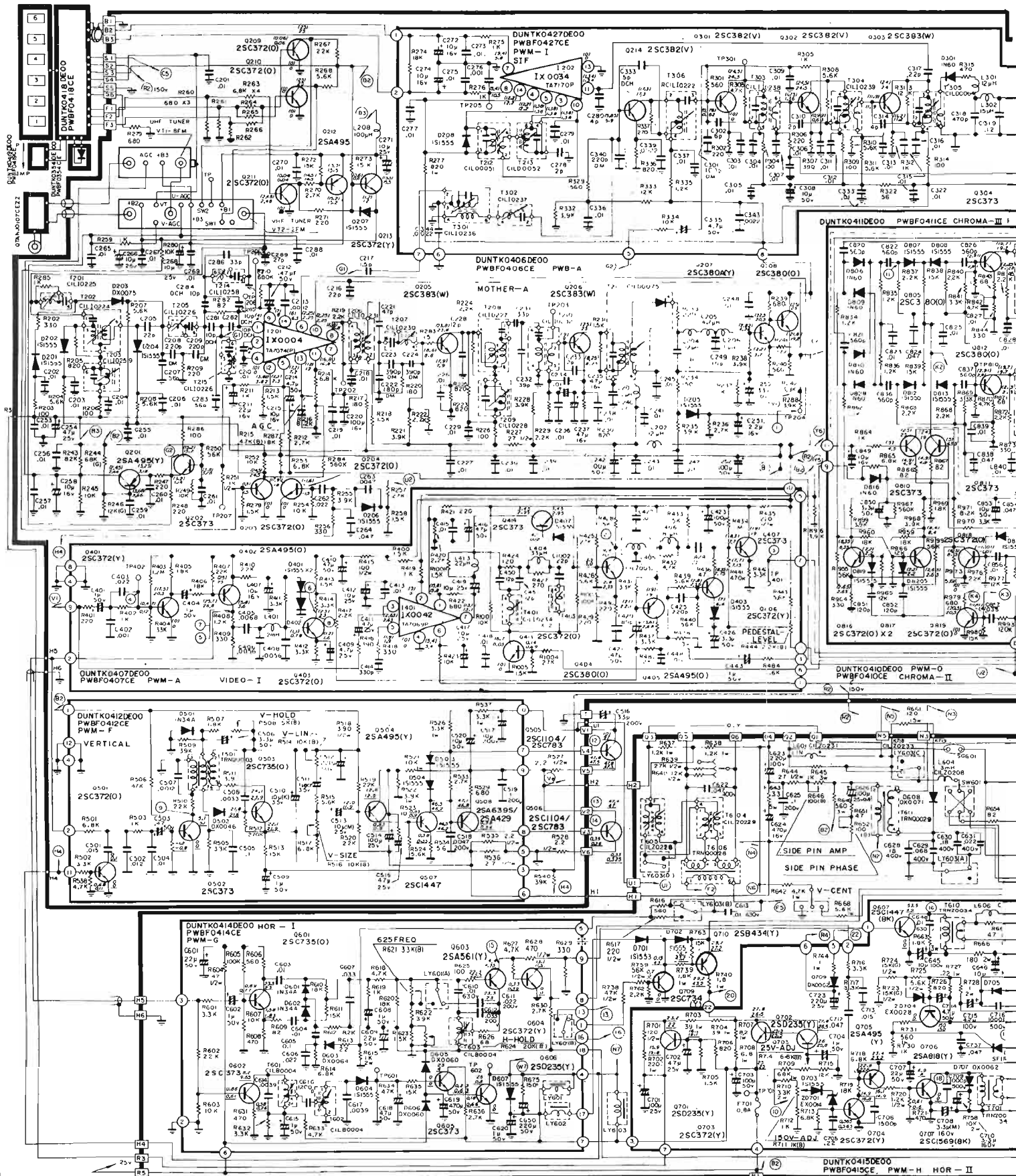
Les différents modules sont : carte de polarisation CRT, carte d'alimentation, carte de détection des canaux, carte de commutation de bande des canaux, carte d'indication des canaux, carte de coussin latéral, module vidéo 1, module vidéo 2, module chroma 1, module chroma 2, module chroma 3, module balayage vertical, module balayage horizontal, module de protection et enfin le module FI Son.

La plupart des téléviseurs modernes sont entièrement transistorisés et contiennent

de nombreux circuits intégrés, il n'est pratiquement plus possible de les dépanner à domicile même si la panne est bénigne. Avec la conception modulaire cela redevient possible à condition bien sûr, que le dépanneur possède des modules de rechange. Cette division modulaire permet d'identifier rapidement l'étage en panne et de procéder à son remplacement, le dépannage du module se faisant ensuite en atelier.

Pour encore faciliter le travail du technicien les cartes mères sont conçues de façon à permettre d'enficher les différents modules sur le côté cuivre du circuit imprimé à l'envers évidemment de sa position à l'intérieur, mais aucun problème car le module ne peut s'enficher que si il est dans la bonne position donc aucun risque de mauvais branchement. Ainsi placé, tous les réglages deviennent accessibles sans acrobaties périlleuses et une fois le module correctement réglé, il ne reste plus qu'à le faire réintégrer sa place à l'intérieur du téléviseur.

Lorsque nous avons ouvert ce téléviseur pour la première fois nous avons été frappé par l'apparente fragilité du châssis



basculant qui supporte toutes ces platines ; nous pensons maintenant que cela a été fait en partie pour donner un peu plus de souplesse en fonction des manipulations des circuits imprimés.

La commutation 110/220 V est située à l'intérieur de l'appareil et il est nécessaire de basculer le chassis pour l'atteindre ; elle s'effectue en déplaçant une barrette située sur la platine alimentation.

CONCLUSION

Nous avons particulièrement apprécié :

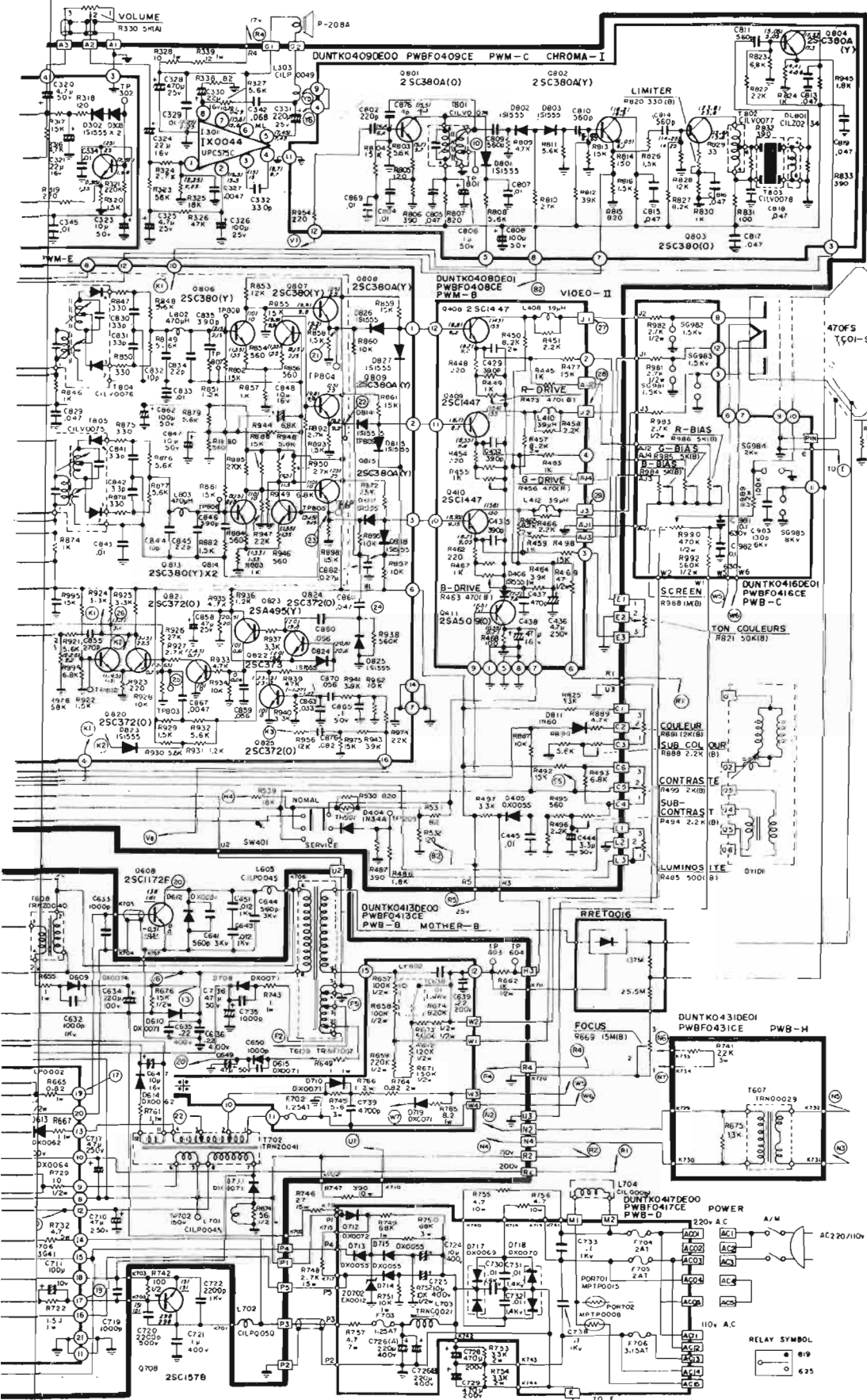
- La qualité de l'image couleur, son excellente définition et sa très bonne luminosité qui autorise une utilisation même en ambiance fortement éclairée.
- L'efficacité des réglages mis à la disposition de l'utilisateur.
- La conception modulaire qui facilite considérablement le service après vente.
- La possibilité pour les mesures et réglages de placer les modules sur l'arrière des cartes mères.

Nous avons regretté :

- Que ce téléviseur ne comporte ni sortie H.-P. supplémentaire, ni prise magnétophone, ni prise vidéo.

La fixation du chassis et son mode de basculement nous ont semblés vraiment peu pratiques.

Cependant ces quelques critiques ne nous empêchent pas de penser beaucoup de bien de ce téléviseur d'autant plus que les prises magnétophone et vidéo peuvent être réalisées relativement facilement. Nous ajouterons pour terminer que l'appareil est livré avec une notice technique en Français, et que la garantie est d'un an pour les pièces seulement mais, sur option et pour un prix modique, il est possible de souscrire une garantie supplémentaire de 3 ans pour le tube cathodique.



LA TELEVISION COULEURS

A CIRCUITS INTEGRES

RAPPEL

DANS deux précédents articles (voir H.P. de mai et de juin 1975), on a analysé les C.I. suivants :
TDA 1052 amplificateur FI vision
TDA 2670 amplificateur FI son AM
TDA 2610 amplificateur BF

pour téléviseurs et autres applications
TCA 640 amplificateur de sous-porteuse (SECAM-PAL)
TCA 650 démodulateur et permutateur
TCA 660 circuit de commande
Voici maintenant l'analyse du décodeur SECAM complet, réalisable avec les quatre CI cités en dernier.

DÉCODEUR SECAM COMPLET à CI

Si l'on se limite à la réception des émissions françaises selon le système SECAM, on pourra réaliser le décodeur avec trois circuits intégrés seulement : les TCA 640-650-660.

A la figure 18 (voir les 17 premières figures dans notre article de juin 1975) on donne le schéma complet du décodeur SECAM dans lequel les éléments essentiels ont été analysés précédemment. La sortie du portier TCA 640 est reliée à la commande de saturation, par l'intermédiaire de la BA 222. Cette diode effectue l'isolation entre

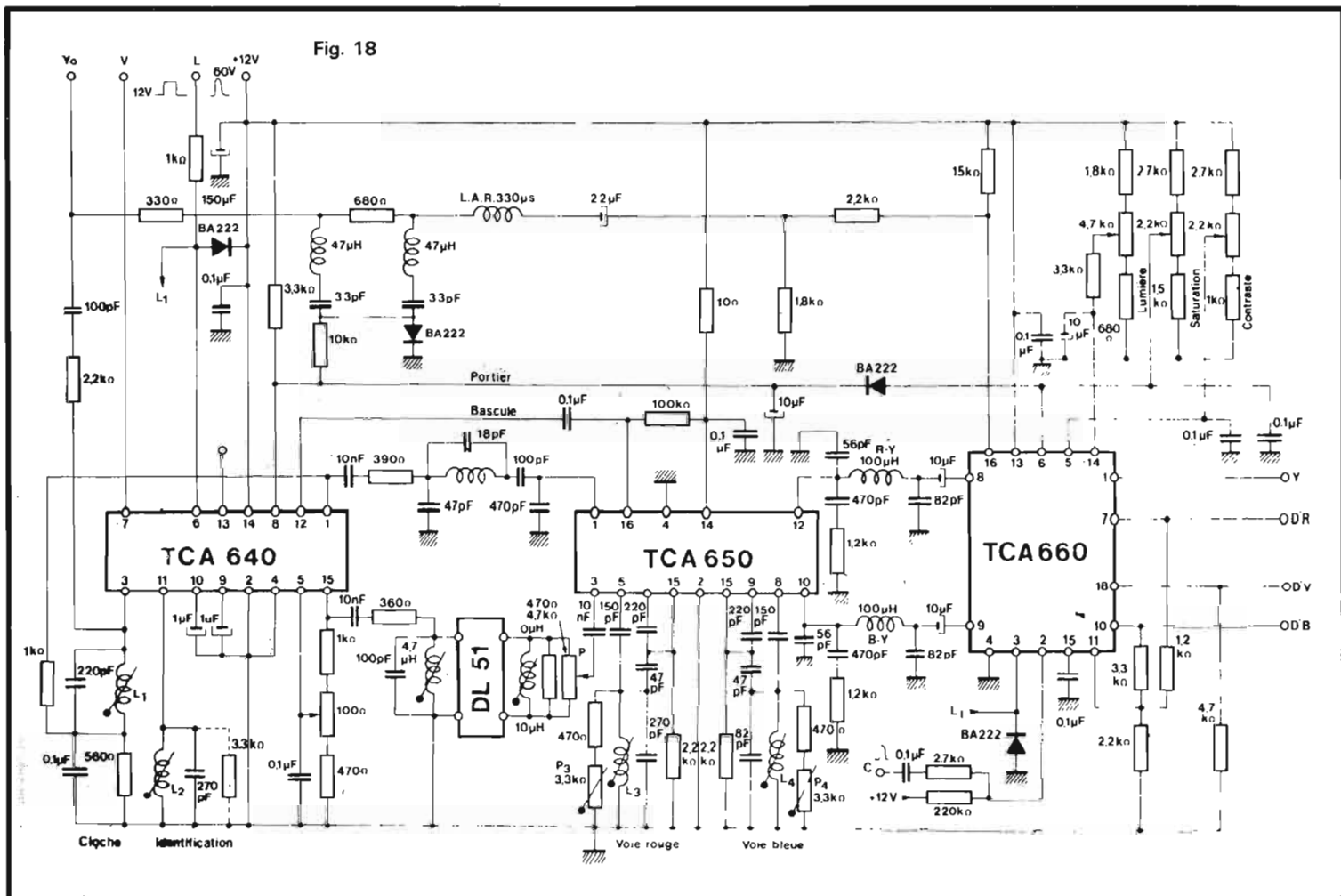


Fig. 19a

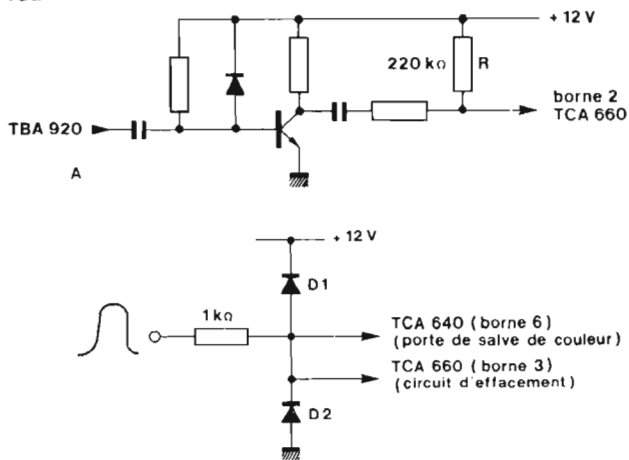
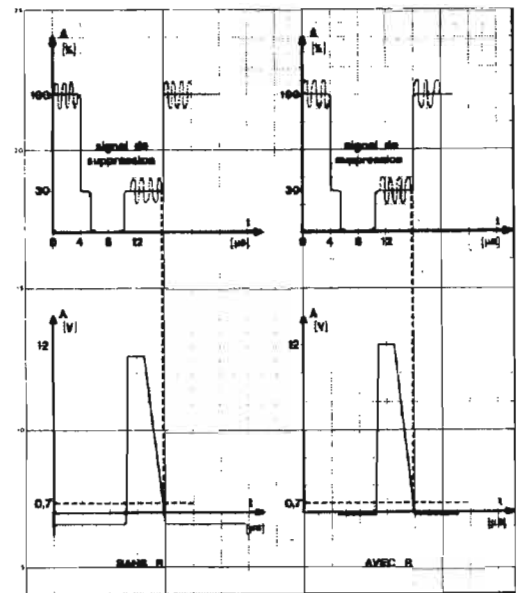


Fig. 19b



les tensions de commande et de portier en fonctionnement couleur. Cette même tension du portier agit sur le filtre de sous-porteuse commuté par la diode BA 182; en position noir et blanc, la diode étant bloquée le circuit équivalent branché sur la résistance de 680 Ω contribue à la correction de fréquence. Du fait de cette commutation, la tension « portier » mesurée est inférieure à 12 V, se situant autour de 10 V.

Les impulsions de maintien pour le circuit intégré TCA 660 doivent être synchrones avec le palier du noir; elles sont obtenues par différentiation du top de synchronisation ligne suivant le schéma de la figure 18.

Remarquons la résistance R d'une valeur de 220 kΩ qui relie la borne 2 du TCA 660 à l'alimentation + 12 V. En l'absence de cette résistance et pendant l'absence d'émission (donc d'impulsion de maintien), le niveau Y' à la sortie du circuit devient positif (voir la forme des signaux à la figure 19b).

Dans ces conditions, en l'absence de bruit et de toute autre protection, le courant de faisceau du tube-image dépasserait la valeur maximale admise. On appliquera donc une tension continue à l'entrée du circuit qui évite ce phénomène.

IMPULSION D'EFFACEMENT

Cette impulsion est prélevée sur la base de temps de lignes et est limitée à 12 V par une diode D₁ BA 222 (figure 19c). Une seconde diode D₂ montée en inverse sur l'entrée du TCA 660 (bornes 3), permet d'éviter que la valeur négative possible, du temps d'aller ne perturbe le fonctionnement.

ATTAQUE Y'

Elle se fait, en courant. Pour une tension de 1 V nominale à la sortie, on doit fournir 0,23 mA de courant noir-blanc, ce qui avec une

ligne à retard de 1 kΩ exige une tension d'entrée de 0,5 V noir et blanc.

Cette valeur est définitivement faible; on effectue donc une dérive de courant à la sortie de la ligne à retard, ce qui permet une tension noir-blanc à l'entrée de 2 V.

En série avec la ligne à retard, on traverse les trappes sous-porteuses réglées à 4,25 et à 4,406 MHz et mises en service ou non par l'information issue du portier.

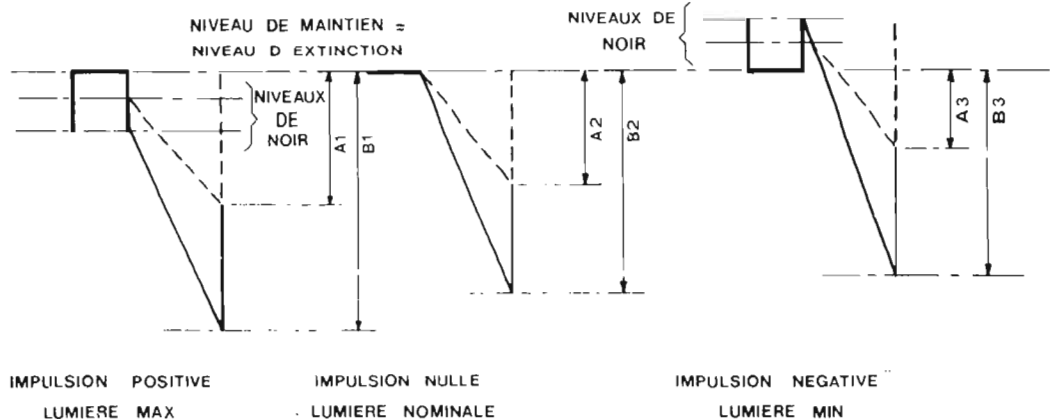
PRINCIPE DE LA COMMANDE DE LUMINOSITÉ

La méthode utilisée pour obtenir sur le tube image une

variation de luminosité sans virement de teinte, consiste à régler les trois canons à la même tension de blocage et de faire varier les niveaux continus des signaux à la sortie des transistors vidéo proportionnellement au gain de chacune des voies. (voir figure 20).

Si l'on pouvait réaliser la liaison continue intégrale, il suffirait de faire varier le niveau continu du signal à l'entrée des amplificateurs R.V.B. d'une valeur donnée. Le maintien effectué sur les collecteurs des transistors vidéo ne permet pas cette façon d'opérer.

Le circuit TCA 660 introduit donc une impulsion d'amplitude variable se subs-



$$\frac{A1}{B1} = \frac{A2}{B2} = \frac{A3}{B3}$$

Fig. 20

tituant au niveau présent lors de la suppression ligne ; cette impulsion se trouvera amplifiée de la même façon que le signal lui-même, donc proportionnellement au gain de chaque voie R, V ou B.

Comme le maintien s'effectue sur le niveau ainsi créé, les signaux vont se retrouver décalés proportionnellement au gain de chaque voie, ce qui est le but recherché.

La figure 20 illustre cette action à l'aide de deux signaux dans trois cas typiques de la commande de lumière.

AMPLIFICATEUR R.V.B.

C'est un amplificateur vidéofréquence à contre-réaction de maintien. La figure 21 représente une des trois voies, ainsi que le transistor d'attaque Y' et le transistor de seuil, tous deux des BC 408.

Le transistor T n'est rendu conducteur que pendant la durée du palier du noir. En effet, l'impulsion de maintien est alignée par la diode D. Pendant la durée de la ligne, le point P est négatif (-12 V environ) bloquant ainsi T.

Pendant la durée du palier du noir, il est porté à +0,7 V et T conduit. La charge et la décharge de C permet de maintenir constante la tension collecteur, tension qui polarise le BC 418 ; on est donc indépendant de la valeur de l'impulsion de synchronisation. Par contre, on a besoin d'un seuil précis et commun aux trois voies.

Cette méthode de maintien est évidemment rendue possible par la commande de lumière utilisée, et serait inapplicable dans le cas où celle-ci est effectuée en déplaçant le niveau continu de Y, à l'entrée par exemple.

Le gain de cet amplificateur tant dans la voie Y que dans les voies D'R et D'B a été fixé égal à 75.

On pourra donc, à l'aide d'une mire modulée à 75 % régler le décodeur afin qu'il délivre les tensions 1,4 V pour D'R, 0,82 V pour D'V et

1,8 V pour D'B et ce pour 1 V de luminance (voie Y).

Les ajustables R prévus dans chaque voie servent évidemment à compenser les tolérances dans les rendements des luminophores du tube image.

TBA 540 POUR SYSTÈME PAL

Nombreux sont les télé-spectateurs des régions frontalières pouvant recevoir les émissions de TVC système PAL provenant de Belgique, Allemagne, Suisse et peut-être d'Italie, Espagne...

TABLEAU I

Tension d'alimentation	max 13,2 V
Consommation	typ 33 mA
Amplitude crête à crête de la référence R-Y	typ 1,5 V
Signal de portier :	
couleur transmise	typ 12 V
couleur coupée	250 mV
Plage de la tension de la CAC :	
à l'identification	+ 0,2 à + 4 V
hors identification	+ 4 à + 11 V

Le décodeur SECAM-PAL sera équipé des CI des types : TCA 640, TCA 650 et TCA 660.

Comme son nom l'indique, il pourra recevoir les deux

systèmes en couleur. Le TBA 540 s'ajoute aux trois CI mentionnés. Voici d'abord quelques indications techniques le concernant.

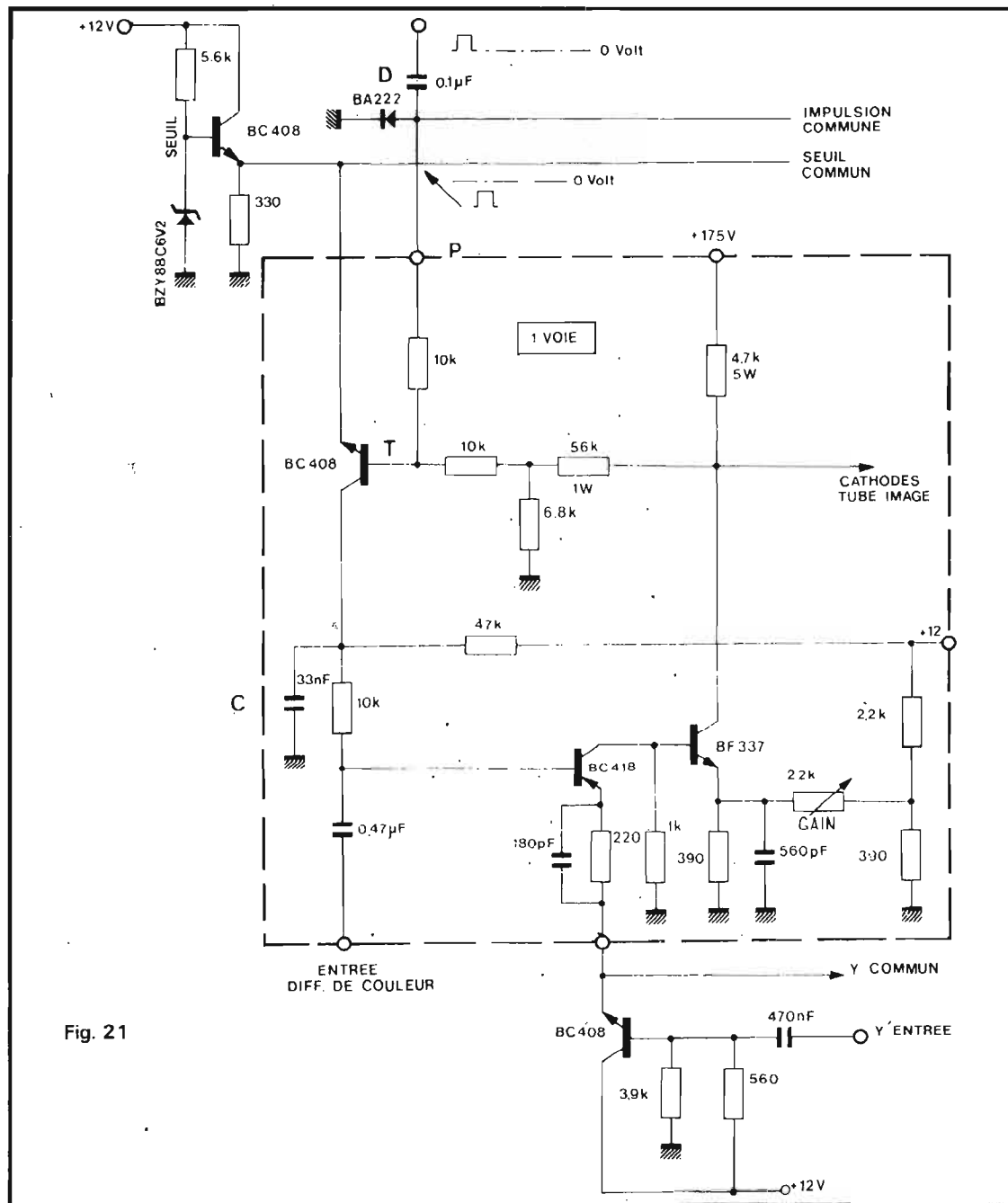


Fig. 21

COMPOSITION DU TBA 540

Ce CI comprend :

- un oscillateur piloté par quartz et synchronisé en phase,
- un comparateur de phase entre cette oscillation et la salve de couleur (« Burst »),
- un comparateur de phase et d'amplitude entre le signal de bascule à demi-fréquence ligne et la phase commutée de la salve de couleur.

L'utilisation d'un démodulateur synchrone pour cette dernière fonction permet d'obtenir une bonne immunité au bruit.

Ce circuit fournit les signaux de référence au démodulateur synchrone du circuit intégré TCA 650 ainsi que les informations nécessaires aux commandes automatiques de la couleur (C.A.C.) de l'identification et du portier.

CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES

Elles sont données au tableau I

DÉCODEUR SECAM/PAL

Ce décodeur est plus compliqué que le SECAM seul. Pour le moment, nous ne disposons que du schéma fonctionnel de la figure 25, sur lequel apparaissent les CI mentionnés plus haut et leurs principales pièces et connexions les reliant entre eux. Ce montage, proposé par la RTC se caractérise par :

- compatibilité des décodages SECAM et PAL,
- maintien du niveau du noir, effacement et réinsertion d'un niveau de noir artificiel sur le signal de luminance,
- réglage du contraste, de la saturation et de la lumière par niveau continu,
- détection interne du CAC,
- réglages simples et indépendants.

En bas et au milieu du schéma, se trouve le TBA 540

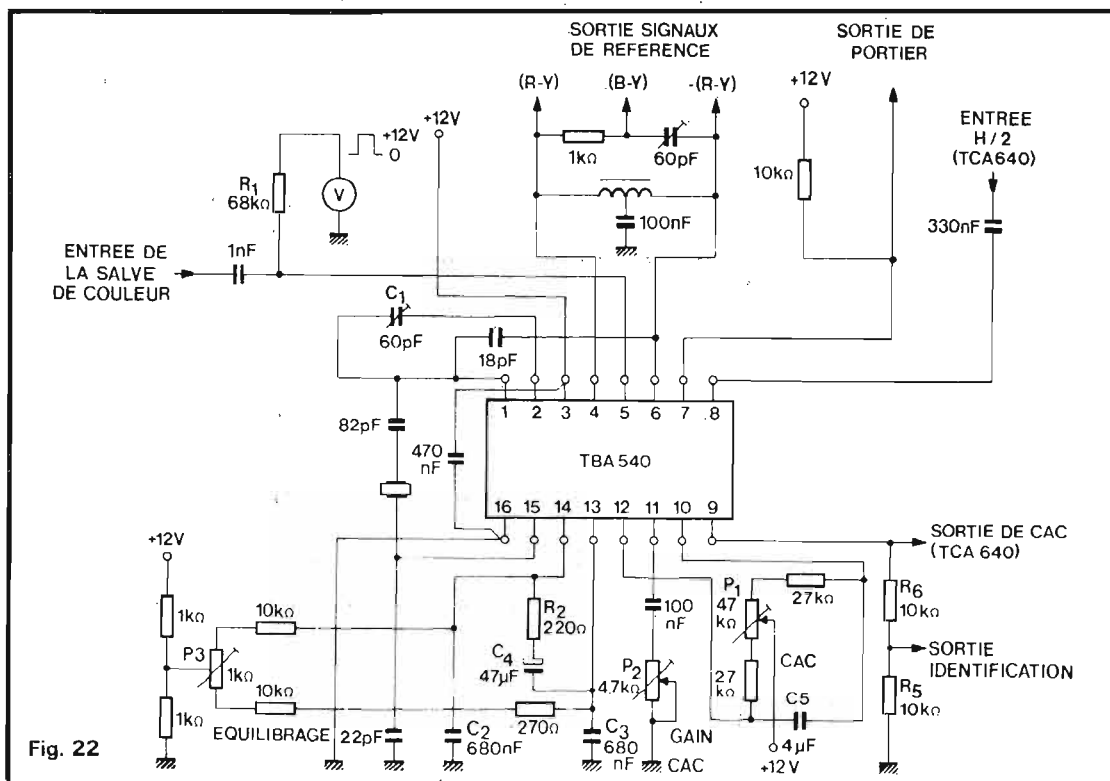


Fig. 22

Les valeurs à ne pas dépasser sont les suivantes :

TABLEAU II

(Limites absolues
selon la publication CEI 134)

Tension d'alimentation	V_{3-16} max 13,2 V
Puissance totale dissipée	P_{tot} max 680 mW
Température ambiante de fonctionnement	T_{amb} - 20 à + 60 °C
Température de stockage	T_{sig} - 55 à + 125 °C

Le circuit intégré de la RTC, TBA 540 est monté dans un boîtier rectangulaire à 16 broches de forme habi-

tuelle.

On la branchera d'après les indications de brochage ci-après (tableau III) :

TABLEAU III

Borne 1 :	Entrée de la boucle de réactance de l'oscillateur
Borne 2 :	Entrée de l'étage à réactance
Borne 3 :	Tension d'alimentation positive
Borne 4 :	Sortie du signal de référence
Borne 5 :	Entrée de la salve de couleur (« Burst »)
Borne 6 :	Entrée du signal de référence
Borne 7 :	Sortie de portier
Borne 8 :	Entrée du signal de la bascule
Borne 9 :	Sortie de C.A.C.
Borne 10 :	Ajustage du niveau de C.A.C. (voir borne 12)
Borne 11 :	Commande du gain de C.A.C.
Borne 12 :	Ajustage du niveau de C.A.C. (voir borne 10)
Borne 13 :	Tensions de commande de la phase de l'oscillateur
Borne 14 :	Boucle de réaction de l'oscillateur
Borne 15 :	Masse
Borne 16 :	Masse

avec ses liaisons aux circuits SECAM.

Ainsi, en plus des fonctions SECAM décrites précédemment, le TCA 640 amplifie les signaux de chrominance avec commande automatique de gain (CAC). Il comprend également la porte de salve (identique en PAL et SECAM) qui, après amplification délivre la salve de couleur PAL permettant l'identification et la mise en phase de l'oscillateur de référence du TBA 540. Les signaux d'identification qui sont superposés à l'information du CAC « remettent à l'heure » la bascule du TCA 640 et actionnent le portier.

(borne = broche = point de terminaison du CI).

Les caractéristiques normales de fonctionnement sont celles mesurées en fonctionnement dans le montage de la figure 22 et dans les conditions ci-après :

Conditions :

$V_{3-16} = 12$ V, $T_{amb} = 25$ °C,
 $V_{5-16} = 0,7$ V (entrée de la salve de couleur)
 $V_{8-16} = 2,5$ V_{CAC} (entrée du signal de la bascule)

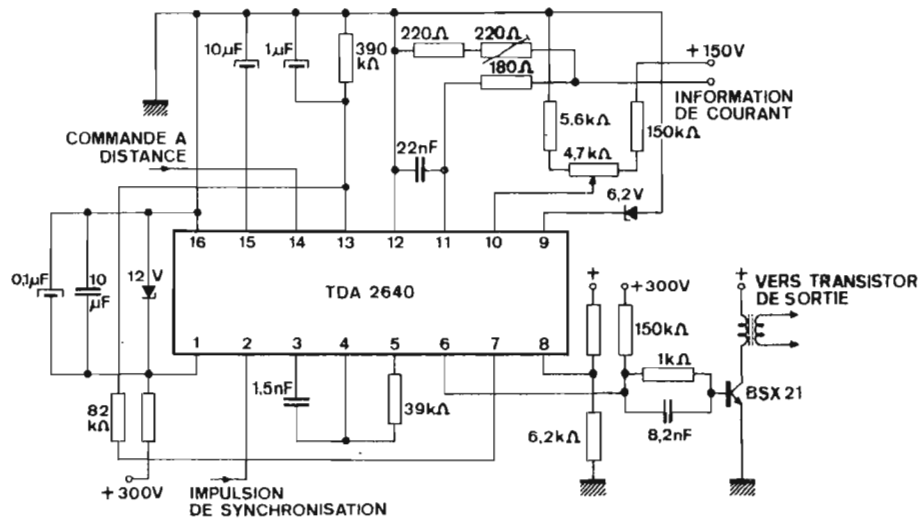


Fig. 24

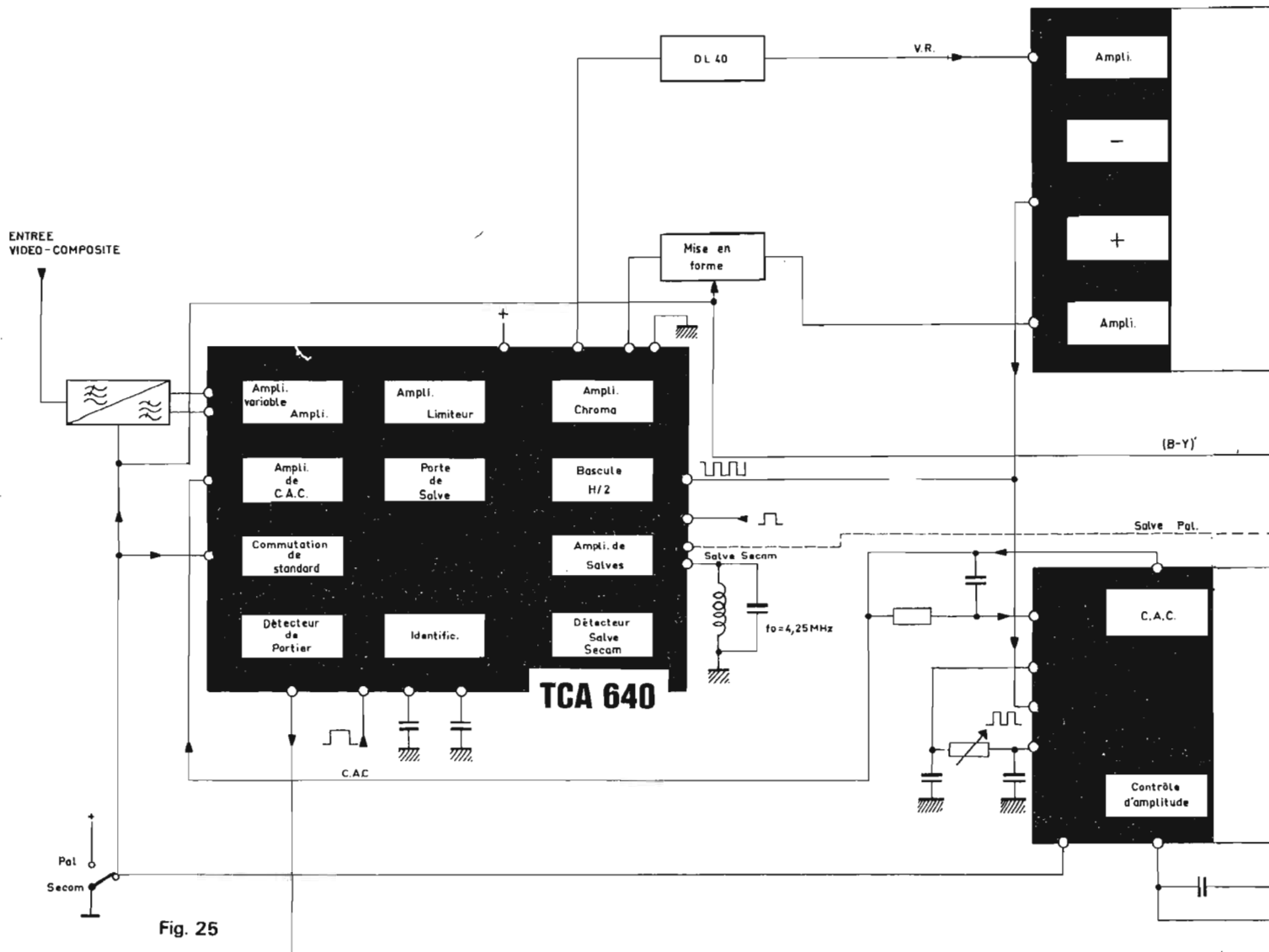
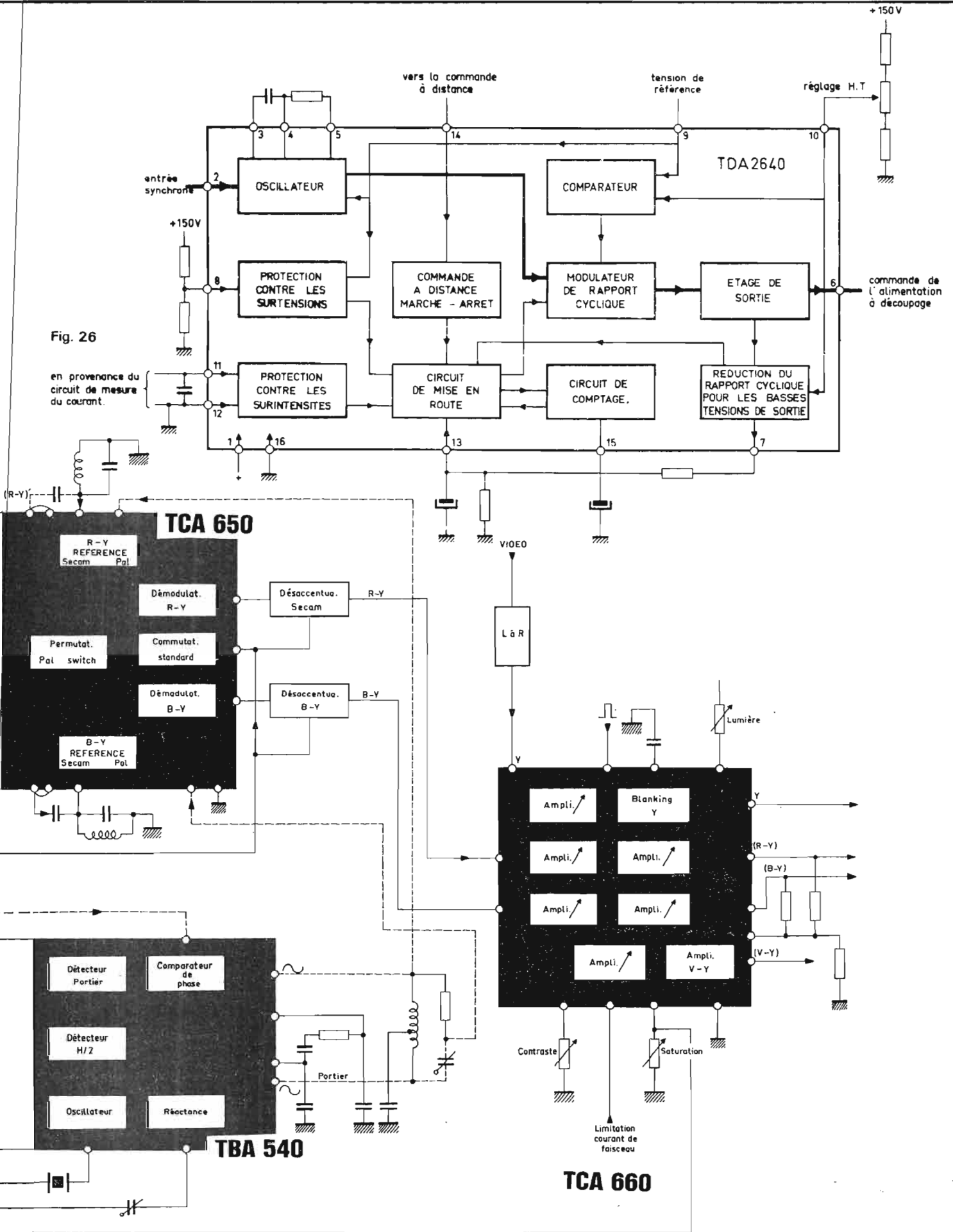


Fig. 25

Fig. 26



Le TCA 650 comprend le matriçage des voies directes et retardées, le permutateur PAL (PAL switch) et les démodulateurs R-Y et B-Y. Les signaux de référence nécessaires à ces démodulateurs sont issus du TBA 540.

Les fonctions du TCA 660 (vues dans le décodage SECAM) restent identiques en PAL.

L'application d'une tension continue (12 V en PAL, ou en SECAM) permet de commuter le mode de fonctionnement des TCA 640 et TCA 650. Cette information continue sert également à commuter le circuit d'entrée, le circuit de mise en forme de la voie directe et le circuit de désaccentuation.

Le TBA 540, indépendamment de l'oscillateur de référence à 4,43 MHz (oscillateur dont la phase est maintenue constante par un circuit à réactance et un comparateur de phase utilisant la salve couleur PAL issue du TCA 640), comprend le détecteur de CAC et l'identification PAL. Le détecteur de CAC fournit l'information de commande automatique de gain de l'amplificateur de chrominance du TCA 640.

Le signal issu de l'oscillateur est imputé aux amplificateurs de référence du TCA 650 à travers un réseau de déphasage R.L.C.

L'ensemble des quatre circuits TCA 640, TCA 650, TCA 660 et TBA 540 permet la réalisation de décodeurs SECAM et PAL, en assurant dans les deux standards une excellente qualité des signaux démodulés.

A noter que grâce aux CI, ce schéma paraît très simple et, la construction se faisant à l'aide de platines imprimées, il sera également simple de construire le décodeur SECAM-PAL, tandis qu'avec des transistors non intégrés, le décodeur serait un monstre de complication, surtout pour les non initiés. Nous ne savons pas si les constructeurs auront l'excellente idée

TABLEAU IV

CARACTÉRISTIQUES

Signaux de sortie :

Signal de sortie de référence (R-Y) V_{4-16} typ 1,5 V cac
Tension de sortie pour la C.A.C.

Permutateur de phase PAL identifié V_{9-16} 0,2 à + 4 V

Permutateur de phase PAL non identifié V_{9-16} 4 à + 11 V

Tension du portier à la transmission de couleur V_{7-16} typ 12 V
couleur coupée V_{7-16} max 250 mV

Oscillateur :

Gain en tension G_{15-1} typ 4,7

Résistance d'entrée R_{15-16} typ 3,5 k Ω

Capacité d'entrée C_{15-16} typ 5 pF

Commande de réactance :

Gain en tension (bornes 13 et 14 réunies) C_{15-2} typ 1,3

Rapport de la variation du gain C_{15-2} en fonction de la différence de phases entre la salve de couleur et le signal de référence .. ΔG_{15-2} typ 5 rd $^{-1}$
 $\Delta C \Delta C_{5-4}$

Consommation I_3 typ 33 mA

(rd $^{-1}$ = inverse de radian). En dimensions physiques) à un effet le rapport des Δ ci-dessus est celui d'un gain (sans angle, évalué en radians).

de monter les CI sur supports, plutôt que de les souder.

Il existe actuellement des supports à excellents contacts et leur adoption facilitera considérablement le dépannage et même la vérification et la remise en état d'un récepteur ayant fonctionné quelque temps.

COMMANDE D'ALIMENTATION PAR DECOUPAGE

Le CI qui permet cette commande est le TDA 2640 de la RTC. En plus de cette fonction, ce CI remplit aussi les fonctions suivantes :

- marche-arrêt commandé par tension continue, ce qui implique la possibilité de commande à distance,
- protection contre les surtensions et les surintensités,
- déconnexion automatique en cas de surcharge permanente.

Ce CI est monté en boîtier rectangulaire 16 broches du type habituel.

Ses principales caractéristiques sont :

Tension d'alimentation : V_{1-16} nominale 12 V.

Tension de sortie V_{6-16} min. 11,5 V.

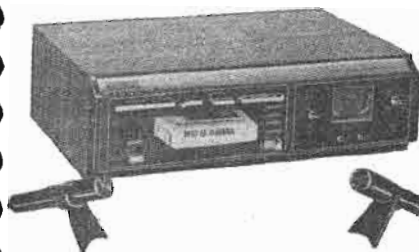
Courant de sortie : I_6 max. 20 mA (cont.).

La figure 24 donne le schéma fonctionnel de ce circuit intégré et la figure 25 un schéma d'application.

Une analyse du fonctionnement de ce CI sera publiée dans le prochain article.

F. JUSTER

ENREGISTREUR-LECTEUR DE CARTOUCHES STÉRÉO 8 PISTES



BEVOX

Se branche sur .

- AMPLIS
- TUNERS
- MAGNÉTOPHONES
- T.-DISQUES

Livré avec deux microphones, deux cordons et notice d'utilisation.

PERMET DE MONTER DES PROGRAMMES « PERSONNALISÉS ». POUR LES LECTEURS DE VOITURES, LA SONORISATION, etc.

PRIX : 950 F T.T.C.

CREDIT : 185 F à la commande - 18 mensualités de 52,35 F

ADAPTATEUR-LECTEUR

de cassettes sur

LECTEUR DE CARTOUCHES STÉRÉO 8 PISTES

PRIX 299 F

ou à crédit s'il est acheté avec l'enregistreur-lecteur de cartouches stéréo



SUR PLACE

Gd choix de chaînes Hi-Fi à partir de

1966 F T.T.C.

Chaîne Hi-Fi anglaise

GEC 2x15 W

CREDIT CREDITELEC

Démonstration et vente

G.R.E.N.

15, rue Rambuteau

75004 PARIS

Tél. : 887-83-38

UNE VISITE S'IMPOSE

la table de lecture



PICKERING FA 112

CETTE table de lecture est originale, ce n'est pas très souvent que nous avons l'occasion de le dire. Le constructeur est américain, il y a peu de constructeurs de table de lecture aux États-Unis. Ce n'est pas sa seule originalité, elle fait appel à une double suspension dont un système magnétique. Son bras de lecture est du type unipivot, là encore c'est rare ; son antiskating est original et le bras de lecture ne peut recevoir que les phono-capteurs de la marque, deux versions de cette table de lecture sont commercialisées, l'une avec un phono-captteur TT 1200E, l'autre avec un phono-captteur tétraphonique TT 4500 Q.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Moteur 24 pôles, synchrone à vitesse lente, transmission par courroie rectifiée.

Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn, $\pm 0,3\%$.

Pleurage et scintillement : moins de 0,07 %.

Bruit de fond meilleur que 60 dB.

Force d'appui réglable de 0 à 14 g.

Antiskating réglable, deux échelles, pointe conique ou biradiale.

Erreur de piste inférieure à $\pm 1,7\%$.

Alimentation 210/250 V 50 Hz, 3 W.

Poids : 5,6 kg, dimensions : 373 x 33 x 18 cm.

PRESENTATION

Cette table de lecture est sobre, donc pas très luxueuse, c'est ce que l'on pourra lui reprocher en lui opposant les polissages au diamant de certaines productions japonaises. Son esthétique se rapprocherait des tables de lecture de Thorens. Le socle est en bois aggloméré plaqué de noyer (pas du plastique). Sur ce cadre de bois est posé un châssis d'aluminium anodisé. Vers

l'utilisateur, un tableau de commande, à droite la pose et le relevage du bras, un bandeau statique portant la marque du constructeur, un peu plus loin, le commutateur marche-arrêt du moteur du tourne-disque. A l'extrême gauche : le sélecteur de vitesse. Les deux commutateurs de droite se manoeuvrent en poussant les boutons vers le fond, celui de gauche se commande de la droite vers la gauche, c'est-à-dire latéralement. Si le socle est bas, on ne peut pas en dire autant du couvercle épais et fumé. Ce couvercle bascule, c'est normal, il peut prendre deux positions stables, l'une fermée, l'autre ouverte, dans ce cas, il dégage

complètement le plateau ce qui oblige toutefois à prévoir un espace suffisant au-dessus de la table de lecture si on veut que cette dernière puisse être protégée par son couvercle. Ce couvercle, dernier détail, sans importance, porte un énorme sigle « Pickering ». Le plateau de cette table de lecture est à première vue normal, il fait un centimètre et demi d'épaisseur et est moulé en zamack sous pression avant d'être usiné. Une jupe interne, usinée également sert de poulie réceptrice. Aucune trace de trou d'équilibrage, le constructeur n'a pas jugé cette opération nécessaire. L'axe de ce plateau est fixé par déformation du métal au niveau de la jonction axe/plateau. Cette opération est délicate à décrire, sans doute une colle vient-elle renforcer ce mode de fixation. A la partie supérieure, le plateau est pourvu d'un évidement, il reçoit un centreur pour disques 45 t/mn : une face plane pour les 33, une face en relief pour les 45.

La pièce la plus nouvelle de cette table de lecture se trouve sous le plateau, en fait il y en a deux, il s'agit de deux aimants en forme de couronne, un des pôles est à l'extérieur, l'autre à l'intérieur, ces deux aimants sont identiques si bien que lorsqu'ils sont placés l'un au-dessus de l'autre, ils se repoussent. C'est là un principe de suspension original, mais pas entièrement nouveau puisque déjà un bras de lecture, construit discrètement par Decca utilisait ce principe. Ce système magnétique remplace la butée du bout de l'axe par un coussin magnétique. Compte tenu du poids du plateau, il reste deux millimètres environ entre les deux aimants. Le seul risque de ce type de suspension est de voir au bout de quelques années les aimants perdre leur aimantation, ce qui est peu probable, comme aucune butée de secours n'existe, la table de lecture perdrait toute faculté de lecture de disque.

On peut également se poser des questions au sujet de l'influence du champ magnétique sur la tête de lecture. En fait, le sens de l'aimantation est tel qu'aucune tension ne sera induite dans les bobinages de la tête de lecture. Malgré la rotation du plateau, il n'y a pas de variation du flux. La seule tension parasite pouvant apparaître le fera lorsque le diamant parcourera les dernières spires du disque.

Cette suspension magnétique n'est pas la seule suspension de cette table de lecture. L'aimant fixe, celui qui ne tourne pas est solidaire d'un châssis interne en T. Ce châssis est moulé, il est fixé à la plaque supérieure par des ressorts amortis par une mousse plastique. Cette contre-platine est en zamack nervuré. C'est cette pièce qui supporte les deux paliers et aussi le bras qui est donc solidaire du plateau. Cette suspension a permis de visser le moteur et son transformateur d'alimentation directement sur la plaque supérieure, ce qui permet à quelques vis de faire leur apparition de place en place, pour rappeler que la technique est toujours là.

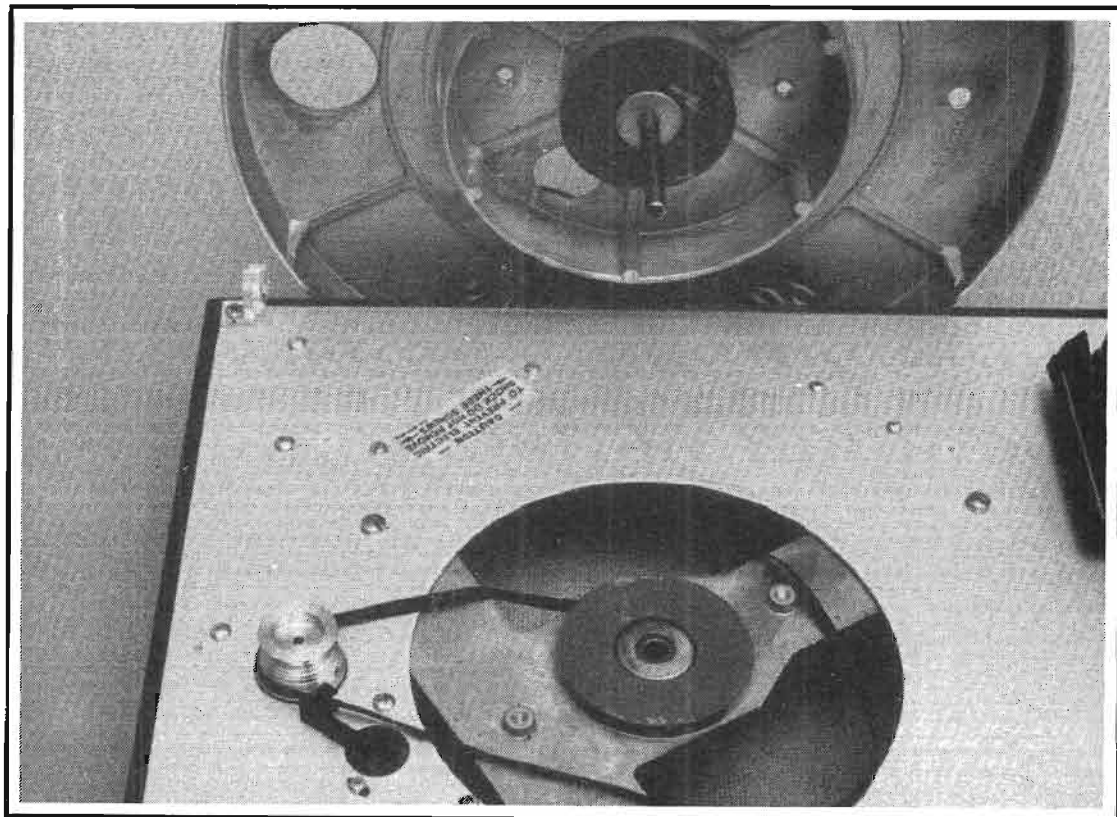
Le moteur est un modèle à faible vitesse, il a 24 pôles donc tournera à la vitesse de 250 t/mn, sauf erreur de calcul. Basse vitesse cela voudra dire que ses vibrations seront peu nombreuses et que le diamètre de la poulie motrice devra être grand. Un transformateur d'alimentation sert à abaisser la tension destinée au moteur, comme cet appareil est de construction américaine, et que le secteur américain est en grande partie de 117 V, 60 Hz, le constructeur achète des moteurs 120 V, 60 Hz. Pour la fréquence ce n'est pas grave, il suffit de changer la poulie, pour la tension, il est préférable d'ajouter un transformateur abaisseur.

Le changement de la vitesse se fait par une poulie à deux gradins et un dérailleur commandé par une transmission à câble sous gaine plastique et non métallique. C'est ce même type de transmission qui a été adopté pour la commande du lève-bras, il fallait en effet avoir une transmission souple étant donné que le lève-bras est solidaire du bras et que ce dernier est suspendu en même temps que le plateau. Par souci de rationalisa-

tion, le constructeur emploie rigoureusement les mêmes commandes pour ses trois fonctions : marche/arrêt, lève-bras et changement de vitesse.

Si vous regardez bien les photos, vous vous apercevrez vite que le contre-poids est absent, comme il n'était pas livré avec la table de lecture, elle-même livrée sans son emballage d'origine, nous pouvons penser qu'il est resté dans le creux de l'une des cases dont est pourvu l'emballage de polystyrène expansé. Ce qui ne nous a pas empêché de faire nos essais, avec un contre-poids de secours.

Ce bras est un unipivot ; un axe solidaire du châssis se termine par une pointe, en réalité sphérique. Cette pointe pénètre dans une cuvette inversée solidaire du bras. Pour que la pointe reste verticale, l'axe passe par une rainure qui guide le bras dans ce sens et n'autorise de ce fait que les mouvements horizontaux et verticaux, à l'exception de tout balancement, cette formule évite d'avoir un système à contre-poids qu'il faut amortir inévitablement, soit mécaniquement, soit encore par un système visqueux ou encore



électroniquement, pourquoi pas ? Ce type de bras a donc, en principe un minimum de frottement. Par contre, le système d'antiskating apporte un frottement, si il n'est pas bien réglé ou encore si le système n'est pas bien graissé ou que cette graisse a durci. L'antiskating est à contrepoids, ce contrepoids est un cylindre de laiton percé en son centre par lequel passe l'axe de l'unipivot. Il porte un ergot radial se déplaçant sur une rampe pseudo hélicoïdale à inclinaison variable, et un deuxième ergot traversant une rainure solidaire du bras l'entraîne en rotation. Si la pente de la rampe est faible ou nulle, la rotation du cylindre ne sera pas accompagnée de mouvement vertical, si par contre cette pente est grande, le cylindre aura tendance à entraîner le bras vers l'extérieur, grâce à la rampe hélicoïdale. Cette formule est valable pour une rampe relativement inclinée, par contre, lorsque cette inclinaison est faible, l'action du contrepoids devient difficile, le coefficient de frottement devenant alors supérieur à la tangente de l'angle de frottement. Ce dispositif d'antiskating ne commence à être efficace que pour un réglage de 1 g, bien qu'il soit gradué de 0,5 en 0,5 g.

Le contrepoids ne porte aucune graduation, l'ajustage de la force d'appui se fera avec une bonne précision, le curseur de réglage de la force d'appui ayant des graduations espacées de 2,3 cm pour 1 gramme.

La fixation du bras en position de repos est également originale, on pourra toutefois lui reprocher une efficacité toute relative ; un aimant solidaire du lève-bras attire une bague métallique ferromagnétique solidaire du bras. C'est simple et suffisant pour maintenir le bras en place lors de l'utilisation du tourne-disque, par contre, pour le transport, il est indispensable de fixer solidement le bras par un lien.

Le lève-bras manuel est placé au-dessus de la coquille

porte-cellule, au-dessus car le bras est un unipivot. Cette disposition est inhabituelle, il suffit de s'y habituer, son inconvénient majeur est d'obliger le constructeur à prévoir un capot d'une hauteur suffisante.

Le porte-cellule est plus étroit que de coutume, c'est le propre des bras prévus pour recevoir un type de cellule bien précis. B et O s'est fait le champion de cette catégorie de table de lecture, apparemment, cela ne lui a pas porté malheur. Si le bras est associé à un phonocapteur de classe, il n'y a aucune raison de préférer la séparation du bras et du phonocapteur. Ces deux éléments sont en réalité indissociables. Bras et phonocapteur sont deux composants mécaniques dont les paramètres sont complémentaires. Le fait de livrer une table de lecture avec un phonocapteur donné n'est pas toujours le fait du hasard ou du commerce.

L'acheteur dispose chez ce constructeur, de deux tourne-disques, l'un équipé du phonocapteur 1200E, l'autre du 4500 Q, ce dernier est un modèle tétraphonique pour tétraphonie discrète (CD4) son diamant a une taille spéciale. Ces deux phonocapteurs utilisent le principe de l'aimant induit, un aimant fixe et puissant crée un champ magnétique dans lequel est placée une pièce mobile solidaire de la pointe de lecture. on crée ainsi un petit aimant minuscule donc léger dont les mouvements donnent naissance à des tensions dans des bobinages soigneusement disposés. Ici, la tête de lecture dispose d'un équipement mobile très souple, de plus, un petit balai se charge d'enlever la poussière avant le passage de la pointe de lecture.

FABRICATION

Cette fabrication est sérieuse, mais les Américains font tout de même un peu moins d'effort que les Japo-

nais ce qui, sur le plan commercial, en particulier en France n'est pas toujours apprécié de la clientèle, la chaîne HiFi, c'est aussi quelque chose que l'on montre aux amis ! Les pièces moulées ne sont pas toujours très finies ; heureusement, le châssis est bien anodisé, bien net et les vis de fixation du transformateur sont en partie cachées par le transformateur.

UTILISATION, MESURES

Une des qualités essentielles de ce tourne-disque est son insensibilité étonnante aux vibrations extérieures. Cette insensibilité, sur le plan pratique se traduit par la possibilité d'utiliser le tourne-disque sur une table branlante, dans un endroit où on dansera, même avec une force d'appui aussi faible que 1 gramme (le constructeur préconise 1,75 gramme). Autre avantage de cette suspension : l'insensibilité aux réactions acoustiques à très basse fréquence, cette table de lecture peut donc sans inconvénient être installée dans une discothèque, même la plus bruyante sans qu'il soit possible d'amorcer les accrochages. Vous pouvez presque poser la table de lecture sur l'enceinte !

Le rapport signal/bruit est conforme aux indications du constructeur, il est de 38 dB en mesure linéaire, 41 dB si on coupe les fréquences au-dessous de 20 Hz, et de 61 dB avec la courbe de pondération DIN. Ces valeurs sont très bonnes, comme vous pouvez le constater vous-même.

Côté précision de la vitesse, nous avons trouvé exactement la fréquence de 1 000 Hz pour un disque gravé à 1 000 Hz et lu à 33 t/mn, soit une erreur très faible, pour ne pas dire nulle, à 45 t/mn, la précision de la vitesse est de 0,1 % ; c'est excellent.

La tête de lecture a un facteur de lisibilité élevé, la lec-

ture d'un sillon de 80 μ m d'excursion modulé à 400 Hz est possible avec une force d'appui inférieure au gramme. La bande passante de la tête de lecture tient dans une fourchette de $\pm 2,5$ dB de 40 Hz à 16 000 Hz, ± 4 dB de 20 Hz à 20 kHz, donc des performances très en rapport avec le prix de la cellule.

CONCLUSION

Encore une nouvelle platine, cette fois, elle apporte quelque chose d'autre qu'une esthétique nouvelle : une platine qui se moque des vibrations externes, des chocs et des réactions acoustiques, la suspension magnétique est ici bien utilisée. Le bras a le mérite d'être simple, il ne se présente pas sous l'aspect d'une araignée aux multiples contrepoids. Une table de lecture simple, fonctionnelle. Un rapport qualité/prix très bon. 1 500 F avec la 1200 E, 1 750 F avec la tête tétraphonique.

CARACTÉRISTIQUES DES PHONOCAPTEURS

TT 1200 E

Réponse en fréquence : 10 Hz à 30 000 Hz

Niveau de sortie : 3,4 mV

Séparation des canaux : 35 dB

Résistance de charge : 47 000 ohms

Résistance en continu des bobines : 1 300 ohms

Inductance : 900 mH

Equilibre des voies : meilleur que 2 dB

Diamant elliptique : 5 x 18 μ m
TT 4500-0 pour disques CD4 et stéréo

Réponse en fréquence : 10 Hz à 50 000 Hz

Tension de sortie : 3,4 mV

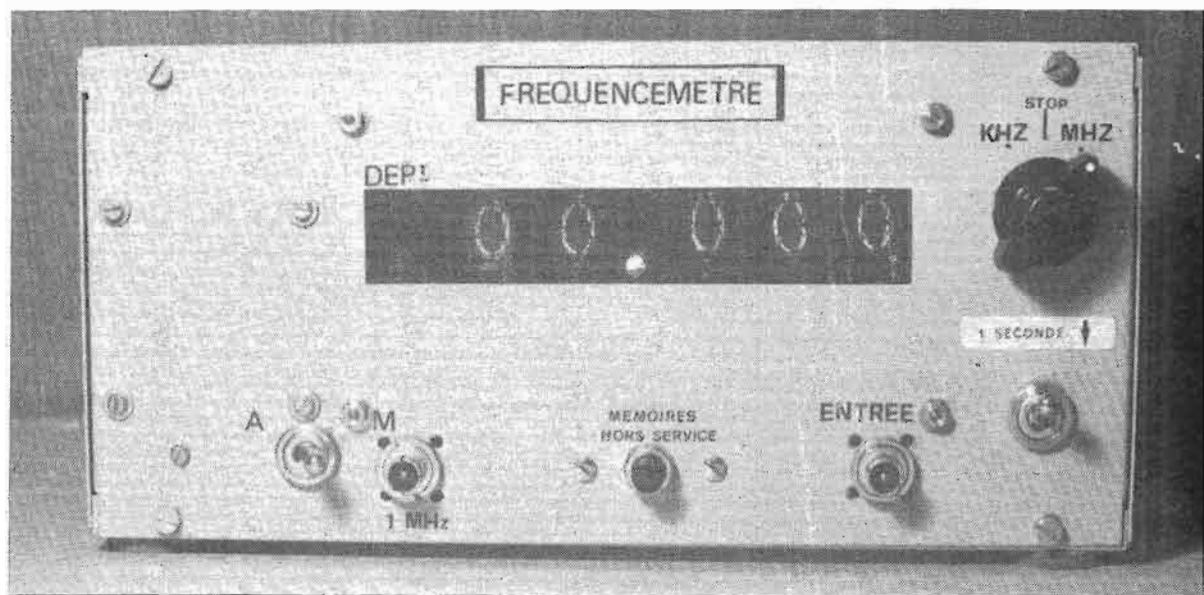
Séparation des canaux : 35 dB

Résistance de chaque canal : 600 ohms

Inductance de chaque canal : 290 mH.

15. — LA MESURE DES FREQUENCES

CONSTRUCTION D'UN FRÉQUENCEMÈTRE DIGITAL



L'ARTICLE précédent nous a permis de décrire le fonctionnement de chacun des circuits du fréquencesmètre. Les schémas électriques ont donc été publiés dans le dernier numéro. Nous examinerons maintenant tous les détails technologiques qui permettront de réaliser physiquement les cartes imprimées de l'appareil : sa structure modulaire le met à la portée de la compétence de l'amateur moyen mais adroit qui sait réa-

liser des circuits en câblage imprimé.

Certains de ceux-ci pourront paraître délicats aux plus timides : nous conseillons vivement l'utilisation d'un style marqueur spécial équipé d'une pointe neuve pour l'exécution des tracés très fins.

Un contrôle très strict est absolument indispensable avant tout câblage et, a fortiori, avant toute mise sous tension. Il est très délicat, en effet, de dessouder un circuit intégré de 14 ou 18 broches (si

l'on ne regarde pas trop à la dépense, on pourra monter des supports appropriés).

Le circuit sur plaque d'époxy de 1,6 mm d'épaisseur est recommandé, mais non indispensable et une maquette utilisant des circuits sur bakélite fonctionne parfaitement depuis de nombreux mois.

Le texte descriptif sera assez court et ne se bornera qu'aux indispensables commentaires et conseils relatifs à l'exécution des circuits.

PRÉSENTATION D'ENSEMBLE - INTERCONNEXIONS

L'appareil comporte 10 cartes imprimées :

- une carte circuits d'entrée, mise en forme, sélection
- une carte base de temps
- 5 cartes de comptage/affichage
- une carte point décimal
- une carte dépassement
- une carte régulateur de tension.

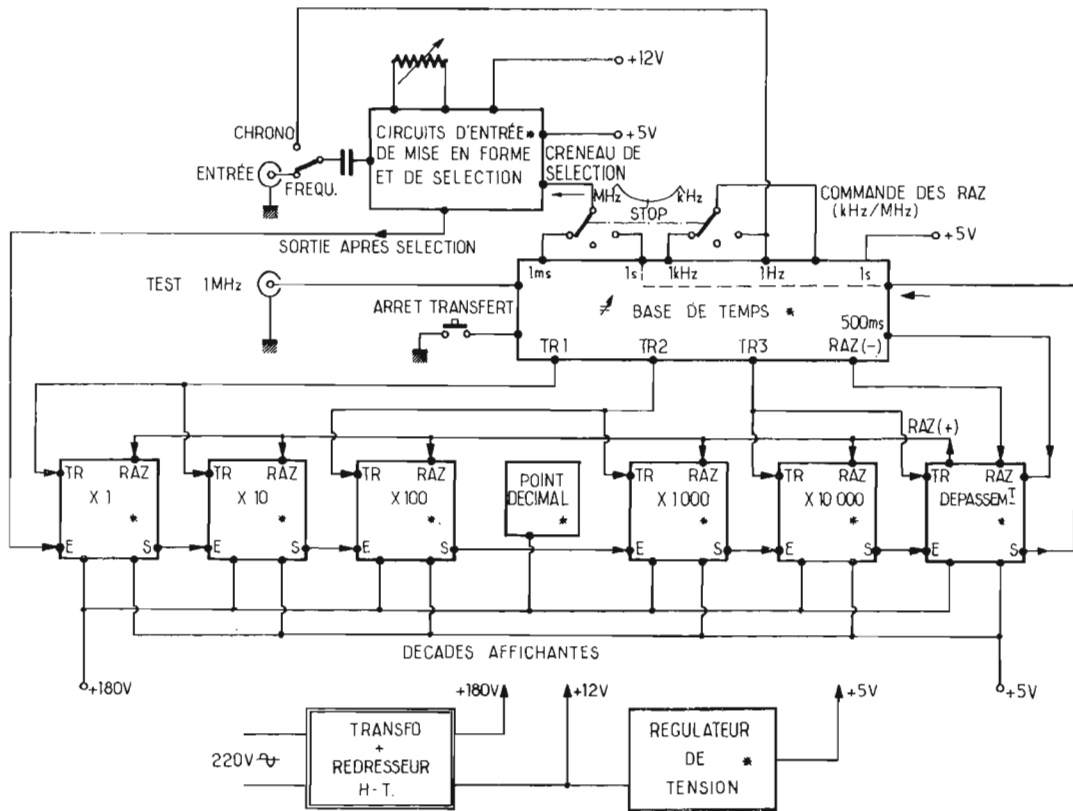


Fig. 18 - Schéma synoptique de l'assemblage électrique des cartes imprimées.

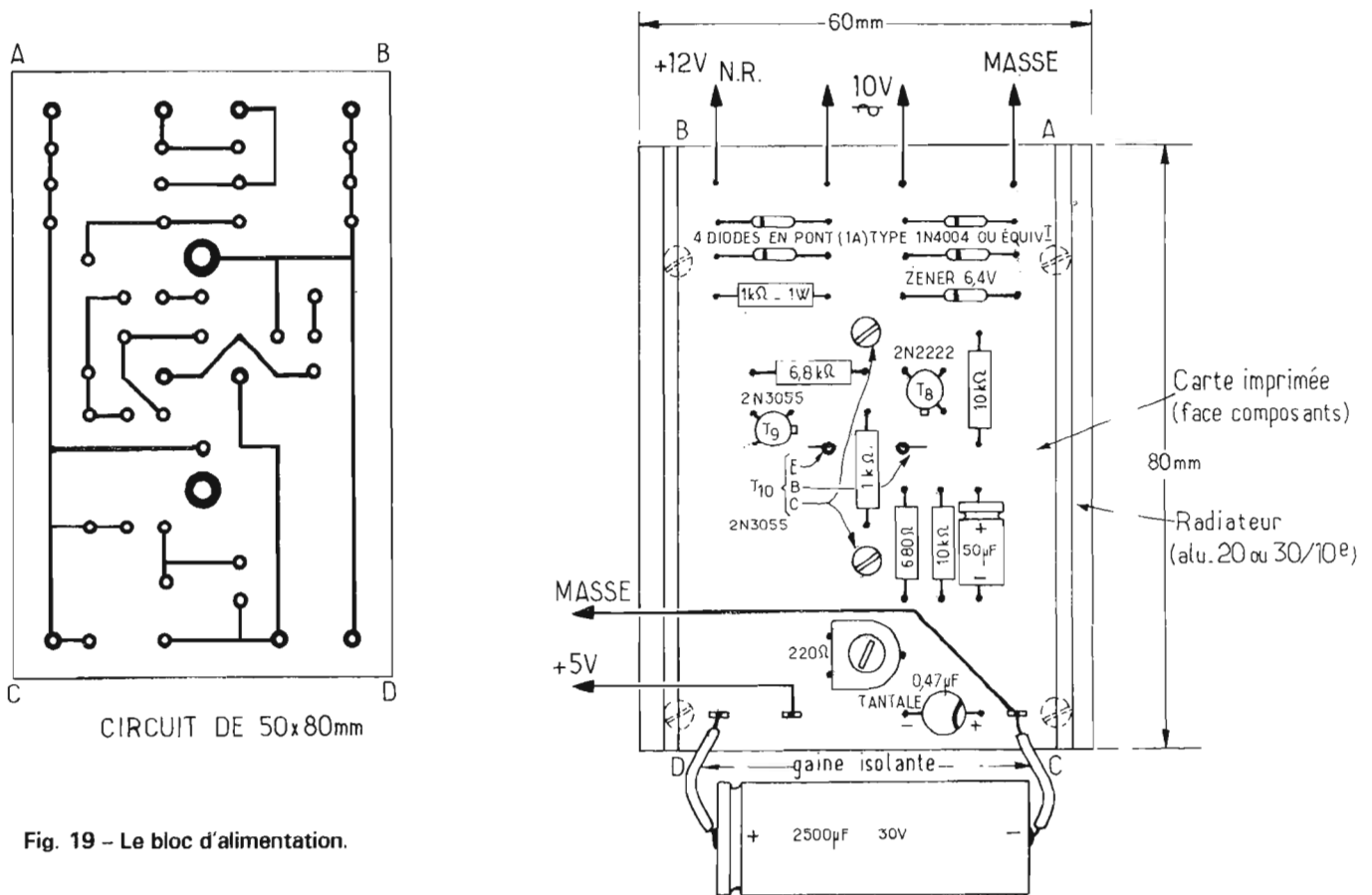


Fig. 19 - Le bloc d'alimentation.

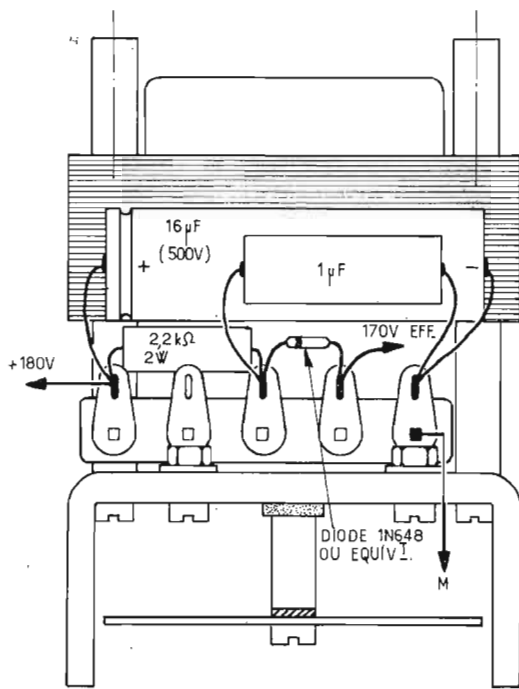


Fig. 19c

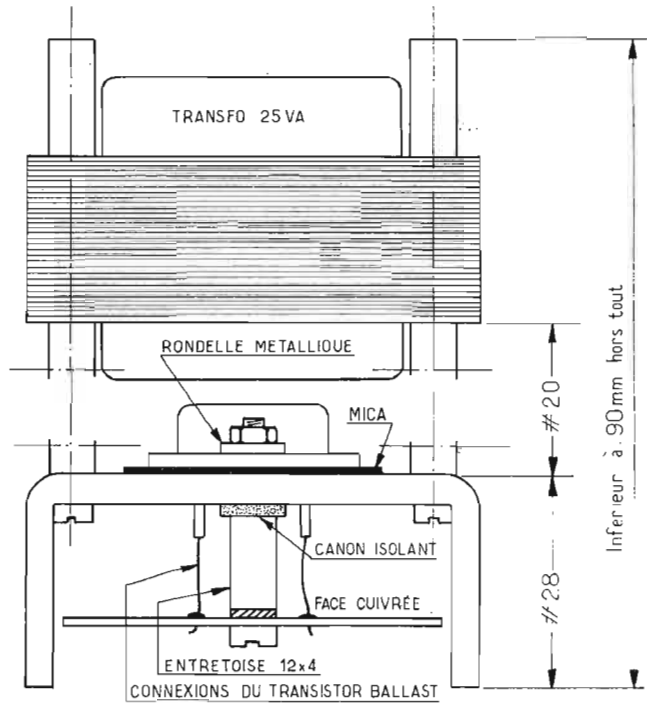
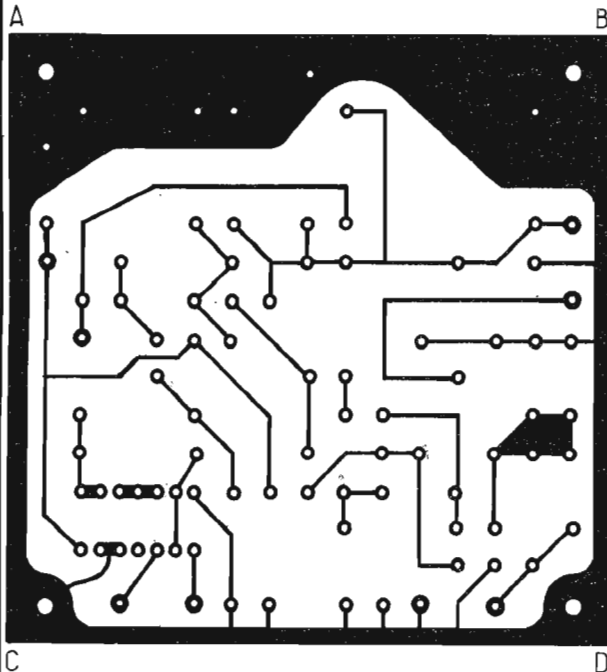
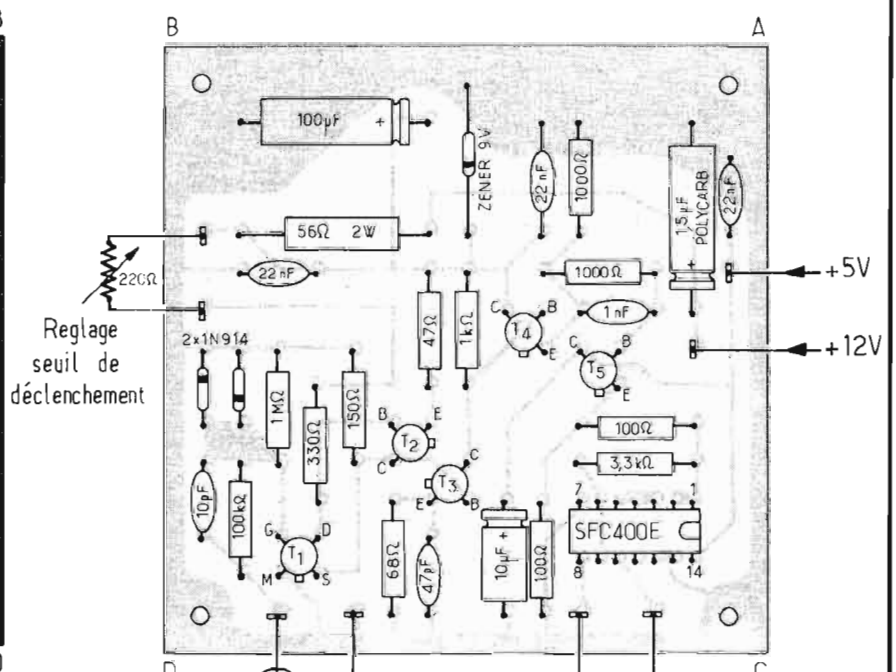


Fig. 19b



CIRCUIT DE 80x80mm



- T₁ = NF522 ou équiv.
- T₂ = 2N2894
- T₃ = 2N917 ou 2N918
- T₄ = 2N917 ou 2N918
- T₅ = 2N2222

Fig. 20 - Carte des circuits d'entrée.

Cette structure modulaire permet de réaliser l'essai individuel de chaque circuit, ce qui facilite grandement la mise au point et le dépannage éventuel.

Les interconnexions correspondantes sont présentées sur le diagramme de la figure 18 qui se passe de commentaires.

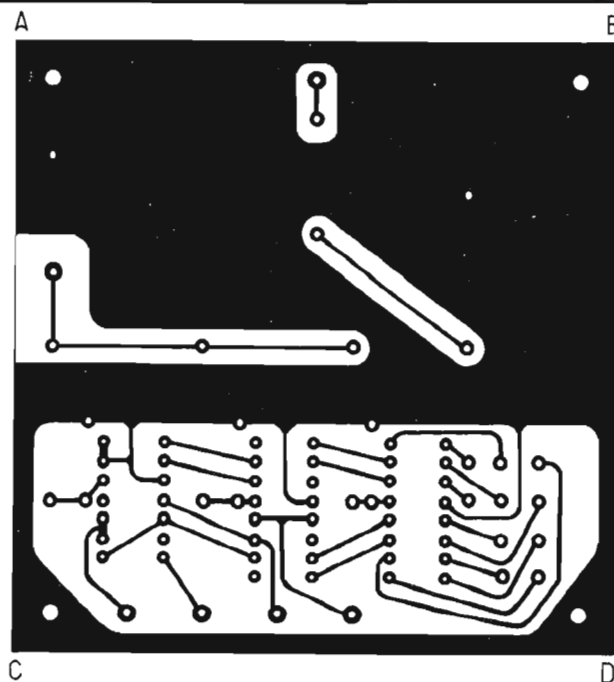
RÉALISATION DU BLOC D'ALIMENTATION

Le transformateur est un petit modèle de 25 VA dont les caractéristiques ont été données antérieurement. On pourra le réaliser soi-même à partir d'une récupération.

Le circuit magnétique a 60 x 60 x 21 mm (tôles en E et I). Des dimensions peu différentes de celles-ci peuvent évidemment convenir, mais il est recommandé, pour des raisons d'encombrement de ne pas dépasser 60 mm de largeur.

Le mieux est sans doute de

trouver un transformateur dont on aura pu retirer le ou les secondaires qui seront rebobinés pour les besoins présents. Si l'on ne connaît pas le nombre de tours par volt on le déterminera par la méthode expérimentale suivante: on bobine 30 tours de fil isolé et l'on mesure après remontage



CIRCUIT DE 80x80mm

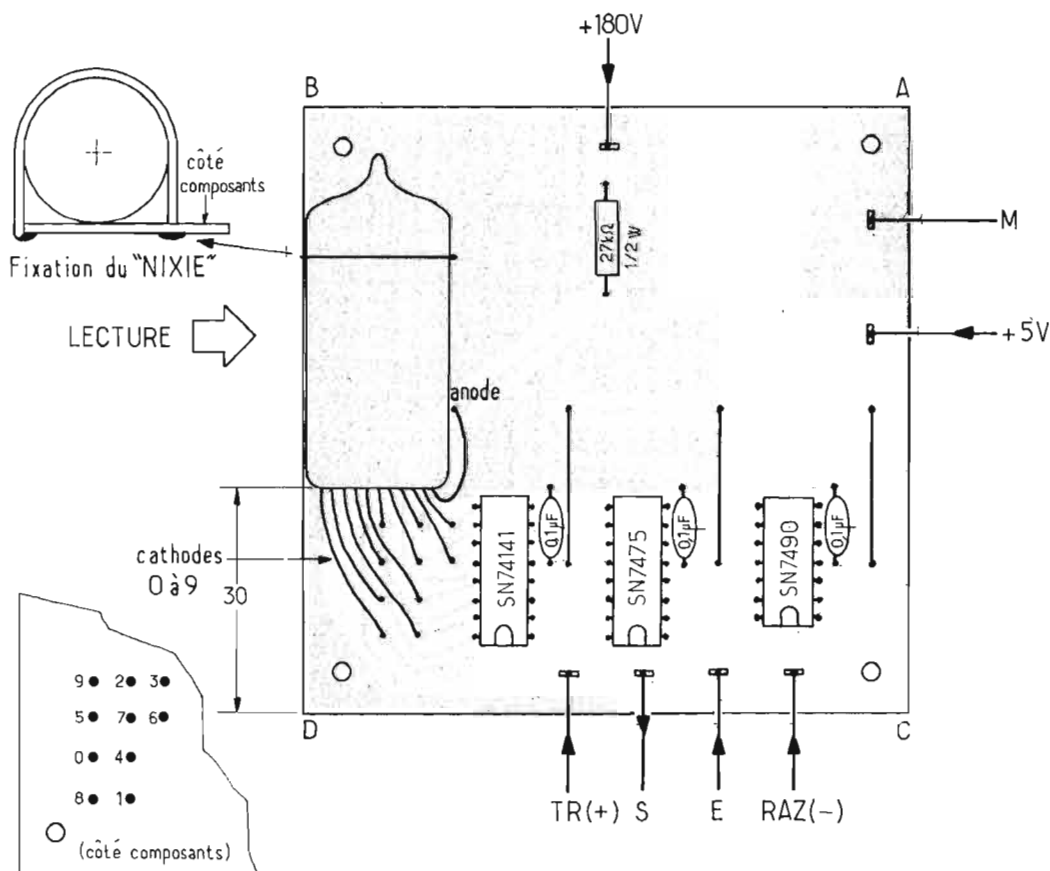


Fig. 21 - Carte décade affichante.

des tôles la tension à vide ainsi disponible au secondaire. Soit V_s cette tension. Le nombre cherché sera donc $N = 30/V_s$. Si, par exemple, $V_s = 3$ V, on aura $N = 10$ spires/V.

Le secondaire à haute tension (mettre un fort isolement entre primaire et secondaire)

comportera 175 N tours de fil 15/100^e.

La basse tension sera obtenue par 11 N tours de 60/100^e, au moins. (Pour l'option à diode 7 segments prévoir du fil 80/100^e ou 100/100^e et supprimer l'enroulement H.T.)

On vérifiera que les ten-

sions secondaires ainsi obtenues sont, à vide à $\pm 5\%$ de la valeur nominale.

La figure 19 donne toutes les indications pour l'assemblage du transformateur sur le radiateur du régulateur 5 V au moyen d'entretoises filetées. Cette disposition suppose, évi-

demment, qu'il existe 4 trous aux angles des tôles du transformateur. S'il en était autrement, ce qui serait moins pratique, il conviendrait d'étudier une autre méthode d'assemblage.

Le radiateur est constitué par une plaque d'aluminium de 2 ou 3 mm d'épaisseur pliée comme indiqué sur la figure.

Le circuit imprimé du régulateur 5 V n'est à réaliser que pour la version à 3 transistors. Dans le cas de l'utilisation d'un ou deux régulateurs intégrés, le montage est tellement simple qu'il est inutile de prévoir de carte et l'on disposera le ou les régulateurs directement sur le radiateur.

La carte régulateur est maintenue au moyen de 2 entretoises de 12 x 4 assurant également une liaison avec le collecteur du transistor ballast. La figure 19B montre ce détail.

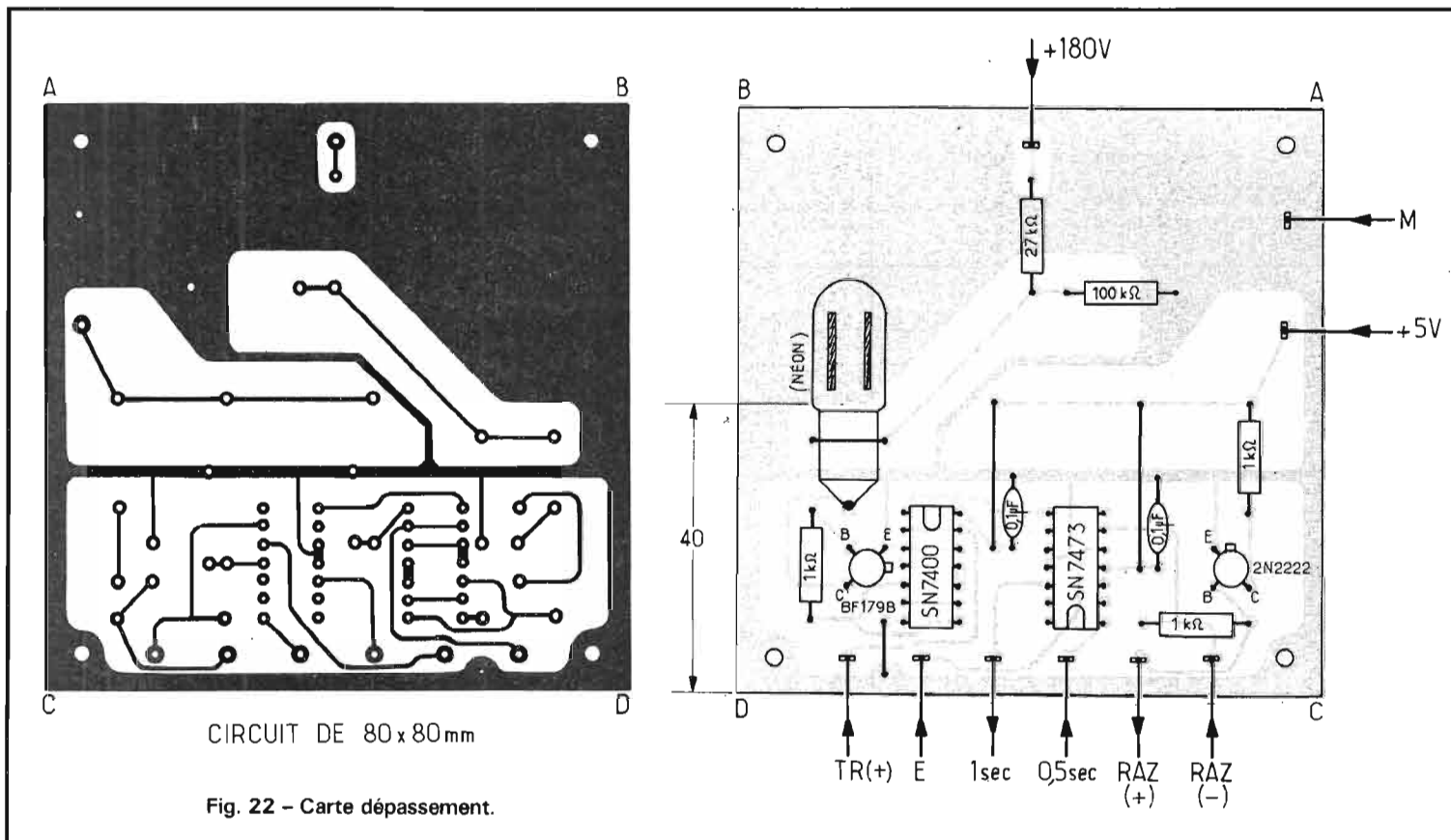
Le circuit de redressement haute tension, câblé sur un relais à 5 cosses, est représenté sur la figure 19C.

Enfin, une version d'alimentation à régulateur à 3 transistors mais en câblage conventionnel est présentée plus loin sur la vue d'ensemble de l'appareil câblé.

CARTE CIRCUITS D'ENTRÉE

Elle est présentée sur la figure 20. Les dimensions de la carte, de forme carrée, sont 80 x 80 mm. Ces dimensions correspondent à celles des décades affichantes et du dépassement qui seront assemblées en pile.

Cette carte dont le schéma avait été donné sur la figure 12, doit être réalisée exactement comme l'indique la figure 20 pour un fonctionnement stable à large bande. La relative clarté du dessin sur cuivre ne pose d'ailleurs aucun problème de réalisation.



CARTE DÉCADE AFFICHANTE

Le dessin de ce circuit, présenté sur la figure 21, est un peu plus compliqué que les précédents : ceci est dû à l'utilisation de 3 circuits intégrés (dont 2 à 16 broches). Les connexions sont assez fines et rapprochées de sorte que les courts-circuits sont à craindre. Une inspection visuelle du report sur cuivre, éventuellement complétée par un essai de continuité et d'isolement, est indispensable. Le grattoir sera un précieux auxiliaire, avant l'attaque sur cuivre, pour bien séparer deux points trop voisins.

Le tube indicateur est fixé directement à plat sur le circuit (schéma de la carte et brochage des indicateurs donnés sur la figure 13). Les fils des cathodes et de l'anode seront garnis de gaines isolantes. Il est impératif de bien orienter le tube et de le disposer à la hauteur indiquée au-dessus de la ligne DC de façon à ce que, lorsque les 5 décades seront

alignées, les chiffres affichés le soient aussi. Le tube est maintenu à la partie supérieure par une bride de fil soudée sur la carte.

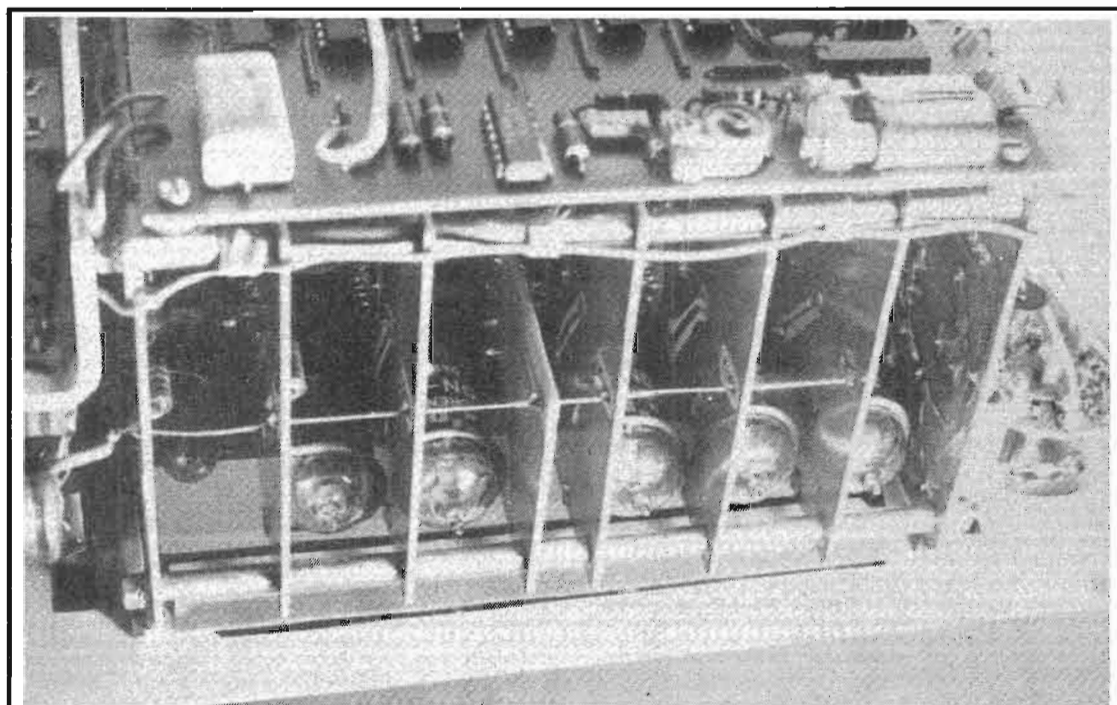
Cinq cartes identiques seront réalisées. Faire le perçage des cinq circuits simultanément.

CARTE INDICATEUR DE DÉPASSEMENT

Rien de particulier à signaler sur cette carte représentée figure 22 qui est un peu plus simple que celle d'une décade

affichante (schémas figure 13 et 14).

On réglera la position du tube néon de la façon indiquée pour que ses électrodes soient à la même hauteur que celle des autres chiffres sur les décades affichantes (simulation du chiffre 1).



Vue d'ensemble des cartes assemblées en pile.

CARTE BASE DE TEMPS

Cette carte, dont le câblage est représenté sur la figure 23 est, sans conteste, la plus délicate à dessiner, aussi, un soin tout particulier sera apporté à sa réalisation.

La difficulté réside plus particulièrement dans la finesse du tracé, notamment pour la cascade des 6 diviseurs par 10 : seul, un stylo spécial à pointe fine permettra de déposer la mince largeur de vernis sur la cuivre. Les plus courageux et les mieux outillés pourront réaliser un dessin à l'échelle 2 puis le réduire à

l'échelle 1 par projection sur une surface de cuivre photosensible.

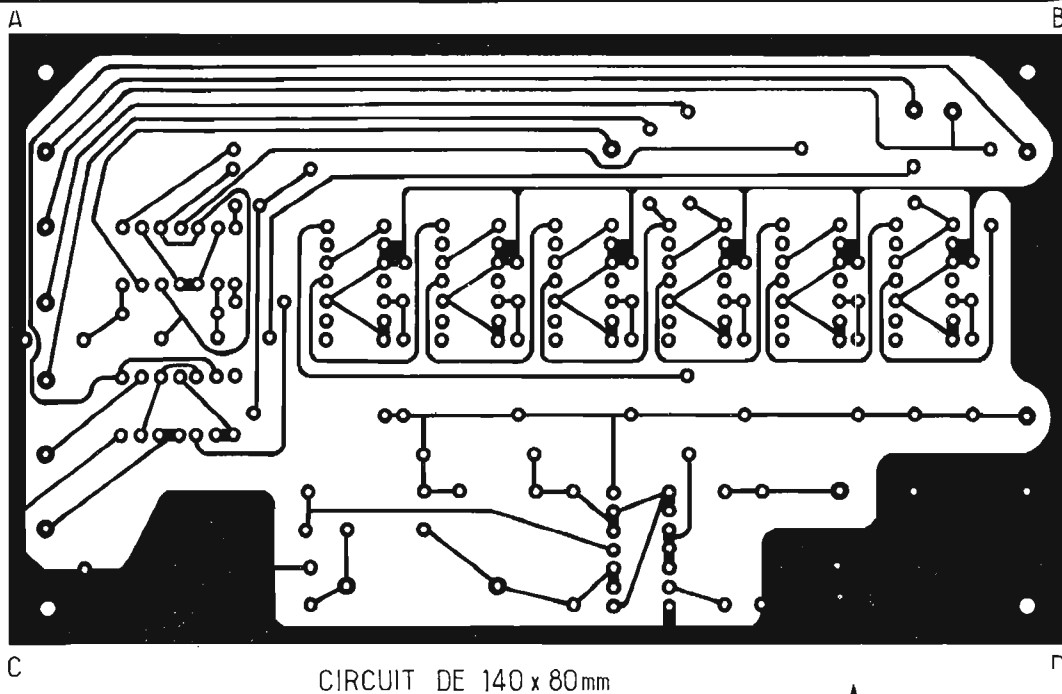
Le contrôle minutieux est évidemment indispensable.

La figure 24 représente la disposition des composants sur la carte. Le schéma correspondant a été donné sur la figure 15.

Le quartz 1 MHz est fixé au

moyen d'un cavalier de fil soudé sur la carte et sur le boîtier du cristal. Si les fils de sortie sont souples, ils seront coulés pour être introduits dans les trous correspondants du circuit. S'ils sont rigides, on leur soudera de petits raccords de fil.

Le condensateur ajustable (8-25 pF) est un modèle à céra-



CIRCUIT DE 140 x 80mm

Fig. 23 - Carte base de temps (face cuivre).

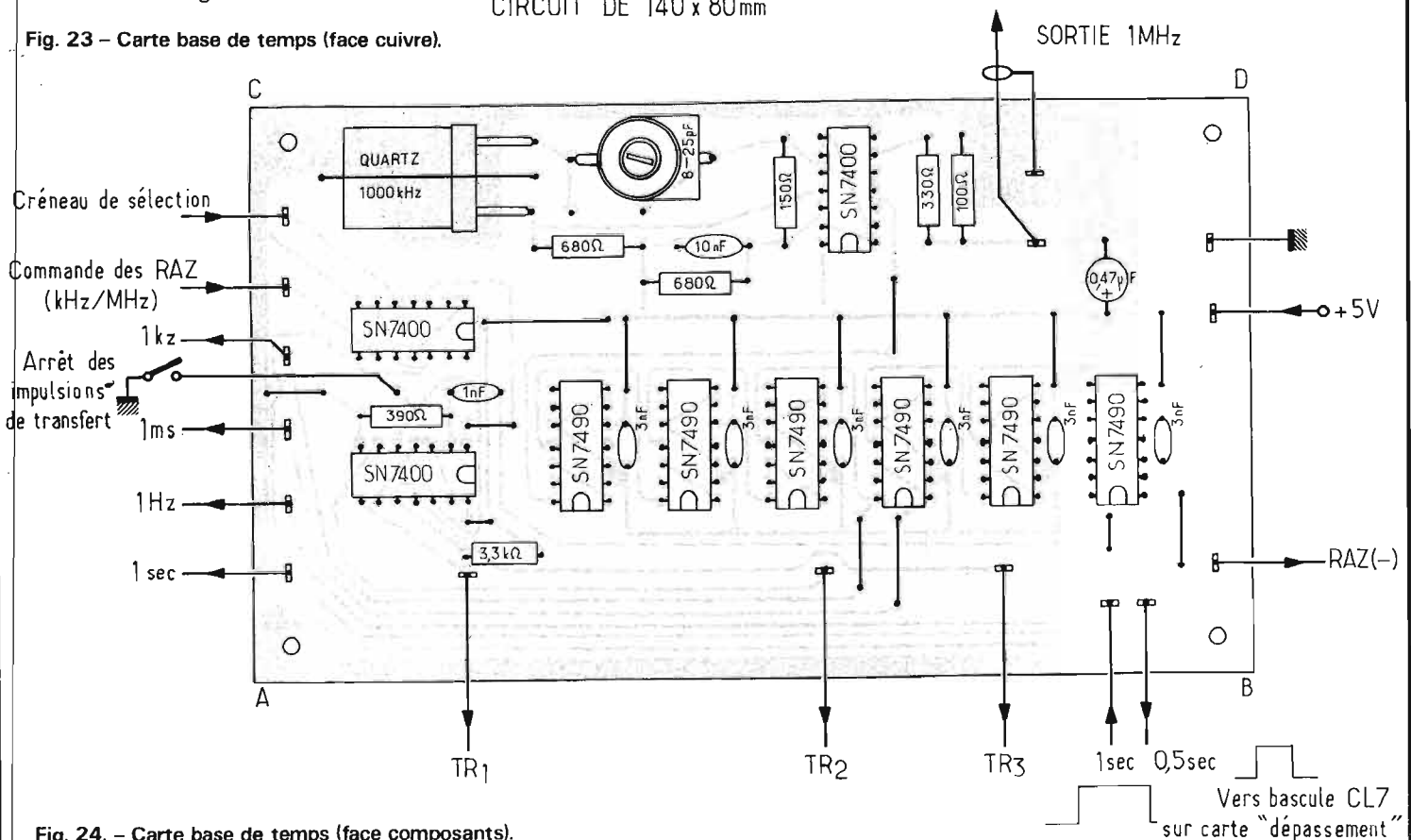


Fig. 24. - Carte base de temps (face composants).

mique. Il pourra être d'un type différent (à air, par exemple). Le condensateur de $0,47 \mu\text{F}$ est au tantale.

CARTE POINT DÉCIMAL

C'est une carte de dimensions réduites (figure 25) qui porte un néon midget, fixé par ses fils de sortie et un court cavalier, ainsi que sa résistance d'alimentation.

Le montage sur carte de ce dispositif est commode mais non indispensable. On peut simplement utiliser un relais de câblage.

ADAPTATION D'AFFICHEURS À DIODES LED À 7 SEGMENTS

La figure 26 représente le circuit correspondant à l'utilisation d'un afficheur de ce type.

Si l'on choisit cette version on pourra fixer un afficheur, son circuit décodeur SN 7447 et les résistances série correspondantes sur une mini-carte de $80 \times 20 \text{ mm}$.

Dans ce cas, la compatibilité avec une carte affichante normale est possible à la condition :

- de supprimer l'alimentation $+180 \text{ V}$ et la résistance de $27 \text{ k}\Omega$,
- de supprimer le tube néon et le circuit décodeur/driver SN 74141.

Les connexions de liaison ABCD sont alors branchées dans les trous correspondants du circuit SN 74141 retiré, comme l'indique la figure.

La mini-carte sera disposée perpendiculairement à la carte $80 \times 80 \text{ mm}$ à laquelle elle sera assujettie au moyen de deux points de colle araldite.

En utilisant des circuits afficheurs à diodes, il est inutile de prévoir de carte point décimal puisque ce circuit permet de le représenter en disposant une résistance appropriée sur la carte X100 (voir figure).

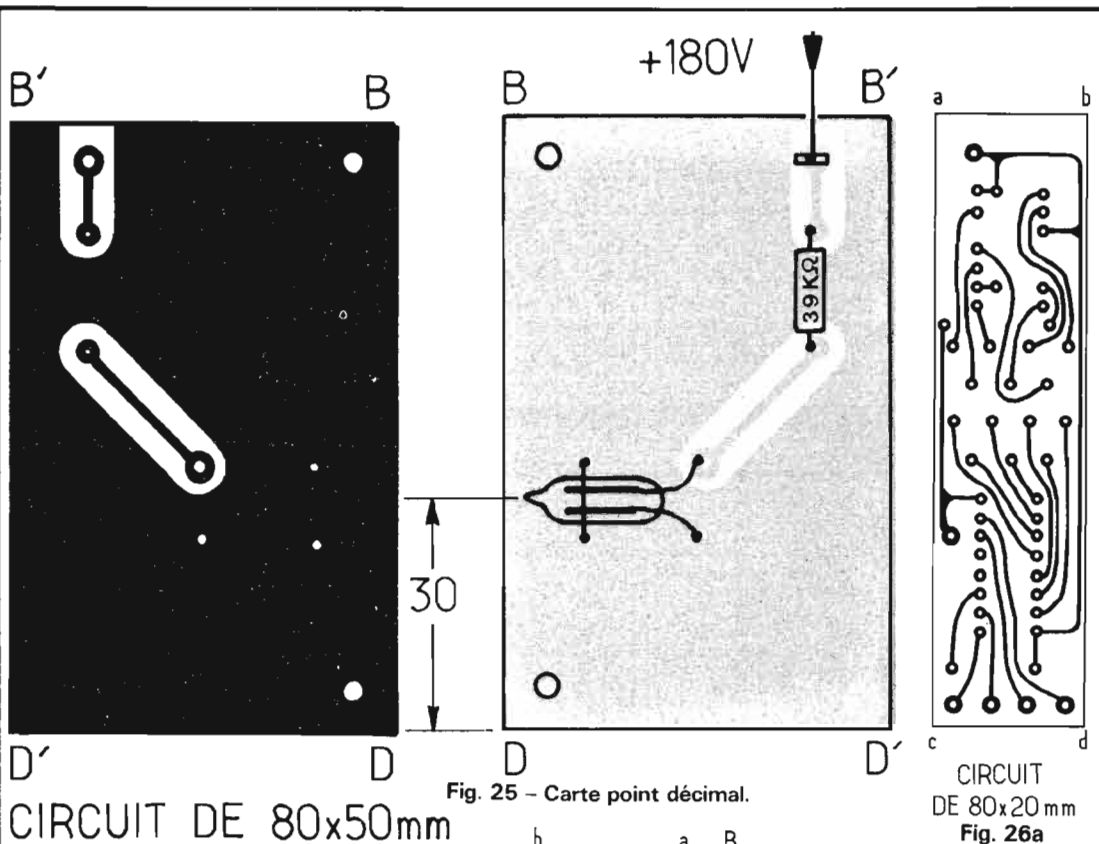


Fig. 25 - Carte point décimal.

CIRCUIT DE 80x50mm

CIRCUIT DE 80x20mm
Fig. 26a

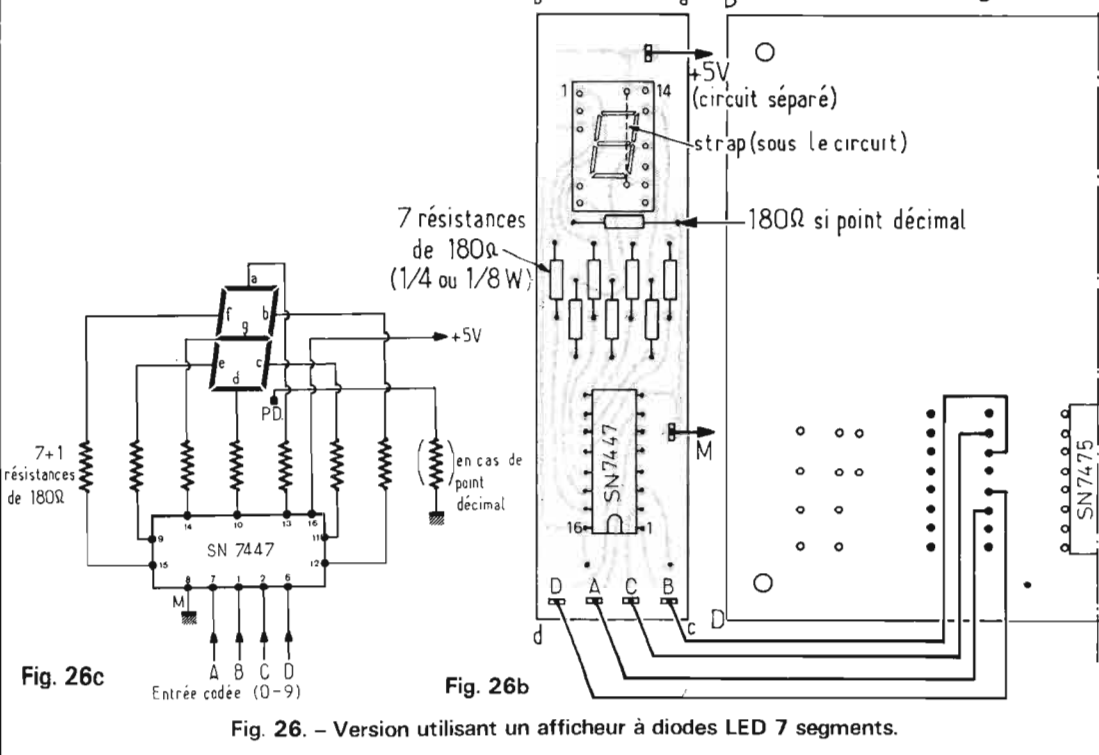


Fig. 26c

Fig. 26b

Fig. 26. - Version utilisant un afficheur à diodes LED 7 segments.

La carte dépasement sera, elle aussi, adaptée à la basse tension au moyen d'une simple diode LED de $\varnothing 4 \text{ mm}$ branchée à travers 150Ω entre la sortie 8 (+) de CL 13 et la masse. On aura évidemment retiré l'alimentation $+180 \text{ V}$, le transistor T_7 et la résistance de 1000Ω .

L'adaptation d'un affichage

à diodes LED peut sembler attrayante puisqu'elle supprime la source de $+HT$. Elle nécessite cependant la disposition d'une seconde source régulée 5 V ou l'adaptation de la régulation existante à un débit deux fois plus élevé, car l'intensité parcourant chaque segment allumé est de l'ordre de 20 mA .

Cette solution est un peu plus onéreuse que la solution à afficheurs néon qui présente des chiffres plus lisibles et assez lumineux.

La solution à cristaux liquides qui consomme peu d'énergie a été rejetée car la luminosité nous a paru insuffisante.

J.C.

(A SUIVRE)

LE TUNER – AMPLIFICATEUR

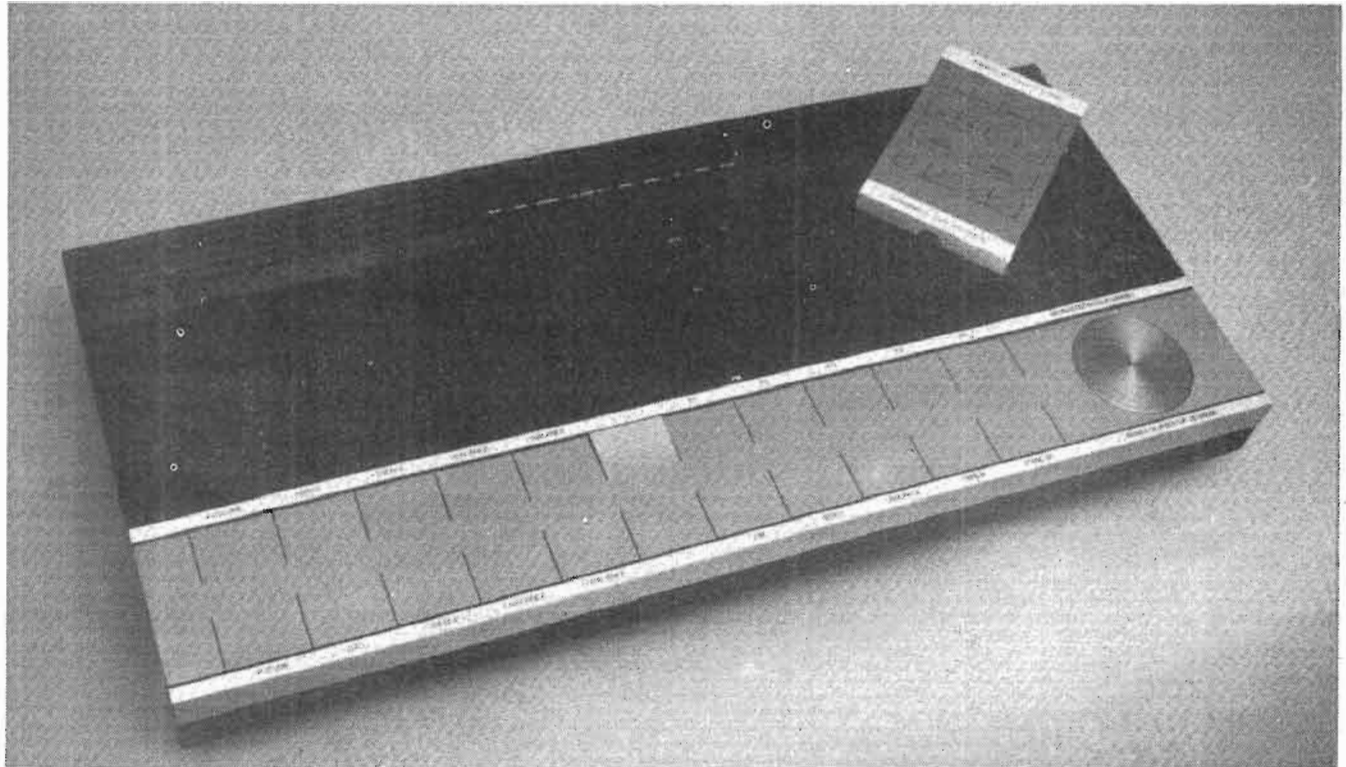


Photo 1. – L'ampli-tuner et son boîtier de télécommande.

BEOMASTER 6000

LA chaîne Béomaster 6000 est une chaîne qui sort de l'ordinaire pour un certain nombre de raisons. Sa table de lecture est bien sûr un modèle dérivé de la 4000 à bras tangentiel, son phonocapteur a été repensé pour la lecture des disques tétraphoniques gravés suivant le procédé CD4, la platine comporte un démodulateur CD4 incorporé. L'ampli-tuner est radicalement différent des autres ampli-tuners. Plus de boutons rotatifs, plus de curseurs linéaires, seulement des touches, intégrées dans un bandeau en acier poli qui décore la section avant de l'appareil. Ces touches sont à impulsion, il suffit de les enfoncer légèrement pour qu'elles assurent leur fonction. Pression rapide pour la sélection des entrées, la mise en service du tourne-

disque, ou encore le choix de l'une des stations pré-réglées. Pression prolongée pour la manœuvre électrique des potentiomètres. La position de ces potentiomètres est repérée par un point lumineux qui se déplace le long d'une échelle

graduée. Touches électroniques, cela suggère aussitôt télécommande. Cette télécommande peut être parfois considérée comme un gadget inutile.

Vous êtes dans votre fauteuil placé à la meilleure place

d'écoute, et vous voulez changer de réglage parce que les violons sont un peu trop enfoncés dans l'enceinte de gauche. Vous allez à votre ampli, vous tournez un peu le bouton de balance, vous revenez à votre place, non, ce n'est pas

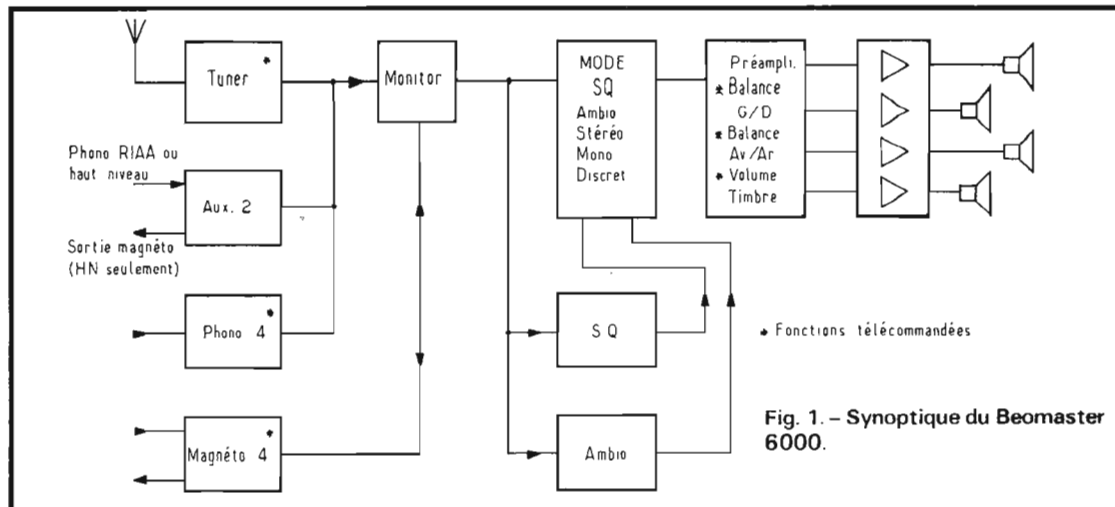


Fig. 1. – Synoptique du Beomaster 6000.

encore ça. La télécommande, quelle se fasse par fils ou encore par voie aérienne est utile. Le Beomaster 6000 s'associe avec un Beocommander pour assurer cette fonction. Ce Beocommander, c'est un boîtier plat disposant d'une série de touches, dont la conception est identique à celle des touches principales. Un minuscule transducteur à ultra-sons envoie ses ondes codées vers le Beomaster 6000 qui se charge du décodage et de l'exploitation des ordres. Tout ceci fait évidemment appel à un tas de semi-conducteurs de circuits intégrés et d'autres composants. Les formules adoptées par le constructeur sont originales, comme vous pourrez le constater.

CARACTÉRISTIQUES

Puissance de sortie à 1 000 Hz
Puissance efficace : 4 fois 40 W sur 4 ohms - 4 fois 30 W sur 8 ohms

Puissance musicale : 4 fois 75 W/4 ohms - 4 fois 40 W sur 8 ohms

Impédance de charge : 4 ohms
Distorsion harmonique à la puissance nominale : moins de 0,1 %

Distorsion par intermodulation : moins de 0,3 %.

Gamme de fréquence : 20 Hz à 30 000 Hz

Facteur d'amortissement : supérieur à 20

Entrée tourne-disque basse impédance : 2,5 mV/47 kΩ

Entrée haute impédance : 200 mV/470 kΩ

Rapport signal/bruit à 50 mW : mieux que 60 dB

Sortie magnétophone DIN : 15 mV/10 kΩ

Casque d'écoute : 13 V/200 ohms

Correcteur de timbre : basses : ± 17 dB à 40 Hz - Aiguës : ± 14 dB à 12 500 Hz

Filtre passe-bas : 6 000 Hz, 12 dB/octave

Filtre passe-haut : 80 Hz, 12 dB/octave

Partie Radio M.F.

Sensibilité à 26 dB, excursion en fréquence ± 40 kHz : 1,4 μV/75 ohms

Sensibilité IHF : 2 μV/75 ohms

Limitation : - 3 dB, excursion ± 40 kHz : 1 μV/75 ohms

Rapport signal/bruit DIN 45500 : mieux que 65 dB

Sélectivité IHF : mieux que 55 dB

Gamme de fréquence : 20 Hz à 15 000 Hz

Distorsion harmonique : mieux que 0,4 %

Séparation entre canaux : mieux que 35 dB

Suppression de la fréquence pilote 19 kHz : mieux que 45 dB

Suppression du 38 kHz : mieux que 45 dB

Alimentation 110, 130, 220, 240 V, consommation 10/350 W

Dimensions : 67 x 8 x 32 cm, poids : 16 kg.

ETUDE TECHNIQUE

Au cours de cette étude, nous verrons quelles sont les solutions originales et intéressantes adoptées par le constructeur, ces particularités se situent essentiellement au

niveau des fréquences basses, bien que le tuner MF ait, lui aussi reçu quelques innovations. Nous verrons également le fonctionnement de la télécommande par voie ultrasonore.

La figure 1 représente le synoptique du Beomaster 6000. L'utilisateur ne dispose pas ici des innombrables entrées que l'on peut trouver sur les appareils japonais, cet ampli-tuner est fait pour être inséré dans une chaîne, pas dans un studio de montage ou d'enregistrement. Le nombre des entrées est relativement restreint, il est possible de relier un tourne-disque téraphonique, à condition que le décodeur soit incorporé à la platine, ce qui est le cas de la Beogram 6000. Si vous ne possédez qu'une platine normale, elle se branchera sur l'entrée auxiliaire 2 dont la particularité est de disposer d'un commutateur de fonction assurant la fonction entrée à correction RIAA, ou entrée haut niveau. On peut également brancher un magnétophone en lecteur sur la prise Phono 4 ou en lecteur enregistreur sur les prises Magnéto 4 (il y a deux prises, une pour les voies avant ou voies stéréophoniques normales, et une autre pour les voies

arrières). Les signaux du tuner, du préamplificateur aux 2 et phono 4 vont vers un commutateur, la prise Magnéto 4 (Tape 4) permet le monitoring. Les signaux stéréophoniques peuvent alors être traités soit par un décodeur SQ, soit par un codeur ambiophonique pour être ensuite aiguillés par un commutateur mécanique. Enfin, nous trouvons les préamplificateurs correcteurs de timbre, les filtres et les amplificateurs de puissance. Nous avons également fait figurer sur ce synoptique les fonctions qui sont télécommandées par ultra-sons.

LA TÉLÉCOMMANDE

La télécommande du Beomaster 6000 assure 14 fonctions. 2 canaux commandent le volume, 2 autres la balance gauche/droite, 2 autres la balance avant/arrière, et les 8 derniers les fonctions suivantes : stations préréglées P₁, P₂, P₃, P₄ et P₅, phono 4, tape 4 et enfin stand by. Cette dernière, coupe l'ampli-tuner mais laisse le récepteur en position de veille.

Comme il n'est pas possible

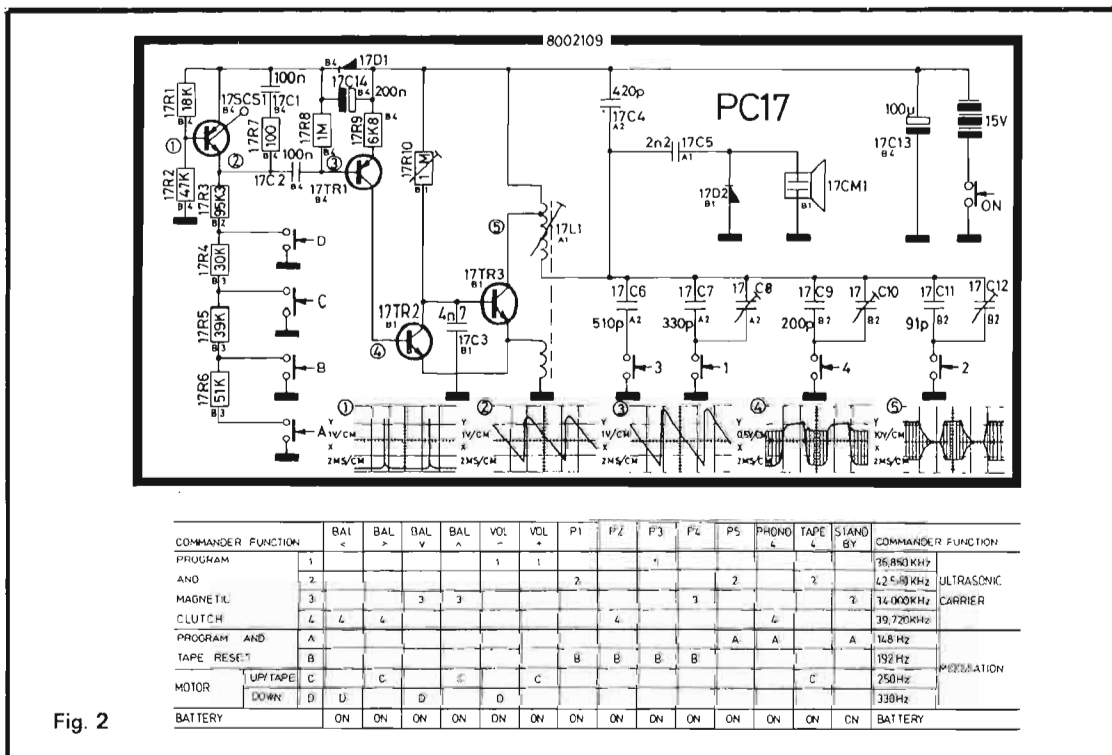


Fig. 2

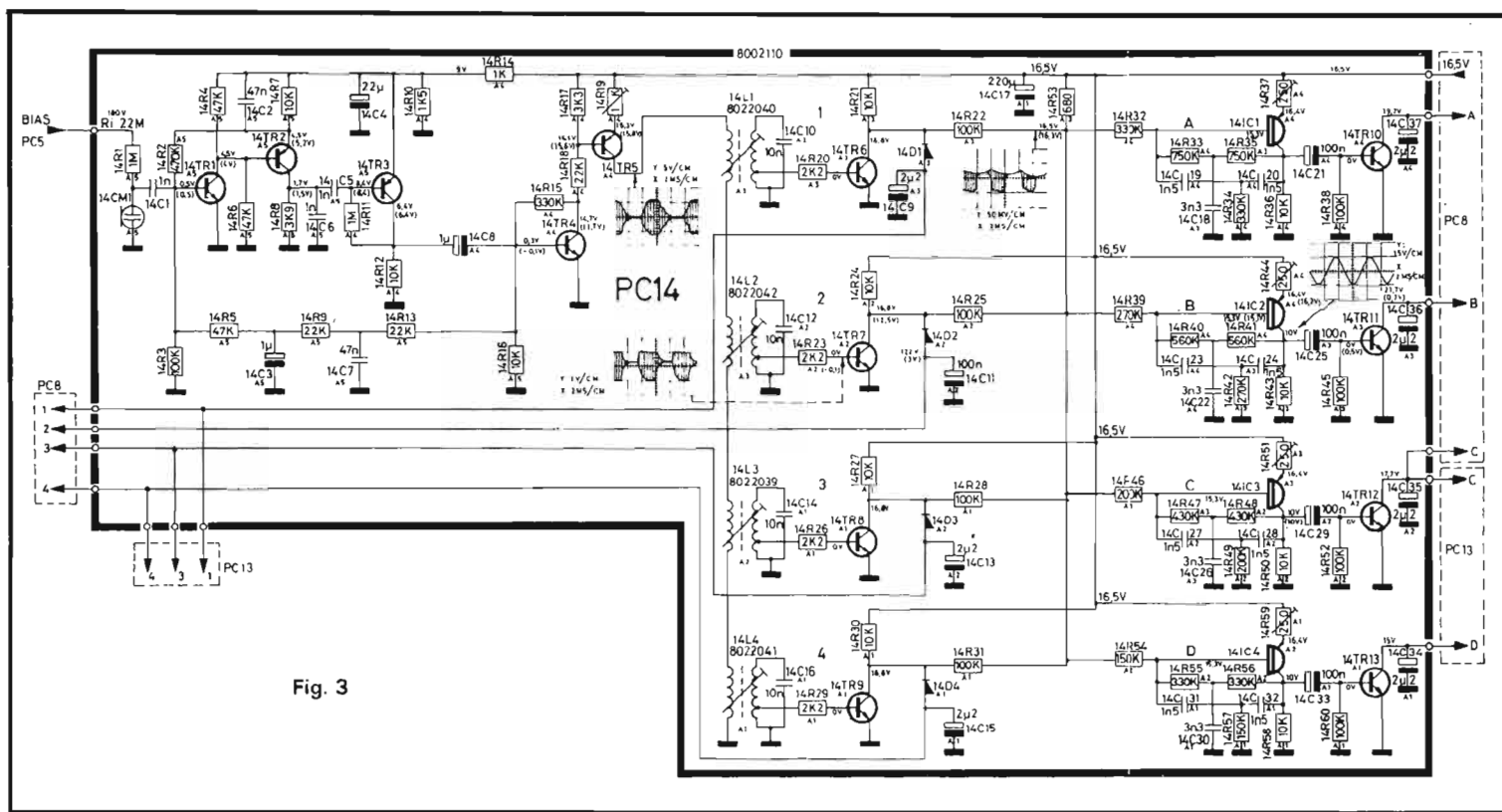


Fig. 3

de réaliser un système à 14 fréquences ultrasonores, on a ici fait appel à un matricage de quatre fréquences porteuses modulées par quatre fréquences basses. On dispose ainsi de 4x4 soit 16 combinaisons permettant un accès immédiat à chaque fonction, 14 sont utilisées.

Sur le récepteur, les commandes sont réalisées à partir d'un moteur électrique entraînant un arbre par l'intermédiaire d'une vis sans fin. Cet arbre porte une série d'embrayages électromagnétiques qui sont excités lors de l'émission des ordres, que ces ordres viennent par la voie aérienne ou par la pression sur les contacts. Selon l'ordre à exécuter, on fait tourner le moteur dans un sens ou dans l'autre tandis que l'on choisit l'embrayage correspondant au potentiomètre. Les commandes de timbre par exemple sont commandées depuis le tableau de bord du Beomaster 6000 alors que ces fonctions ne sont pas disponibles sur le boîtier de télécommande. Pour des problèmes d'unité, le constructeur a été appelé à unifier son système de commande.

L'ÉMETTEUR (figure 2)

Il utilise trois transistors et un thyristor type SCS (Silicon Controlled Switch). Cet élément, 17 SCS1 est monté en oscillateur à relaxation, en modifiant la constante de temps de charge du condensateur 17 C1 on change la fréquence de modulation. Le signal de relaxation est repris par les transistors 17 TR1 et 17 TR2. Ce dernier transistor est monté en interrupteur entre la base et l'émetteur de 17 TR3. Ce transistor est monté en oscillateur. La fréquence de cet oscillateur est déterminée par la valeur des condensateurs que l'on met en parallèle sur le bobinage par la série d'interrupteurs 1 à 4. Les oscillations sont entretenues par l'enroulement d'émetteur de 17 TR3. L'enroulement de collecteur est élévateur, il permet de fournir une haute tension au transducteur qui est de type électrostatique. La diode 17 D2 se charge du redressement. Nous avons ici les 8 interrupteurs : A à D et 1 à 4 qui permettent d'obtenir les 14 codes utilisés. Ce sont les

touches, elles ont chacune trois contacts, qui effectuent le codage et la mise sous tension du Commander.

LE RÉCEPTEUR

Le schéma de la partie réceptrice est représenté figure 3. Le micro, électrostatique est polarisé par une tension de 180 V venant d'un multiplicateur de tension alimenté par le secondaire du transformateur d'alimentation. Comme l'émetteur travaille en modulation d'amplitude, il a fallu installer une commande automatique de gain sur le récepteur. Les trois premiers transistors : 14 TR1 à 3 sont montés en amplificateurs, les éléments de liaison sont calculés pour la fréquence de travail située vers 40 kHz. La détection de la porteuse se fait par le transistor 14 TR4. La tension continue prise sur la base de 14 TR4 est envoyée à l'entrée du préamplificateur où elle commande l'amplification du premier étage. Cette tension est filtrée par les condensateurs C3 et C7.

Sur le collecteur de 14 TR4, on retrouve une tension amplifiée mais dissymétrique, la polarisation de ce transistor étant telle que le courant de collecteur est très faible. Le transistor 14 TR5 reçoit le signal ultrasonore et le transmet à une série de filtres montés en série dans son collecteur. Les transistors 14 TR6 à 9 détectent le signal et l'amplifient, le seuil de leur jonction base/émetteur sert à limiter l'influence des bruits de fond et des parasites. Les diodes 14 D1 à D4 détectent les crêtes et délivrent après filtrage une tension utilisable par l'électronique. On obtient ainsi les quatre informations correspondant aux quatre fréquences porteuses. La double détection, d'abord par les transistors puis par diode permet de disposer sur les collecteurs des transistors 14 TR 6 à 9 des tensions modulées. Ces tensions sont mélangées par les résistances 14 R 22, 25, 28, 31 puis appliquées à l'entrée de quatre filtres actif passe-bande type RC accordés cette fois sur les fréquences de modulation. Nouvelle détection par 14 TR 10 à 13 puis sortie de quatre tensions continues cor-

respondant aux signaux de modulation.

Nous n'entrerons pas dans le détail des commandes, elles se font à partir d'un clavier électronique, avec mémoire et interverrouillage. Les commandes du moteur et des embrayages se font à partir d'amplificateur à transistors et de portes. Le moteur d'entraînement est alimenté par un montage en pont, à quatre transistors dont deux Darling-

LES COMMUTATIONS STATIQUES

La formule la plus simple pour réaliser les fonctions de commutation eût peut-être été l'emploi de relais, seulement, ces relais devaient être précédés d'une logique de commande et ils ne devaient sans doute pas offrir, aux yeux du constructeur une fiabilité suffisante. De plus, comme il y a beaucoup de commutations à assurer, il aurait fallu prendre des relais multicontacts. Le constructeur leur a préféré une solution plus électronique et plus fiable, cette solution est aussi relativement économique.

Nous avons représenté sur la figure 4 une partie des commutations, il s'agit en fait des commutations correspondant à une voie, comme il y en a quatre, ce synoptique est reproduit, à quelques détails près quatre fois.

Les diodes 6 D₁, D₁₅, D₉, D₁₀ sont des diodes de commutation; type IN 4148. Lorsqu'une diode est bloquée, elle se présente comme une résistance infinie et de ce fait ne laisse pas passer le signal BF. Pour commander les entrées, on applique une tension positive sur les anodes des diodes par l'intermédiaire des résistances de 47 000 Ω, 6 R₁, R₁₅, R₃₄, R₃₅. Les diodes peuvent laisser passer un courant au travers des résistances 6 R₅₁ et R₅₂ les diodes se comportent alors comme des résis-

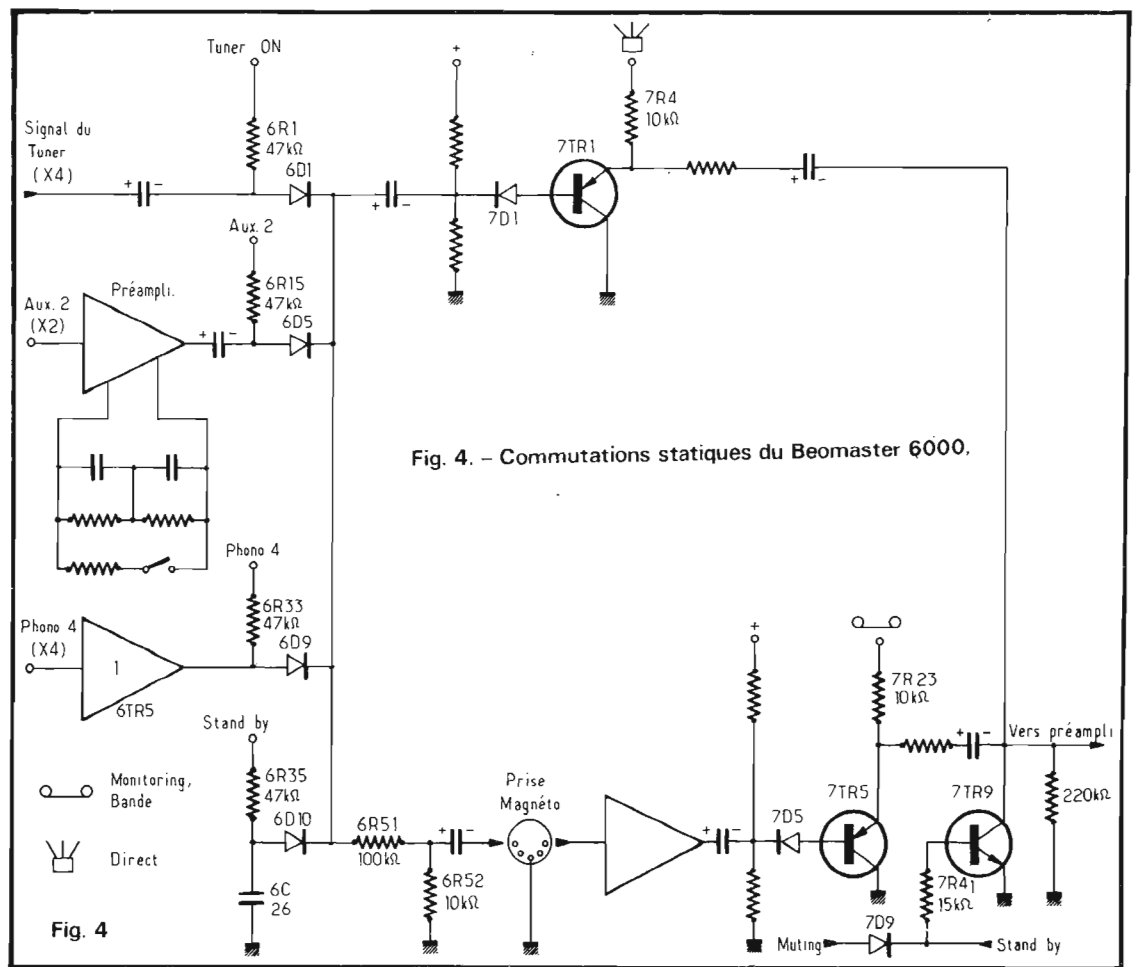


Fig. 4. - Commutations statiques du Beomaster 6000.

tances de faible valeur. Une fonction particulière: le «stand by». Lorsque cette fonction est en service, l'anode de 6 D₁₀ est portée à un potentiel continu positif, cette anode, est alors au potentiel de la masse par l'intermédiaire du condensateur 6 C26.

Deux tensions de sortie sont alors disponibles, l'une sur les cathodes des quatre diodes de commutation, l'autre au point commun des résistances du pont diviseur 6 R₅₁, 52. Ce pont est destiné à délivrer une tension à bas niveau et sous une impédance de sortie élevée pour un magnétophone aux normes DIN.

LA FONCTION MONITORING

La fonction monitoring permet l'écoute du programme au travers d'un magnéto-

phone. On fait appel pour cela à un commutateur composé des transistors 7 TR1 et 7 TR5. Ces deux transistors sont commandés par des signaux en opposition de phase. Ces deux commutateurs à transistors sont des montages à collecteur commun dont on commute la tension d'alimentation, côté émetteur. Lorsque la tension de commande est nulle, les jonctions de la diode et de la diode base-émetteur du transistor sont polarisées en inverse, elles sont isolantes. Dans le cas contraire, la diode série est polarisée en direct et chaque transistor est polarisé par le pont de résistances de base. Grâce aux signaux de commande en opposition de phase, on dispose sur le collecteur de 7 TR9 soit du signal direct, soit du signal venant du magnétophone.

Le transistor 7 TR9 est un autre genre d'interrupteur, il court-circuite, soit sous l'influence de la commande de muting, soit sous celle du

«stand by» le signal de sortie de 7 TR1 et 7 TR5. La diode 7 D9 sert de diode d'isolement entre les sorties «stand by» et «Muting».

LE CODEUR AMBIOPHONIQUE

Le codeur ambiophonique délivre à la demande deux signaux aux amplificateurs arrières lorsque les informations tétraphoniques SO sont absentes. Le codeur ambio est composé de trois transistors (fig 5) il reçoit les signaux gauche et droite sur les bases des deux transistors de l'amplificateur différentiel. Ces transistors sont alimentés à courant constant par le transistor 7TR17. Une augmentation de la tension de base du transistor 7 TR13 se retrouve sur le collecteur de 7 TR14 avec le même signe. Sur le collecteur de 7 TR14 on retrouve le signal «gauche-droite», sur

le collecteur de 7TR13 le signal de phase opposée « Droite-Gauche » des condensateurs de 2,2 nF limitent les fréquences aiguës dans les voies arrière. La fréquence de coupure de ces circuits est d'environ 3 kHz.

LE DÉCODEUR SQ

Le décodeur SQ est monté sur un circuit enfichable, ce qui permet toute autre adaptation en fonction des éventuels futurs systèmes tétraphoniques matriciels. Pour le moment, le Beomaster 6000 est équipé d'un décodeur à circuit intégré MC 1312 de Motorola. Ce circuit intégré comporte tous les éléments actifs et une partie des résistances qui permettent de réaliser la fonction. Il existe chez Motorola d'autres circuits complémentaires permettant, moyennant une certaine complication d'améliorer les performances du montage. Une étiquette placée sous le châssis indique le type de décodeur installé, ici, nous avons eu droit au modèle « basic », modèle qui fera peut-être ultérieurement place à un autre.

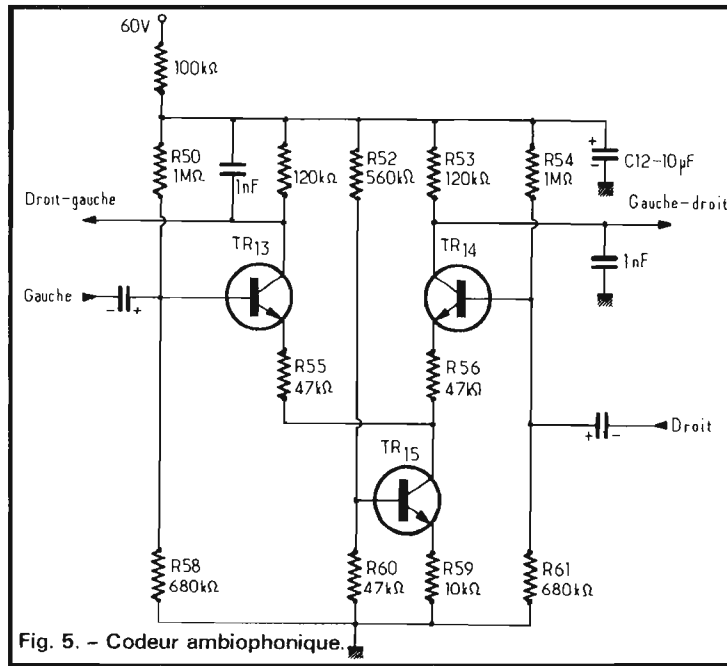


Fig. 5. - Codeur ambiophonique.

Les développements de la tétraphonie étant ceux que nous connaissons, c'est-à-dire très limités, nous ne voyons pas pour l'instant l'utilité d'un autre décodeur, peut-être y aura-t-il un jour une norme ? qui sait !

SECTION AMPLIFICATRICE

A la sortie du commutateur mécanique, le signal audio passe au travers d'un préam-

plificateur ayant un gain de 6 environ, avant d'attaquer les potentiomètres de volume et de balance. Ces derniers sont au nombre de deux : Un pour la balance avant/arrière, l'autre pour la balance gauche/droite. La correction physiologique est commutable mécaniquement. Le correcteur de timbre est classique : un transistor de part et d'autre du correcteur, utilisation d'une contre-réaction.

Les amplificateurs de puissance méritent une attention

plus soutenue (fig. 7). Leur transistor d'entrée est monté en amplificateur à gain unité pour constituer un filtre actif passe-haut et passe-bas, ce type de filtrage assure avec un nombre de composants limité et une bonne précision une coupure avec une pente de 12 dB par octave. Les deux voies avant ne disposent que de filtre passe-haut, anti-rumble, les voies arrière de deux filtres, passe-haut et passe-bas.

Le filtre passe-haut, structure Sallen et Key est constitué des condensateurs C31 et C32 tandis que les résistances sont R86 et R87, R89, R85, ces trois résistances pouvant être considérées comme en parallèle vis-à-vis des tensions alternatives. Une résistance de 330 kΩ en parallèle sur le commutateur permet de supprimer les bruits de commutation qui pourraient être provoqués par le court-circuit brutal des deux condensateurs.

Le filtre passe-bas est constitué par les résistances R83 et 84 qui peuvent être mises en court-circuit, et par les condensateurs C33 et C36. Le transistor d'entrée reçoit sur sa base le signal d'entrée, la contre-réaction, depuis la sortie de l'ampli, est assurée par

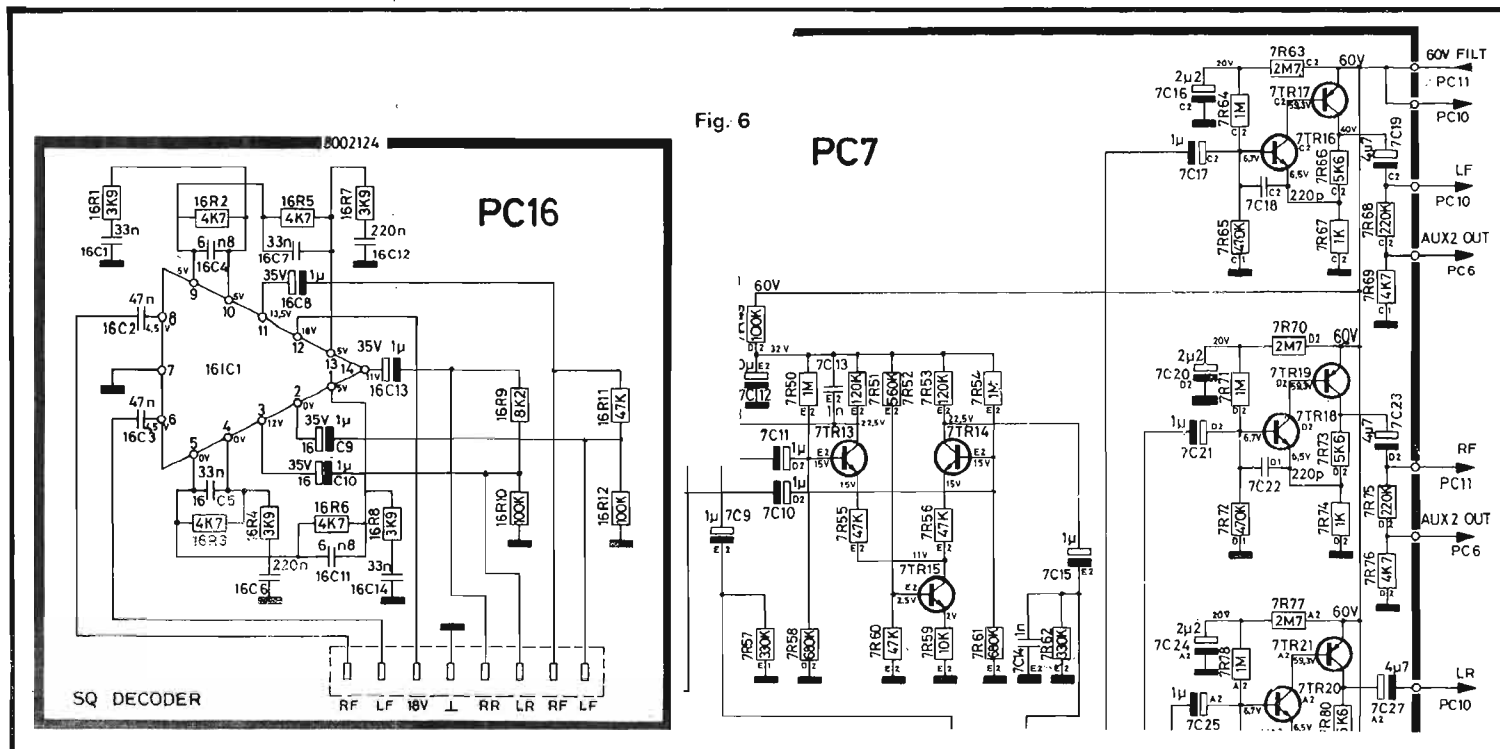


Fig. 6

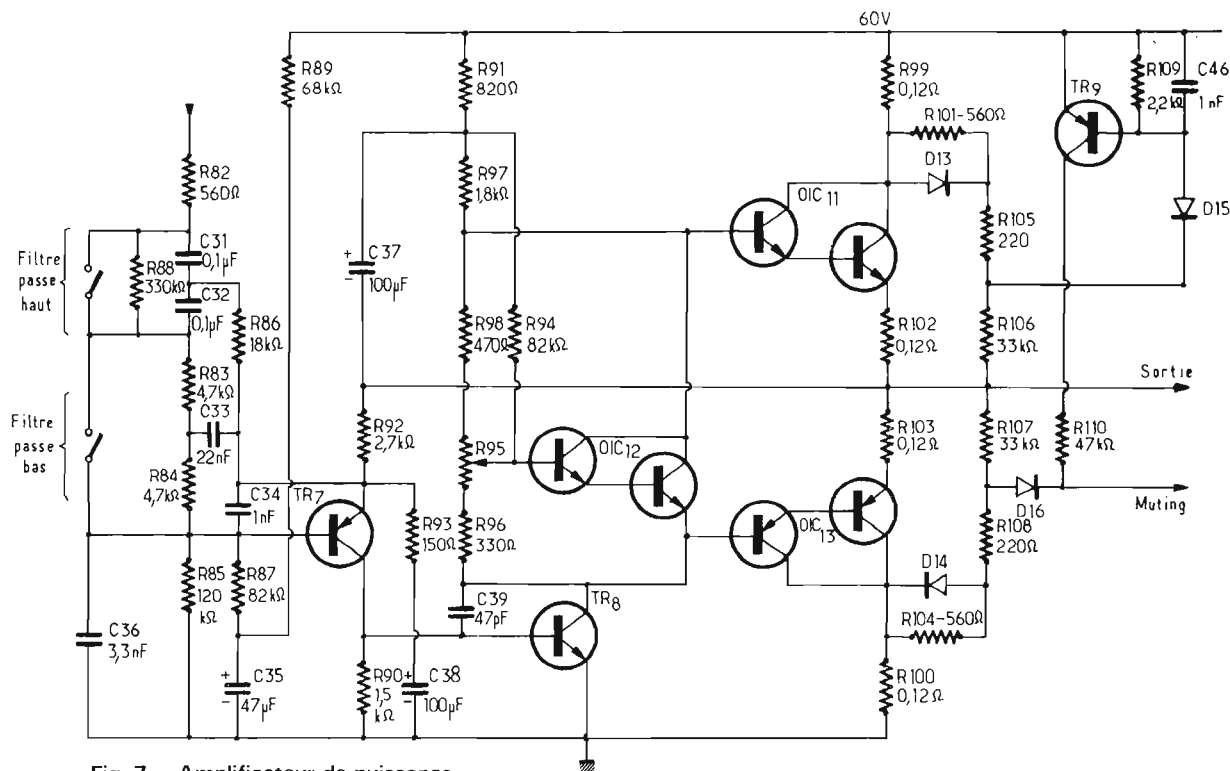


Fig. 7. - Amplificateur de puissance.

la résistance R92. Cette contre-réaction est totale pour le continu, elle est limitée par la résistance R93 pour l'alternatif. La base de TR8 est attaquée par le courant de collecteur de TR8. Ce transistor attaque les deux Darlington de sortie, on reconnaîtra le montage bootstrap du condensateur C37. Montage qui permet d'augmenter artificiellement la tension d'alimentation de l'étage d'attaque du push-pull série. La stabilisation thermique se fait par un Darlington dont le circuit de polarisation permet de faire varier le courant de repos des éléments de sortie.

Les Darlington de puissance de sortie sont montés tous deux en collecteur commun. Ils sont complémentaires des résistances d'émetteurs assurent une contre-réaction qui permet de faire varier la polarisation automatiquement au cas où le courant de repos d'émetteur viendrait à augmenter. Deux autres résistances sont insérées dans les collecteurs de ces Darlington. Ces résistances servent à mesurer l'intensité du courant de sortie, et à assurer la sécurité du fonctionnement. En

cas d'excès de courant, la tension aux bornes de R99 ou R100 devient élevée, les diodes D16 ou D15 conduisent, le transistor TR9 conduit, ces deux éléments mettent alors en service le circuit de muting qui supprime le signal d'entrée. Cette protection est valable pour les courants forts et les tensions faibles. Lorsque la tension du point commun aux deux Darlington s'élève (alternances positives) le Darlington du bas, OIC 13 a sa tension collecteur/émetteur qui croît, il faut donc réduire

la valeur du courant que ce transistor peut admettre, cette limitation est obtenue par le pont de résistances R33, R108, R104, ce pont retransmet, à l'anode de la diode la tension développée sur R100 à laquelle s'ajoute la tension au point commun à R107 et R108, pour les faibles tensions la diode D14 n'est pas conductrice, la résistance R104 joue son rôle, pour des tensions plus grandes, la diode D14 est court-circuitée, le pont retransmet une fraction moindre de la tension de sor-

tie, et retarde l'intervention du limiteur, cette intervention étant due à la présence de la tension de sortie. Les signaux venant de la diode D15, et aussi des diodes homologues des autres amplificateurs sont envoyés sur le transistor TR9 qui délivre un signal compatible avec le circuit de muting. La liaison avec les enceintes se fait par un condensateur de forte valeur : 5 000 μ F.

LE TUNER

Ce tuner couvre exclusivement la gamme de la modulation de fréquence. La recherche manuelle est sélectionnée par une intervention manuelle sur l'appareil et non par télécommande, ce sont les stations préréglées que l'on peut choisir à distance, là, on appréciera la sélection directe et non séquentielle de la station. Le bouton extra-plat de recherche de station est monté sur roulements à billes il sert également par sa masse importante de volant d'inertie.

L'accord est obtenu par une série de diodes à capacité variable, solution inévitable lorsque l'on est en présence

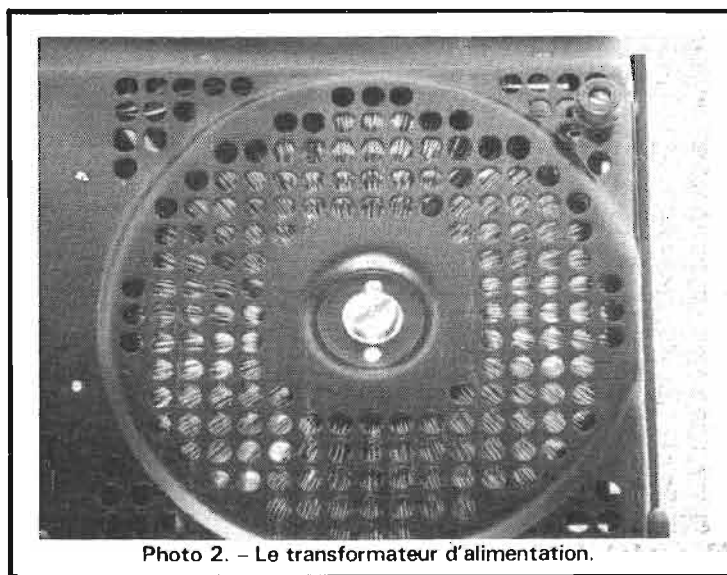


Photo 2. - Le transformateur d'alimentation.

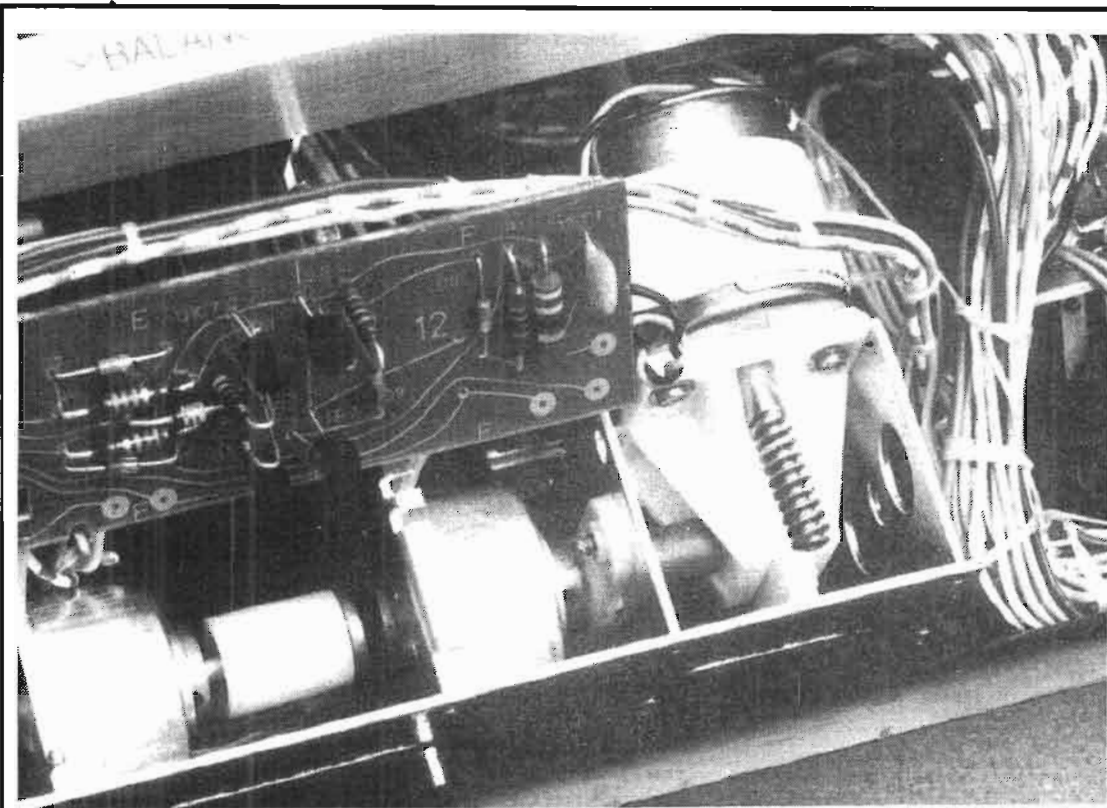


Photo 3. - Le moteur de télécommande à courant continu. Son arbre porte une vis sans fin qui embraye sur un pignon moulé. On voit également deux des embrayages électromagnétiques.

d'un appareil à stations pré-réglées.

La figure 8 donne le schéma synoptique de la tête VHF. Deux possibilités sont offertes pour l'impédance d'entrée de l'antenne : 60 à 75 ohms, par prise coaxiale ou 240/300 ohms par prise symétrique. L'adaptation d'impédance est réalisée par un primaire à prise intermédiaire. Le secondaire est accordé par l'une des diodes d'accord. Le signal attaque alors la porte d'un transistor à effet de champ. Deux de ces transistors sont montés en cascade, le second reçoit sur sa porte un signal continu commandant son gain. Ce signal est délivré par un détecteur situé dans l'amplificateur à fréquence intermédiaire. Le drain attaque le primaire d'un filtre à circuits couplés accordé par diode. Une prise au secondaire attaque le mélangeur. Ce mélangeur reçoit sur sa source un signal issu de l'oscillateur local. Cet oscillateur possède deux diodes d'accord, une pour l'accord proprement dit, l'autre pour la commande automatique de fréquence.

Les tensions d'accord sont commutées par transistors dont les bases sont attaquées par le clavier électronique et le récepteur ultra-sonore. Un de ces potentiomètres est entraîné par le volant de recherche des stations, les autres sont installés discrètement sur la partie inférieure de la face avant. Des diodes de séparation évitent les interac-

tions des six potentiomètres d'accord. Un potentiomètre auxiliaire ajuste l'étendue de la gamme, et permet de régler la fréquence minimale d'accord.

La figure 9 donne le synoptique de la platine à fréquence intermédiaire, la figure 10 le détail de la section MF. Elle est équipée de filtres céramiques, de transistors et aussi de

circuits intégrés. Le signal entre sur la base d'un BC 103 monté en amplificateur aperiodique (charge de collecteur 330 ohms, c'est-à-dire l'impédance d'entrée du filtre céramique). Ces filtres ayant une impédance d'entrée égale à celle de sortie peuvent sans inconvénient autre que la perte d'insertion être mis en série les uns avec les autres, à condition qu'ils soient appariés.

Le transistor TR2 est monté en collecteur commun, ses deux résistances de polarisation sont de 1 000 ohms et de 470 ohms si bien que tous calculs effectués, on doit trouver une charge de 330 ohms pour le filtre céramique. Le transistor 2TR3 est monté en émetteur commun c'est lui qui se charge d'amplifier le signal. A ce niveau, une diode détecte les tensions qui, lorsqu'elles sont trop importantes pourraient saturer l'entrée (bien que les transistors à effet de champ soient particulièrement tolérants à cet égard), la tension continue obtenue est ensuite envoyée sur la tête VHF pour commander le gain de l'étage d'entrée. La sortie du transistor 2TR3 attaque un premier circuit intégré amplificateur. De nouveau, nous trouvons un amplificateur aperiodique avec une charge de 330 ohms qui à son tour

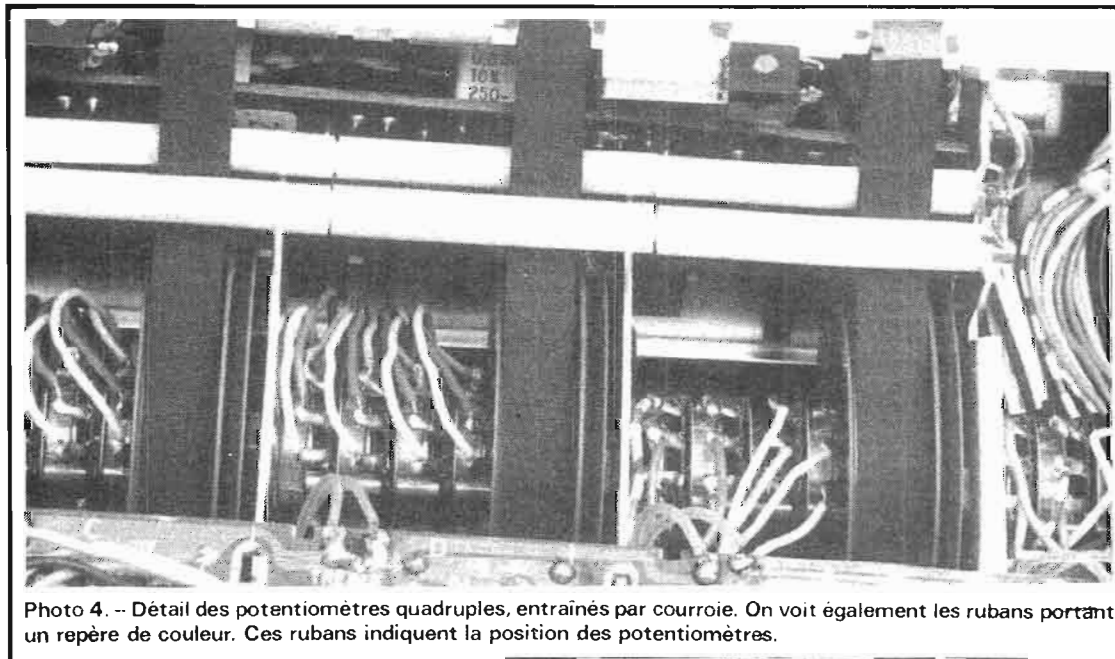


Photo 4. - Détail des potentiomètres quadruples, entraînés par courroie. On voit également les rubans portant un repère de couleur. Ces rubans indiquent la position des potentiomètres.

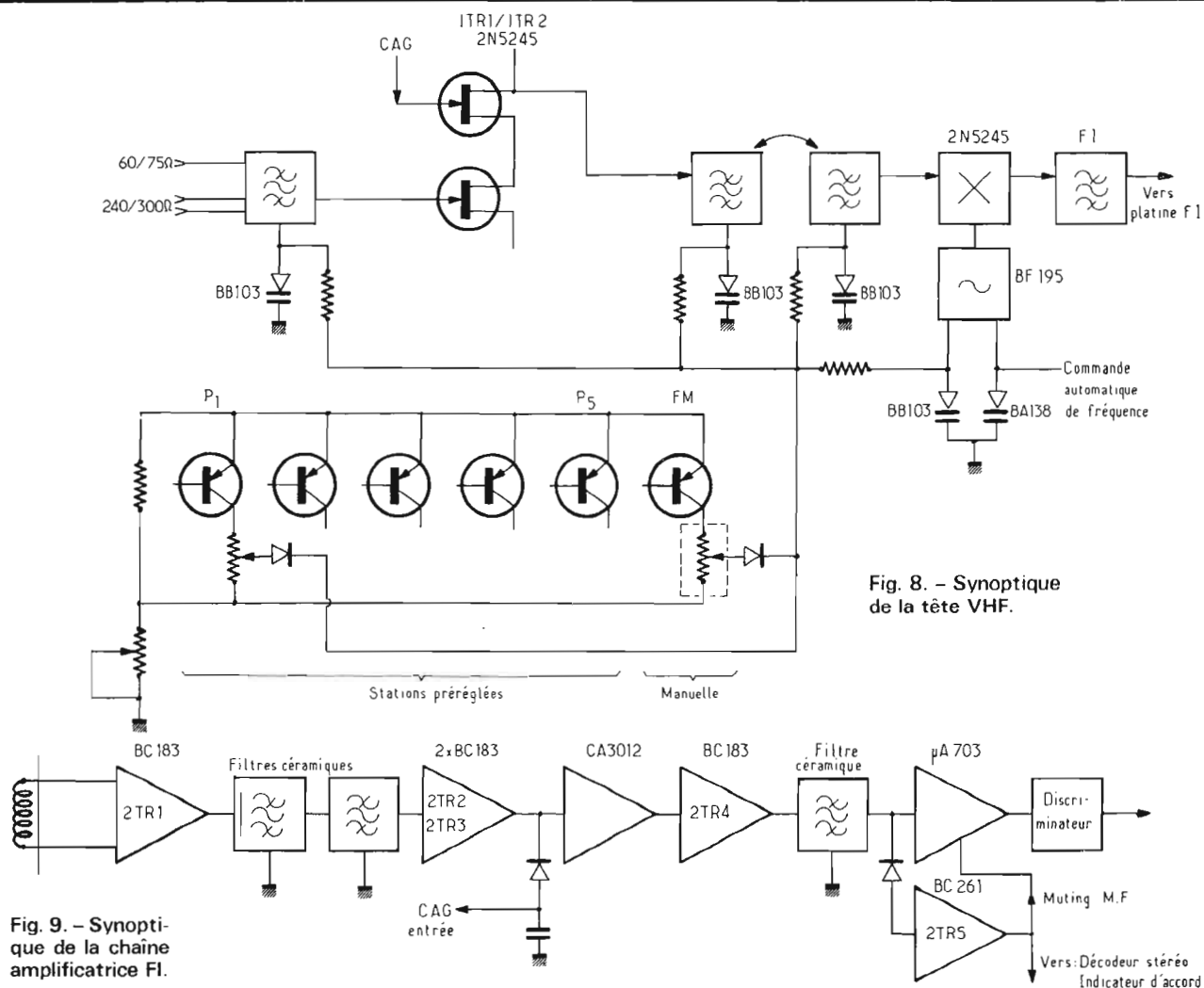


Fig. 9. - Synoptique de la chaîne amplificatrice FI.

attaque un troisième filtre céramique. A la sortie de ce filtre, un détecteur évalue l'intensité du signal d'entrée pour commander plusieurs fonctions comme le muting, l'indication d'une station, et le décodage. Il est en effet inutile de décoder une émission stéréophonique lorsque les conditions de réception ne sont pas bonnes.

C'est le transistor 2TR5 qui se charge de ces fonctions. Ces dernières peuvent être mises hors service à volonté, par exemple au moment du pré-régla des stations ou si on désire écouter une station lointaine. La sortie du filtre céramique attaque en outre un circuit intégré μA 703 servant d'ultime amplificateur avant le discriminateur qui va démoduler la MF.

Le décodeur stéréophonique utilise des circuits à transistors, ce qui peut sembler

paradoxal à une époque où les circuits intégrés permettent de réaliser simplement cette fonction.

A l'entrée de ce décodeur, deux circuits bouchons accordés sur les troisième et quatrième harmoniques du 38 kHz. Le signal multiplex passe par 3TR1 qui extrait par un circuit accordé le 19 kHz, tandis que le signal multiplex se retrouve sur l'émetteur de 3TR1. Le réseau RC, 3R5 et 3C5 mélange au signal Multiplex un peu de 19 kHz, avec une phase convenable pour éliminer les résidus de pilote. Le signal de sortie du transformateur 3T3 est envoyé sur la base de 3TR2 où il est amplifié puis redressé à double-alternance, ce redressement permet de récupérer le signal à 38 kHz. Le transistor 3TR4 détecte la composante continue et allume le voyant « stéréo ». Cette composante

continue, prise cette fois par 3TR5 met l'un des points du démodulateur en anneau à la masse, autorisant ainsi le décodage. Dans le cas contraire, ce point est en l'air et le même signal est envoyé sur les deux préamplificateurs de sortie. Le démodulateur en anneau est attaqué en 38 kHz par le secondaire à point milieu de 3T5, la tension A.F. est envoyée aux bornes de la résistance 3R18. On retrouve maintenant sur les bases des transistors 3TR6 et 3TR7 les signaux droit et gauche. Ces deux transistors sont montés en filtres passe-bas à source contrôlée ayant une pente de 12 dB par octave. La désaccentuation est assurée par les condensateurs de 6,8 nF montés en parallèle sur les collecteurs des transistors. Nous retrouvons également ici le traditionnel potentiomètre ajustable monté en résistance

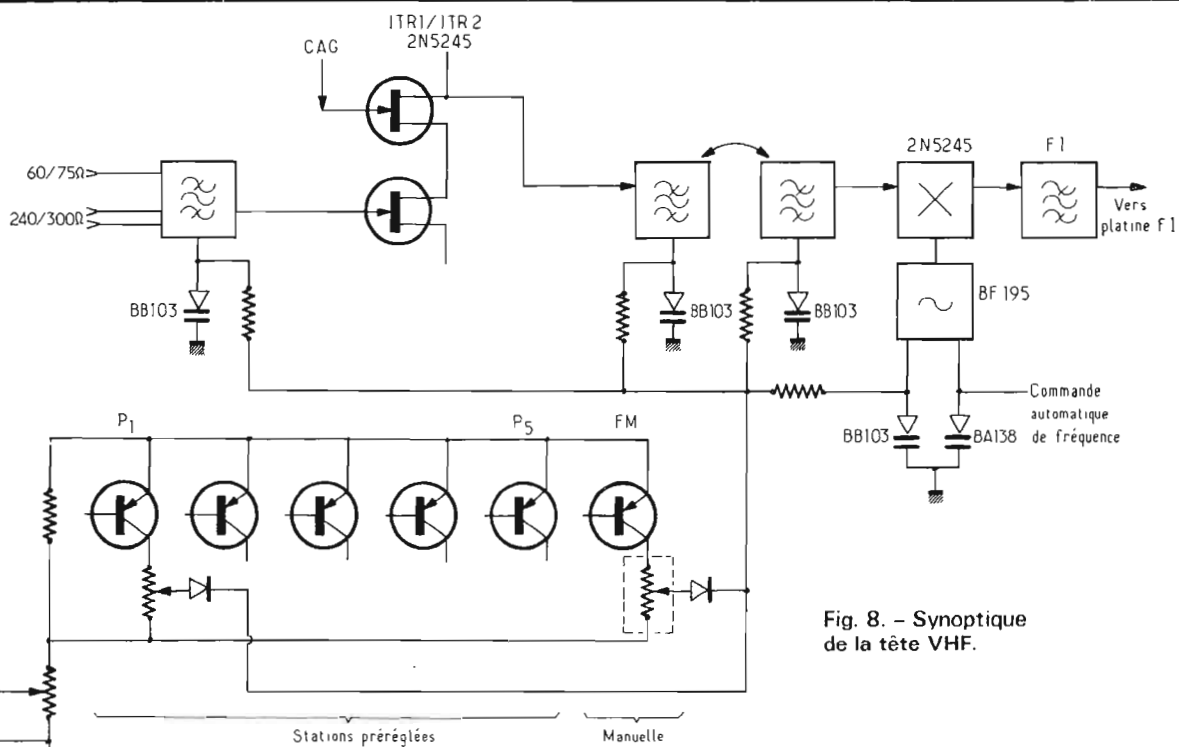
variable entre les deux émetteurs des transistors de sortie, ce potentiomètre permet de parfaire la séparation des canaux.

Le signal de muting venant de la platine à fréquence intermédiaire commande la polarisation du deuxième transistor et autorise la détection et la séparation de la fréquence pilote, donc la reconstitution de la sous-porteuse à 38 kHz.

FABRICATION

C'est une fabrication très propre que nous avons eue sous les yeux en démontant l'appareil, bien sûr, l'appareil est très compact et certains circuits ne sont pas immédiatement accessibles. Les manuels d'entretien et d'information techniques sont très bien faits et suffisamment complets pour que l'on puisse

Fig. 8. - Synoptique de la tête VHF.



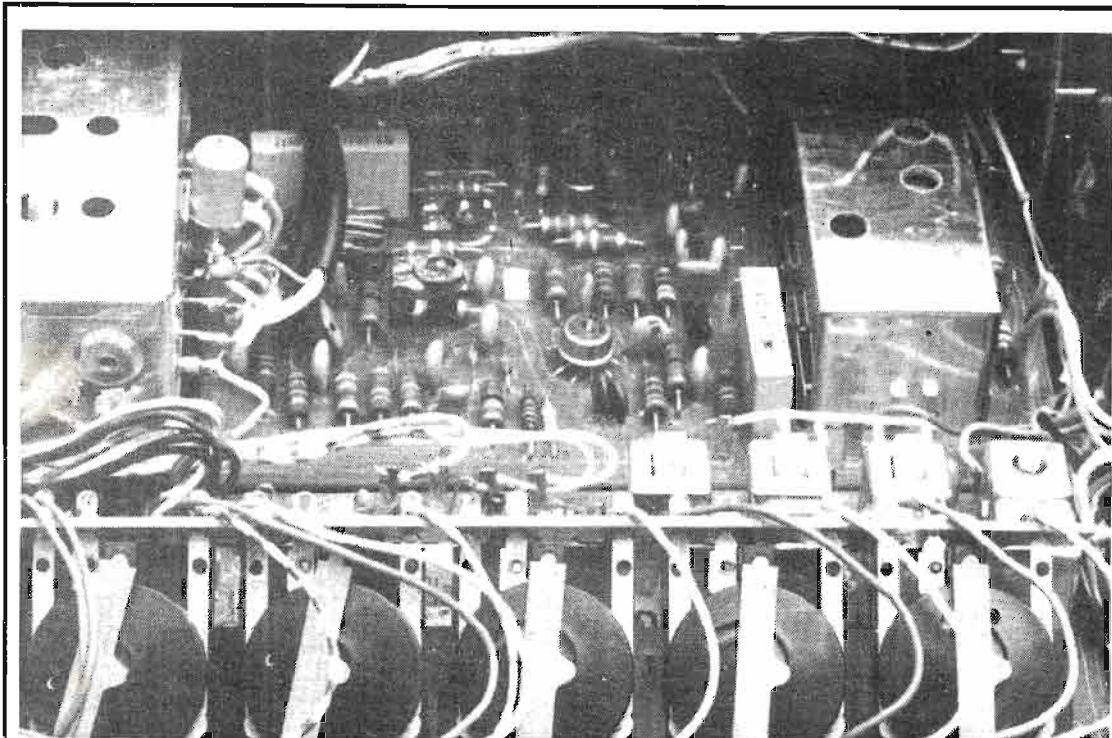


Photo 5. - Au premier plan : les potentiomètres de présélection des stations, plus loin, l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

Le cadran des stations MF utilise également un ruban de ce type ; entraîné cette fois à la main.

UTILISATION

La télécommande est d'un attrait indéniable, pas de remarque à ce sujet, la sécurité d'emploi en est totale, la portée est plus que suffisante pour un usage domestique. Un voyant témoin signale les interventions de la télécommande et rassure l'utilisateur qui ne ressentirait peut-être pas immédiatement les effets de ses manœuvres à distance. Côté pratique, on regrettera la commutation de l'entrée auxiliaire 2 dont le sélecteur de sensibilité accessible sous l'appareil n'est pas d'un accès très commode ; on peut en dire autant des prises toutes situées sous un appareil dont le poids est respectable. Une béquille escamotable offre le choix d'une position inclinée à l'utilisateur, position qui lui permettra de voir, à distance les curseurs de ses potentiomètres se déplacer lente-

ment... L'emploi d'un démodulateur CD4 séparé est sage, les phonocapteurs CD4 doivent en effet être chargés sur des capacités faibles, ce qui ne serait certainement pas le cas si on laissait le choix de son cordon à l'utilisateur, d'autre part l'introduction du démodulateur dans l'ampli-tuner aurait certainement eu une incidence non négligeable sur son prix.

MESURES

La puissance de sortie en tétraphonie est de 4 fois 34,8 W sur une charge de 8 ohms, plus exactement sur 4 charges de 8 ohms. Sur 4 ohms, la puissance passe à 45,5 W. En stéréophonie, ce qui est un cas d'utilisation possible, il ne faut pas l'oublier, la puissance est de 40 W par canal sur 8 ohms et de 56 W sur 4 ohms, puissances mesurées les deux canaux chargés. Nous obtenons là des valeurs supérieures à celles annoncées par le constructeur.

Le taux de distorsion harmonique annoncé est de 0,1 %

nous avons trouvé pour les quatre canaux chargés et à 1 000 Hz : 0,2 % à la limite de l'écrêtage.

On peut s'étonner de cette différence, elle est en fait due à la différence de la méthode de mesure, le chiffre de B&O est de 0,1 %, il est donné pour la puissance nominale, comme nous avons trouvé une puissance supérieure, il est normal que notre taux de distorsion soit plus élevé. Nous avons repris les mesures en stéréo cette fois, et avons mesuré à la puissance maximale, 40 W, un taux de distorsion de 0,12 %. 3 dB au-dessous de cette puissance, le taux de distorsion passe à 0,06 %. A 25 Hz, le taux de distorsion est de 0,2 % à pleine puissance, il passe à 0,09 % 3 dB au-dessous de cette puissance.

A 10 000 Hz, nous avons relevé un taux de distorsion de 0,12 %, passant, 3 dB au-dessous à 0,06 % performances que l'on peut considérer comme excellentes.

Le rapport signal/bruit de l'entrée phono bas-niveau est remarquable, il est en effet de 72 dB en mesure non pondérée. Ce rapport signal/bruit est sensiblement le même que

pour les entrées à haut niveau, on gagne 1 dB sur ces dernières. La mesure du rapport signal/bruit a été effectuée pour une sensibilité d'entrée ramenée à 5 mV. La tension de saturation de l'entrée phono est relativement faible, elle est de 30 mV, à 1 000 Hz.

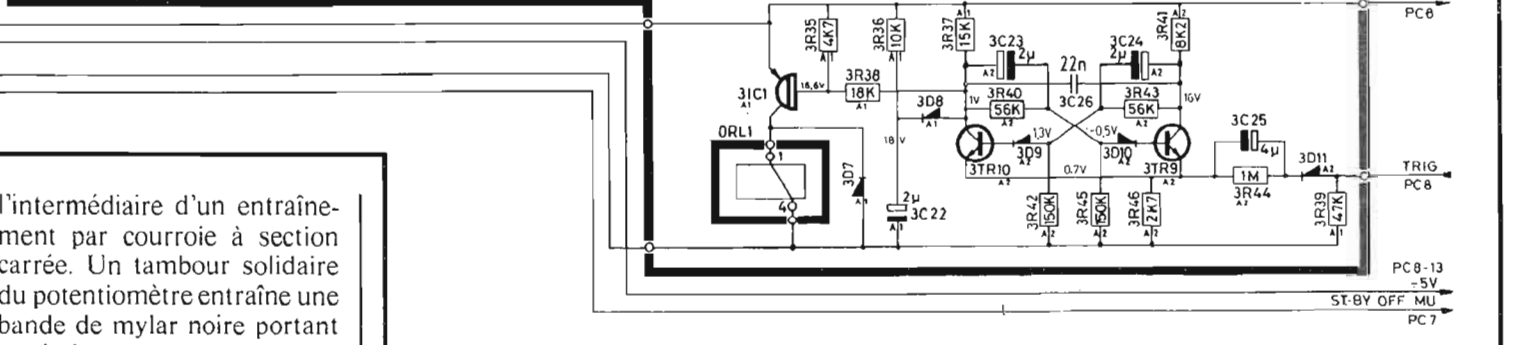
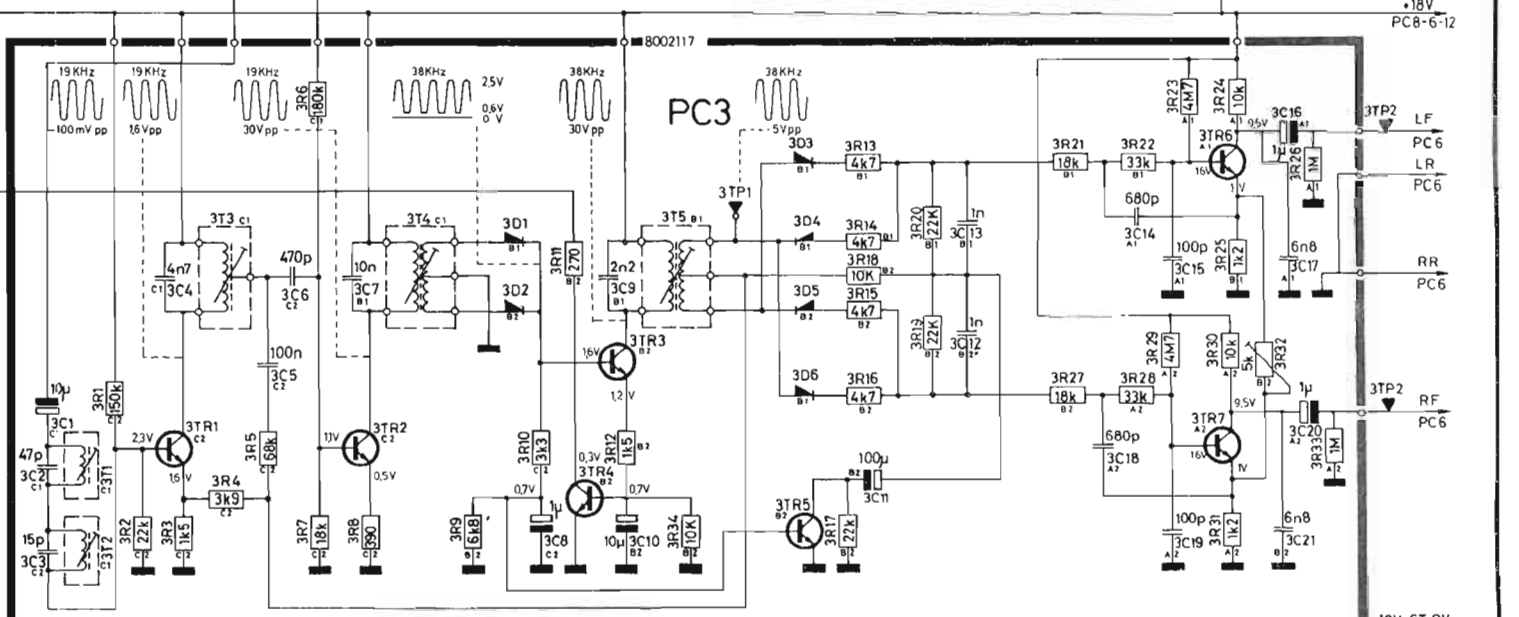
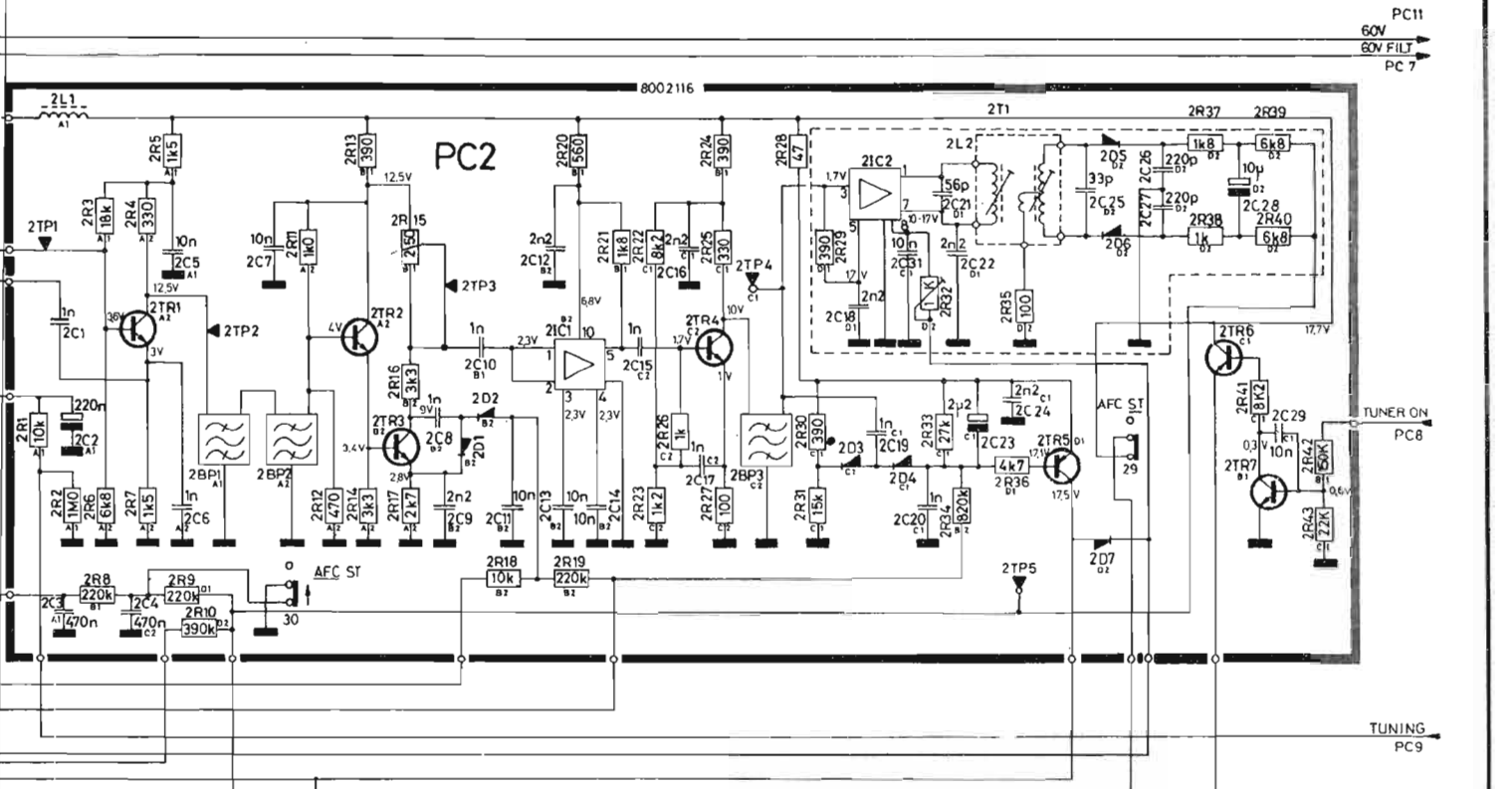
Le taux d'intermodulation est faible, ce qui est une caractéristique des amplificateurs à symétrie complémentaire. Nous avons relevé un taux de 0,12 % à la puissance maximale 0,1 % 3 dB au-dessous. Signalons que ces mesures se font au travers de toutes les commutations statiques par diodes qui malgré leur non-linéarité inhérente ne semble pas apporter de distorsion.

La bande passante, mesurée pour la pleine puissance à 1 000 Hz s'étend de 13 Hz à 85 kHz. Le filtre passe-haut à une fréquence de coupure de 62 Hz, et une pente de 12 dB par octave, il sera donc très efficace pour éliminer les bruits de platine. Le filtre passe-bas commence lui aussi assez tôt, sa fréquence de coupure est de 5 000 Hz et sa pente de 12 dB par octave, il atténue le signal de 1,2 dB à 1 000 Hz, et est donc très efficace.

CONCLUSION

L'ampli-tuner Beomaster 6000 a plus d'un tour dans son ébénisterie. Associé aux nouvelles enceintes de la firme, il ne craint pas la concurrence, d'autant moins qu'il n'en trouvera pas. Des appareils au même prix, peut-être, mais des appareils pourvus des mêmes fonctions et dotés d'un habillage toujours à la mode, certainement pas. Ses performances sont très bonnes, presque irréprochable. La construction est sérieuse et le service après-vente garanti par la présence de véritables laboratoires chez cet importateur ; encore une raison de choix supplémentaire.

Etienne LEMERY



l'intermédiaire d'un entraînement par courroie à section carrée. Un tambour solidaire du potentiomètre entraîne une bande de mylar noire portant un index rouge transparent, c'est cet index que l'on voit se déplacer éclairé par un système de guide de lumière astucieux.

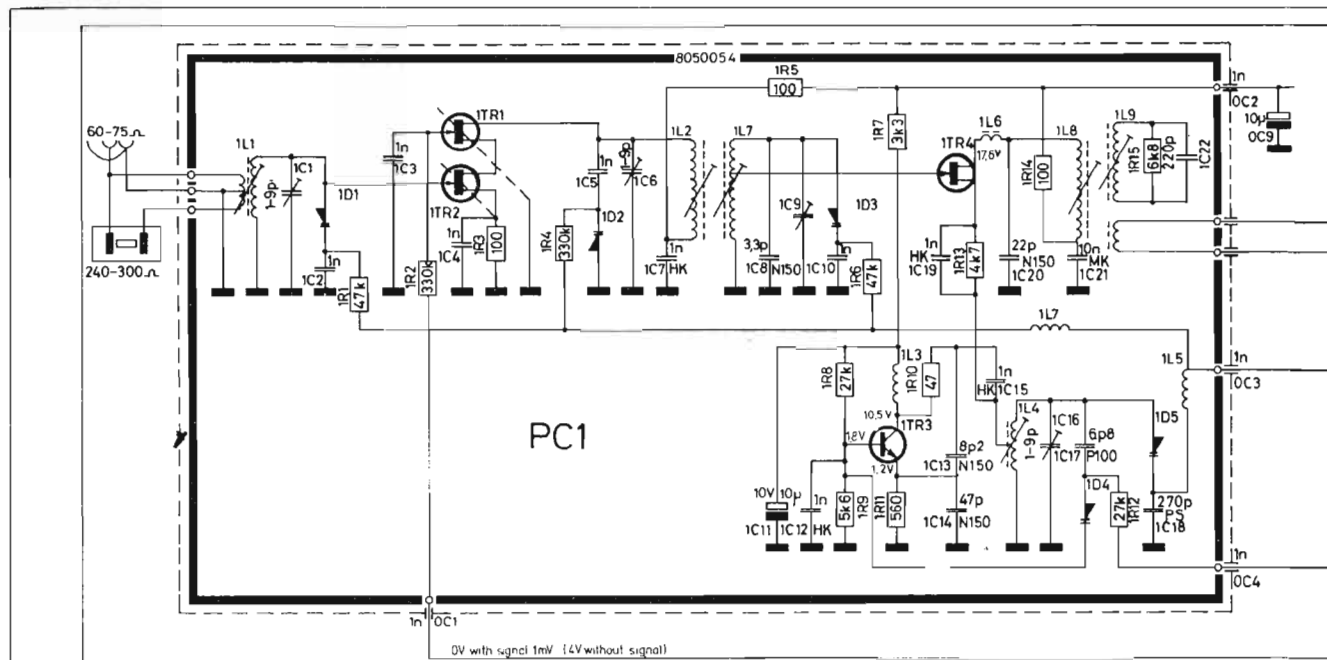
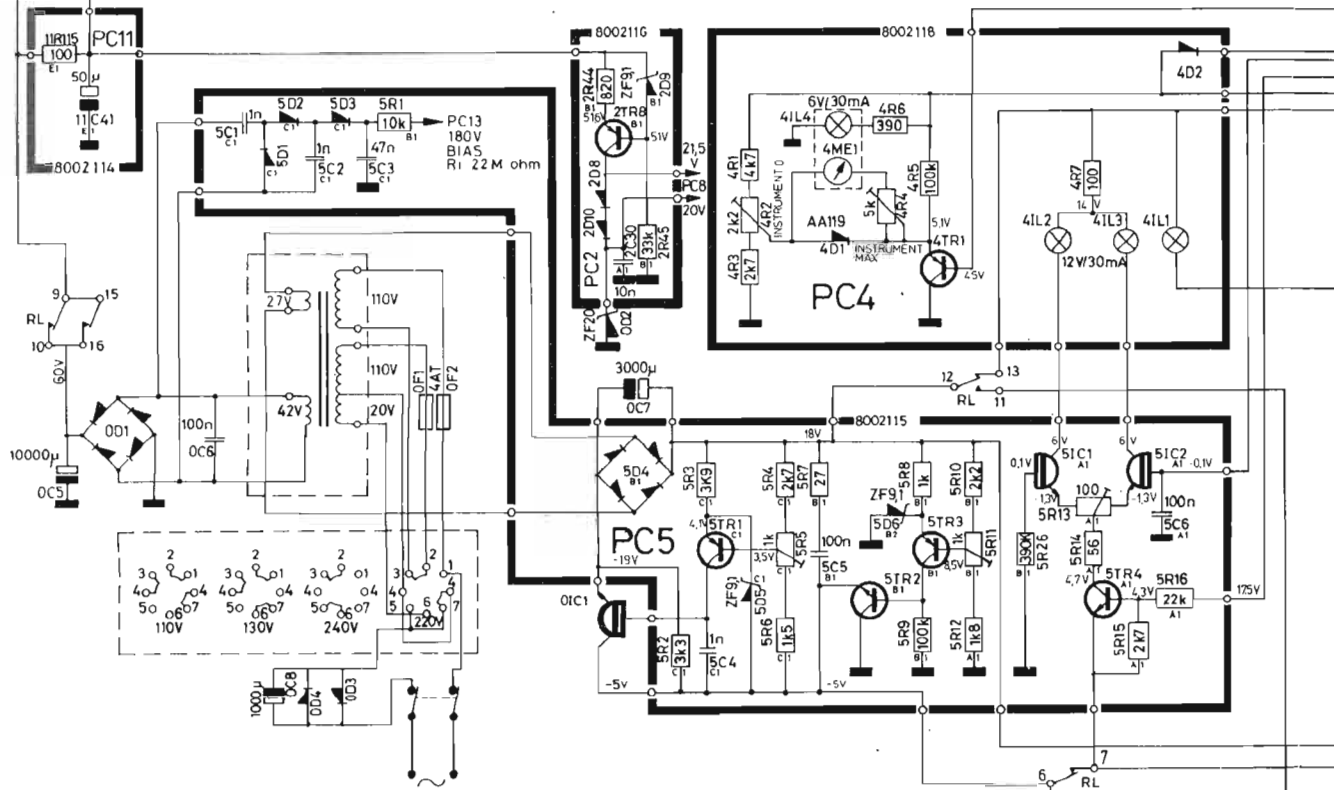


Fig. 10



trouver facilement une panne, il est d'ailleurs rare de voir des documents établis avec autant de minutie. Minutie d'autant plus indispensable que ce type d'appareil est tout de même relativement complexe.

Les circuits imprimés sont toujours aussi bien réalisés qu'à l'accoutumée, sérigraphie

complète côté composants et protection par vernis non fusible sur l'autre face. C'est du travail faisant appel à des moyens de grande série, comme la soudure au bain. Les détails mécaniques d'assemblage sont eux aussi très soignés, nous avons même été surpris de la facilité

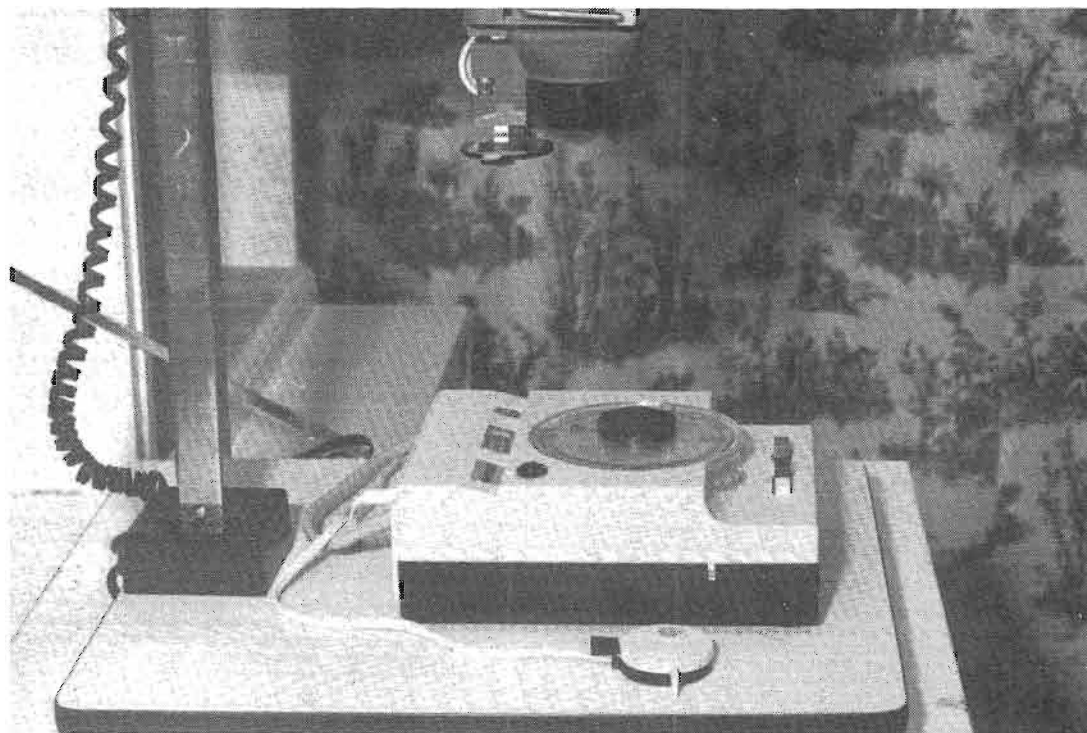
avec laquelle nous avons pu remonter le 6000.

Les composants sont à majorité d'origine européenne. Parmi ces composants, citons au passage le transformateur d'alimentation toroidal donc sans fuites magnétiques.

Le système mécanique de

commande des potentiomètres utilise un engrenage en nylon entraîné par un moteur d'origine japonaise parfaitement silencieux. L'arbre porte une série d'embrayages électromagnétiques enfermés dans des carters, ces embrayages mettent en rotation les axes des potentiomètres par

EQUIPEMENT pour labo photo



le densitomètre-timer électronique — PHILIPS PDT 022 —

L'AMATEUR photographe souhaite pouvoir agrandir lui-même ses photos dans le laboratoire improvisé qu'il a pu aménager dans un coin de son appartement.

La mise en page et le cadrage du sujet sur le plateau de l'agrandisseur, le choix et la gradation du papier, sont en effet une passionnante activité créatrice et permettent, en outre, de tirer la quintessence du négatif que l'on désire traiter.

LE RÔLE D'UN DENSITOMÈTRE TIMER

Ce travail peut être facilité dans une large mesure par

l'utilisation d'appareils capables d'indiquer avec une très grande précision, le temps de pose nécessaire à l'obtention d'une image réussie en fonction de la densité générale et du contraste du négatif, de la sensibilité et de la gradation du papier choisi, etc.

L'électronique permet maintenant de résoudre élégamment ce problème avec une très grande sûreté. Nous avons donc fixé notre choix sur le densitomètre-timer Philips PDT 022 qui comme nous le verrons ultérieurement, assure un travail rapide et efficace, donne des résultats homogènes et permet de réaliser une économie appréciable de papier... et de temps.

LE PROCESSUS PHOTOGRAPHIQUE

Pour bien comprendre le fonctionnement du PDT 022 Philips, il est nécessaire de rappeler rapidement le processus photographique noir et blanc et examiner les différentes fonctions qui entrent en jeu lors de l'agrandissement d'un négatif.

Le film

Après développement, la pellicule photo laisse apparaître des images transparentes qui restituent, en négatif, la scène enregistrée. Les parties foncées du sujet apparaissent

au clair sur la pellicule et inversement pour les parties claires.

Par suite de ses dimensions trop réduites, le négatif ne peut être utilisé directement pour obtenir une image confortable et visible à une distance normale ; c'est la raison pour laquelle le négatif doit être agrandi.

L'agrandisseur

Son fonctionnement est comparable à celui d'un projecteur de diapositives. Le négatif est placé dans l'agrandisseur devant une source de lumière ; son image est projetée sur la surface sensible (papier photo) à travers un jeu de lentilles (objectif). La

dimension de l'image est réglable et dépend de la distance qui sépare l'objectif du plateau de l'agrandisseur.

Après exposition, la surface sensible est placée dans un bain révélateur destiné à faire apparaître l'image. Pour les parties sombres du négatif qui ne laissent pratiquement pas passer la lumière, le papier restera blanc ; par contre, pour les parties claires de la pellicule, le papier recevra beaucoup de lumière et se noircira proportionnellement à la quantité de lumière.

L'image est donc inversée sur la surface sensible ce qui correspond à la réalité. Après développement dans le révélateur, le papier photographique est placé dans un fixateur, ce qui permet de stabiliser l'image ainsi obtenue.

Temps d'exposition

Le temps d'exposition du papier photo-sensible à la lumière doit être déterminé avec précision, car le révélateur ne pourra jouer son rôle correctement qu'à cette seule condition.

Ce temps d'exposition est directement lié à l'intensité lumineuse délivrée par l'agrandisseur, qui en moyenne se situe entre 0,03 lux et 3 lux environ, laquelle dépend à son tour d'un certain nombre de facteurs qui sont :

- 1) La distance qui sépare le négatif du papier.
- 2) La densité et le contraste de ce même négatif.
- 3) La puissance de la lampe placée dans l'agrandisseur.
- 4) Le rendement de la boîte à lumière.
- 5) L'ouverture du diaphragme de l'objectif.
- 6) La gradation et la sensibilité du papier utilisé.

En partant de toutes ces données, il est pratiquement impossible sans essais préalable longs et onéreux (expositions successives sur bandes témoin) de déterminer avec précision le temps d'exposition correct. Cependant grâce à l'électronique, et comme nous le verrons plus loin, tous

ces facteurs sont pris en considération par le densitomètre Timer Philips PDT 022 et quelques secondes suffisent pour déterminer ce temps d'exposition.

Il est intéressant maintenant d'avoir quelques données complémentaires sur certains facteurs énoncés plus haut.

La densité et le contraste du négatif

La densité d'un négatif ne doit pas être confondue avec son contraste. La densité est faible ou forte si le négatif est surexposé ou sous-exposé.

Le contraste est fonction de la différence de densité entre les zones les plus claires et les plus sombres. Un négatif présente beaucoup de contraste, lorsque la différence de densité entre les zones claires et les zones foncées est importante ; on dit alors que celui-ci est « vigoureux ». Inversement, si cette différence de densité est réduite, le négatif est « faible ». Par contre, si

l'on trouve sur le négatif toutes les nuances entre le blanc et le noir, celui-ci est « normal ».

La gradation et la sensibilité du papier photosensible

Pour corriger ces anomalies, les fabricants proposent des papiers ayant des gradations différentes. Un négatif vigoureux sera tiré sur un papier doux pour obtenir une photo normale. Pour un négatif faible, on utilisera un papier dur. Bien entendu, un négatif normal sera tiré sur papier normal.

Les fabricants commercialisent dans chaque sorte de papiers les gradations suivantes :

- EH extra dur
- H dur
- N normal
- S spécial
- Z doux
- EZ extra doux

ce qui permet de résoudre pratiquement tous les problèmes de tirages en fonction de la qualité du négatif.

Il faut savoir que la sensibilité du papier peut varier d'un fabricant à un autre, cependant généralement cette sensibilité se situe aux environs de 3 lux seconde. Cela signifie que le papier doit être exposé pendant 1 seconde lorsque l'intensité lumineuse est de 3 lux. Pour ce même papier, cette durée d'exposition sera de 10 ou de 100 fois supérieure si l'intensité lumineuse est de 0,3 lux ou de 0,03 lux.

POURQUOI L'AUTOMATIC-TIMER PDT 022 PHILIPS ?

Il peut être intéressant de savoir la raison qui nous a fait choisir le densitomètre-timer PDT 022 par rapport à d'autres systèmes que l'on peut trouver sur le marché français.

— Tout d'abord, parce que cet appareil regroupe dans un seul boîtier, la fonction mesure et la fonction minuterie ce qui simplifie énormément les manipulations.

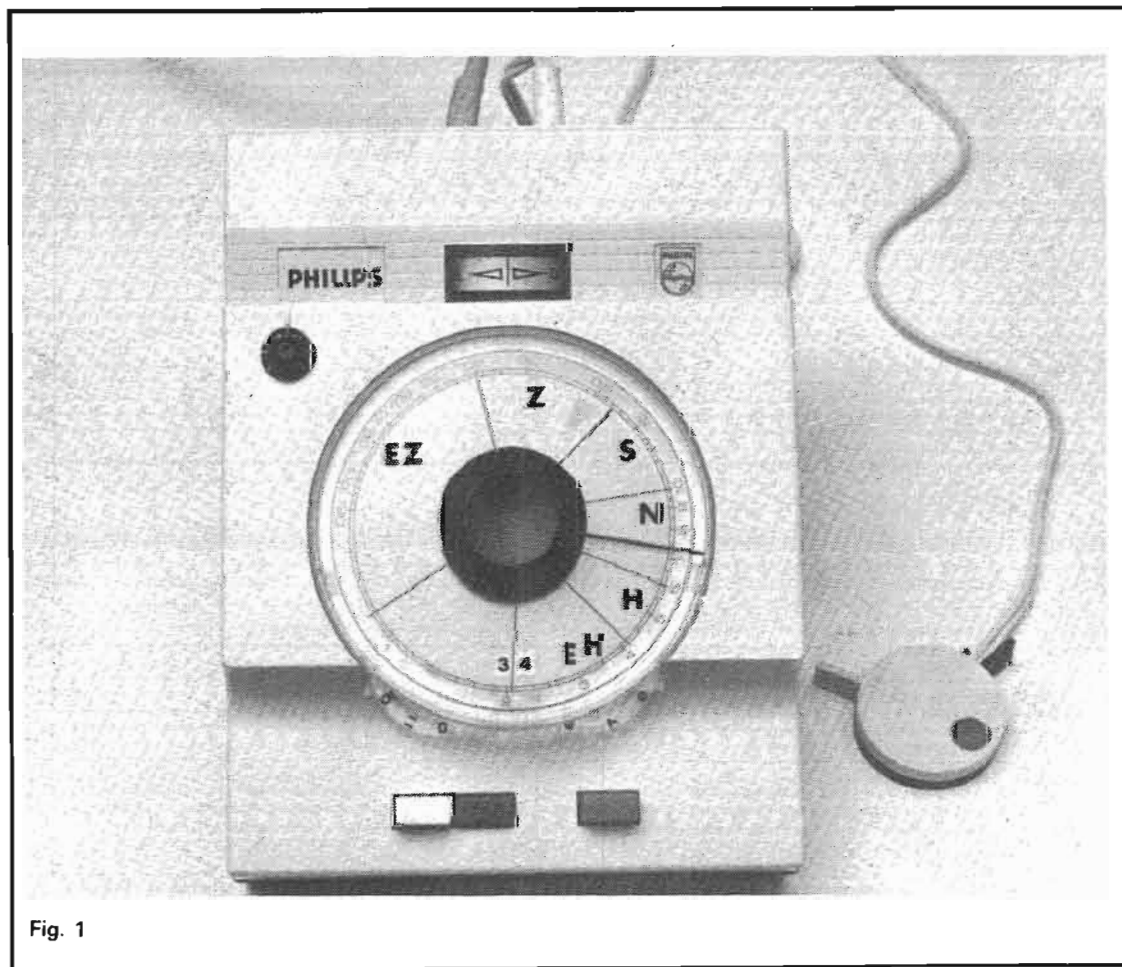


Fig. 1

— Ensuite, parce que son prix qui se situe aux environs de 475 F est raisonnable et permet une économie considérable de papier photo et un gain de temps non moins important.

— Et enfin, parce que les autres matériels proposés sont soit beaucoup plus onéreux, ou se composent de deux éléments séparés généralement moins précis, parce que n'utilisant pas de circuits électroniques. Soit par exemple densitomètre, type coin de Goldberg et minuterie séparée, le prix de ces deux appareils étant en fin de compte supérieur au prix du PDT 022.

L'appareil PDT 022 est une véritable centrale de commande qui est reliée à l'agrandisseur et à l'éclairage de sécurité du laboratoire qu'il commut automatiquement en temps voulu.

Ce densitomètre-timer permet de déterminer par mesures ponctuelles à l'aide d'une cellule C.d.S :

1) Le temps d'exposition correct pour agrandissements noir et blanc ou couleur quels que soient la puissance de la lampe et le diaphragme choisis.

2) La gradation du papier à utiliser pour les tirages noir et blanc en fonction de la densité et du contraste du négatif. Un bouton de caractère permet en modifiant la sensibilité de la cellule C.d.S. d'obtenir des tirages plus ou moins contrastés en fonction des désirs de l'amateur ou de la sensibilité propre du papier utilisé.

DESCRIPTIF

L'appareil fonctionnel et élégant, ce qui ne gêne rien, se présente dans un boîtier plastique bicolore noir et gris (fig. 1) dont les dimensions sont : L 160 x P 210 x H 85 mm. Celui-ci peut être utilisé soit à plat, 4 pieds antidérapants sont prévus à cet effet, soit accroché au mur à l'aide de deux boutons correspondantes.

La partie centrale (fig. 2) reçoit 3 cadrans superposés 8-

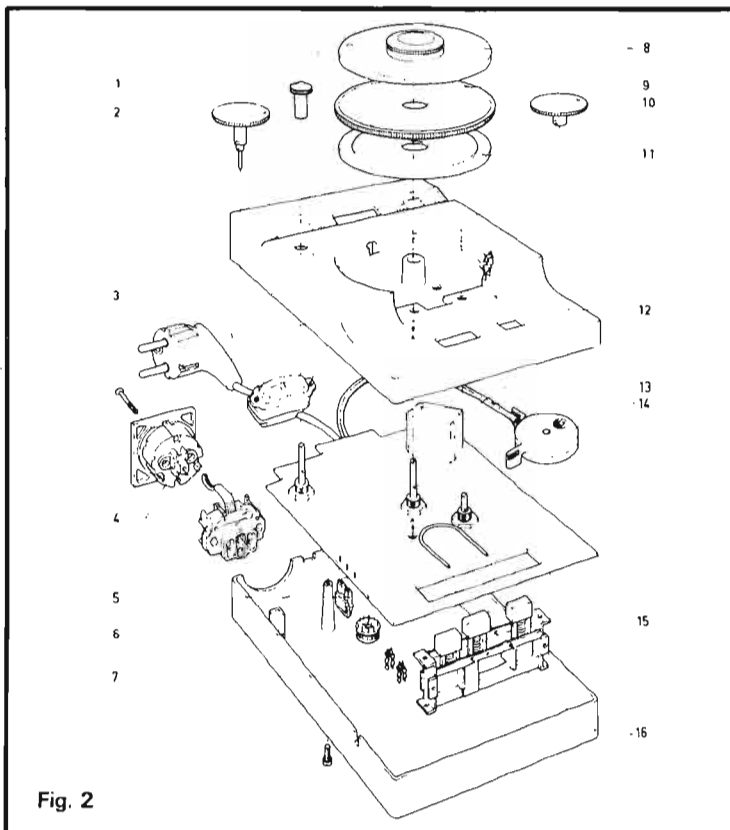


Fig. 2

9 et 11 de grand diamètre : 110 mm.

a) un cadran de fond fixe (11) divisé en 6 secteurs inégaux, portant les indications de sensibilité des différents papiers à utiliser : EZ - Z - S -

N - H - EH selon la densité du négatif.

b) Un cadran rotatif intermédiaire (9) que l'on peut faire pivoter par sa périphérie et gradué de 1 à 120 secondes.

c) Un cadran rotatif supé-

rieur (8) pourvu d'une aiguille noire et entraîné par le gros bouton central noir.

Au-dessus de ce cadran se trouve un galvanomètre (3) qui permet de déterminer le temps de pose correct lors de la mesure de lumière effectuée à l'aide de la cellule C.d.S.

Un petit bouton noir situé en haut et à gauche (1) et appelé « réglage de caractère » permet de modifier la sensibilité de la cellule de mesure en fonction de la sensibilité du papier utilisé ou de l'effet désiré. A partir de la position médiane de ce bouton, la durée d'exposition indiquée sera plus longue de 50 % lorsque l'on tournera le bouton vers la droite et plus courte de 50 % lorsqu'il sera tourné vers la gauche.

A la partie inférieure des cadrans, deux molettes : celle de droite (10) graduée de 0 à 9, correspond aux secondes, celle de gauche (2) entraînant un commutateur à plots (6) et graduée de 0 à 11 correspond aux dizaines de secondes. La combinaison des deux permet la lecture directe du temps d'exposition dans une fenêtre double prévue à cet effet. Sur

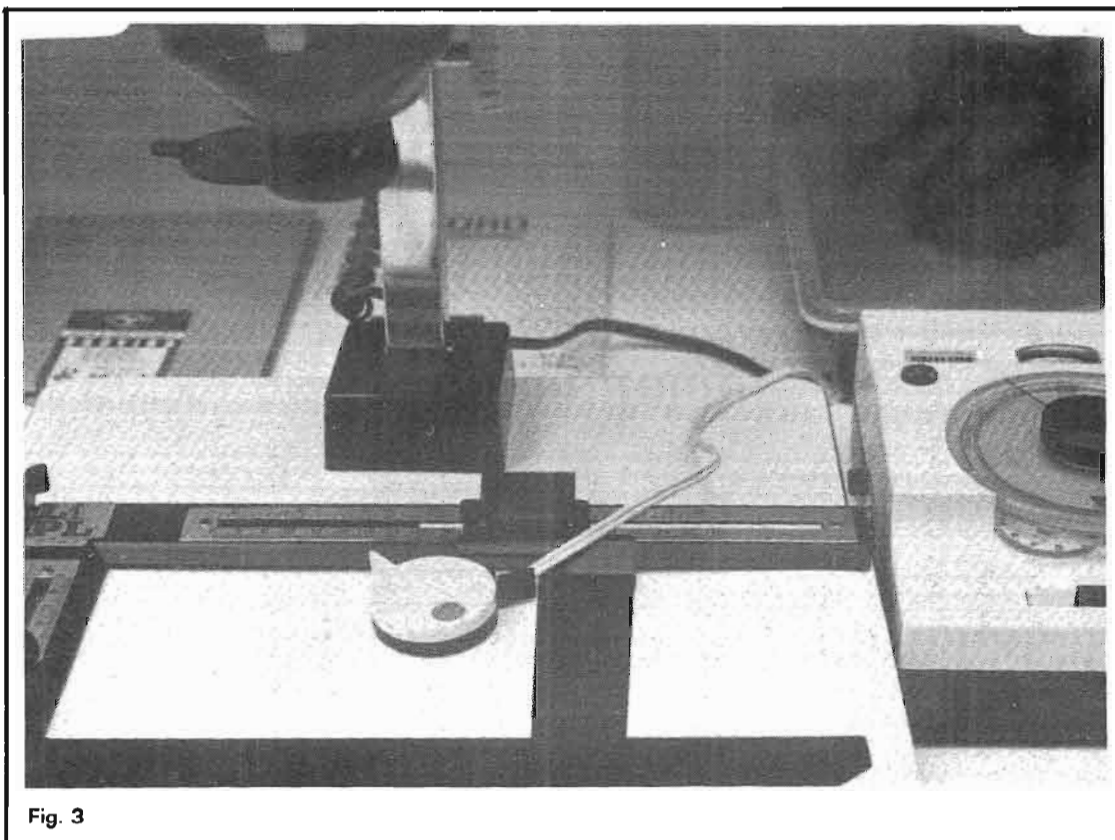


Fig. 3

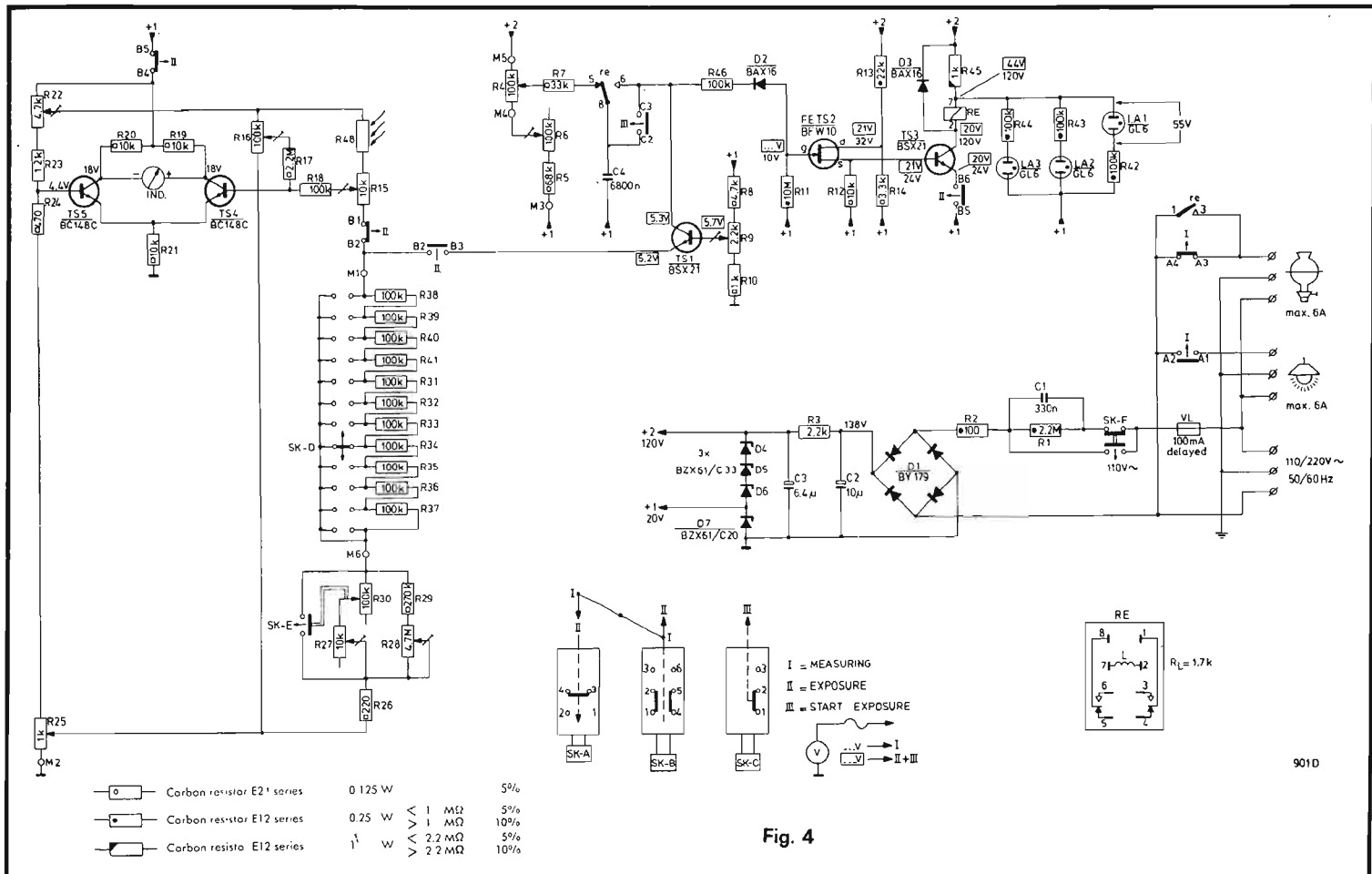


Fig. 4

la photographie de la figure 1 : 34 secondes.

A la partie inférieure du PDT 022 est fixé un clavier pourvu de 3 boutons (15). La touche blanche située à gauche allume l'agrandisseur et met hors service l'éclairage de la chambre noire. Il permet en outre la mesure de la lumière de l'image projetée à l'aide de la cellule C.d.S qui se trouve dans le petit boîtier rond situé à droite du posemètre, sur la photo de la figure 1.

La touche verte accolée à la précédente, déconnecte lorsqu'il est enfoncé la cellule C.d.S et le galvanomètre. Il coupe en outre l'alimentation de l'agrandisseur et allume l'éclairage du laboratoire.

Le poussoir rouge placé à droite, met en service la minuterie qui alimente la lampe de l'agrandisseur ; le temps d'exposition dépendant de la position des deux molettes de réglage du temps et de celle du gros bouton central.

La partie arrière de l'appareil reçoit le cordon d'alimen-

tation secteur et les deux prises sur socle (4) prévues pour alimenter l'agrandisseur et l'éclairage du labo.

Fiche technique

- Gamme de commutation : 1 à 119 secondes
- Gamme de mesure : 0,025 à 3,0 lux
- Temps de recharge : 5 secondes
- Plage d'adaptation de la durée d'exposition : + 50 à - 50 %
- Puissance de commutation : 6 ampères agrandisseur et 1 ampère pour l'éclairage de sécurité du laboratoire
- Tension secteur : 110/130 et 220/240 volts 50 ou 60 Hz
- Consommation : 3 watts
- Sonde de mesure : cellule C.d.S. recouverte d'un dépôt avec dispositif de protection
- Eclairage des cadrans : 3 lampes néon incorporées
- Mesure : Galvanomètre à cadre mobile avec zéro central
- Ensemble stabilisé en tension.

Comment effectuer les mesures

Raccorder l'agrandisseur et l'éclairage du laboratoire sur les prises correspondantes du timer. Brancher l'Automatic Timer PDT 022 au secteur, après avoir vérifié la position du distributeur de tensions (110 ou 220 volts). L'éclairage du cadran s'allume et l'appareil est prêt à l'emploi.

Mettre l'agrandisseur en service en enfonçant le bouton blanc situé à gauche du clavier, l'éclairage du laboratoire est ainsi mis hors service. Ceci est obligatoire par suite de la grande sensibilité de la cellule C.d.S dont les mesures, sans cette précaution, seraient faussées.

Régler l'agrandisseur comme habituellement : ajustage de la mise au point, du cadrage et du diaphragme en fonction de la profondeur de champ désirée. Mettre les 2 molettes graduées sur zéro. Ouvrir la sonde de mesure incorporée dans le boîtier rond

en appuyant sur les deux petits leviers situés sur la périphérie. Placer alors la fenêtre de mesure circulaire et pourvue d'un dépoli sur la partie la plus claire de l'image projetée laissant encore apparaître des détails (fig. 3). Tourner lentement la molette des secondes (molette de droite) jusqu'à ce que l'aiguille du galvanomètre se place au centre de son échelle. Lire la valeur en secondes dans la fenêtre prévue à cet effet.

Au cas où l'aiguille du galvanomètre ne peut être amenée en position centrale pendant cette mesure, le diaphragme de l'agrandisseur sera fermé d'un ou deux crans ; il est également possible d'utiliser une lampe moins puissante : par exemple 75 watts au lieu de 150 watts.

Tourner ensuite le grand cadran circulaire gradué de 1 à 120 secondes jusqu'à ce qu'il affiche à sa partie basse, le même nombre que celui lu sur le cadran des secondes. Mesurer pour continuer à l'aide de

la sonde la **partie la plus foncée de l'image projetée qui laisse encore apparaître des détails** et tourner les molettes des secondes et des dizaines de secondes jusqu'à ce que l'aiguille du galvanomètre se trouve de nouveau en position médiane.

Tourner alors le gros bouton central et amener l'aiguille noire sur la valeur trouvée. Si l'on se reporte à la figure 1, la valeur lue est de 34 secondes, il faudra donc placer la grande aiguille noire sur le chiffre 34. En-dessous de celle-ci on peut alors lire la gradation du papier à utiliser, selon le code indiqué précédemment. Il est bon de noter que la durée d'exposition pour la gradation de papier indiquée est déterminée d'une part par la position des 2 molettes et d'autre part par la position de la grande aiguille qui est couplée au réglage du temps. Ceci permet de corriger automatiquement les différences de sensibilité entre les diverses gradations des papiers. Ne plus retoucher à ces réglages.

Mettre la sonde de côté et appuyer sur le bouton vert, l'agrandisseur s'éteint et l'éclairage de sécurité du laboratoire s'allume. Disposer le papier adéquat sur le plateau de l'agrandisseur et enfoncer le poussoir rouge qui enclenche le temps de pose de l'agrandisseur. Il faut savoir que l'éclairage du timer ne fonctionne pas pendant tout le temps de l'exposition mais se rallume en fin de cycle.

Toute cette procédure est bien entendu fort longue à décrire, mais demande effectivement une dizaine de secondes.

Utilisation en minuterie

L'automatic timer Philips peut, si on le désire, être utilisé uniquement en minuterie. Dans ce cas, la grande aiguille noire est placée en position neutre, c'est-à-dire sur le **triangle noir** qui se trouve situé dans la zone Z (doux) la molette de droite indique

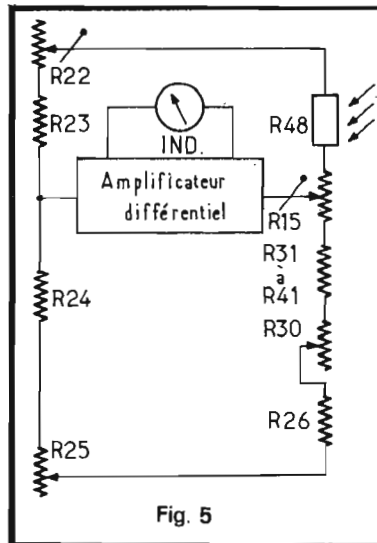


Fig. 5

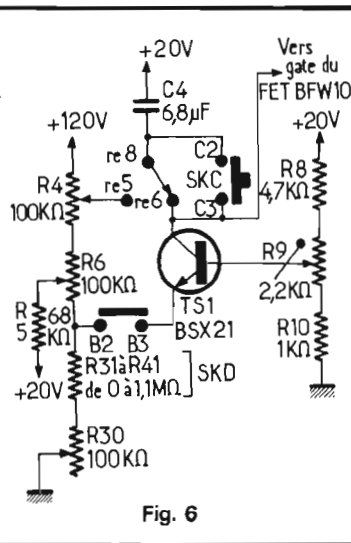


Fig. 6

comme d'habitude les secondes et l'autre les dizaines de secondes. Le démarrage du timer s'effectue comme précédemment à l'aide du poussoir rouge. On peut ainsi répéter à l'infini le même temps de pose; notez toutefois que le timer nécessite un temps minimum de charge de 5 secondes entre chaque commutation.

Possibilité de correction

L'appareil PDT 022 est adapté à la plupart des papiers courants (Agfa, Brouira, etc.) permettant l'obtention immédiate d'excellents tirages. Cependant, on peut assurer une conversion, au cas où le papier utilisé possède des caractéristiques très différentes de la normale ou en fonction de la méthode de développement. C'est le rôle du petit bouton noir situé en haut et à gauche qui permet de réduire ou d'augmenter le temps de pose de 50 % par rapport à sa position médiane.

Sonde de mesure

La cellule C.d.S. montée dans la sonde est un instrument extrêmement sensible adapté aux valeurs d'éclairage très faible du laboratoire (entre 0,025 et 3 lux). C'est la raison pour laquelle celle-ci est protégée à l'aide d'un volet contre toute surexposition accidentelle qui pourrait lui être préjudiciable... Si l'on sait que dans un salon, l'intensité

lumineuse se situe entre 300 et 1 000 lux et qu'en plein soleil cette valeur peut atteindre 100 000 lux!

La fermeture de la cellule de mesure doit donc s'effectuer systématiquement dès que l'on ne se trouve plus en chambre noire.

BANC D'ESSAI DU PDT 022

Après toutes ces explications, il est important, en fin de compte, de savoir si cet appareil tient ce qu'il promet, c'est la raison pour laquelle nous lui avons fait subir un banc d'essai dont vous trouverez le déroulement ci-après.

Matériels utilisés :

- Agrandisseur Philips PNL 10 format 24 x 36 mm
- Objectif focal 50 mm
- Automatic timer Philips PDT 022/03
- Lampes agrandisseur 220 V 150 et 75 watts type Photocrescenta
- Papiers photosensibles : Agfa Brovira B1 - Ilford Ilformar A 117 - Agfa Brovira B 113
- Révélateur Kodak Dektol, 1 litre de solution concentrée diluée dans deux fois son volume d'eau
- Fixateur Kodak Unifix.

Déroulement du banc d'essai

Un négatif 24 x 36 normalement posé a été placé dans l'agrandisseur et des tirages ont été effectués successive-

ment avec chaque type de papier dans les formats 9x13 - 13x18 et 18x24 tout d'abord avec la lampe de 75 watts dans l'agrandisseur.

Le temps de pose a été mesuré systématiquement et en deux fois (zone claire et zone sombre) pour chaque format. Le diaphragme de l'objectif a été choisi pour que le temps de pose n'exède pas 20 secondes. Les différents papiers et formats ont été développés de façon uniforme dans le révélateur Dektol pendant 70 secondes. Les résultats ont été comparés après fixage et l'on n'a pratiquement pas constaté d'écart de densité d'un tirage à un autre quel que soit le format. Une remarque cependant, bien que les mesures soient fort simples, le chiffre apparaissant dans la fenêtre des secondes n'est pas toujours visible, lorsque la molette correspondante se trouve exactement entre 2 chiffres.

Dans un deuxième temps, cette expérience a été renouvelée avec le même négatif, les mêmes papiers dans les mêmes formats mais avec une lampe de 150 watts placée dans l'agrandisseur. Le diaphragme a été réglé de telle façon que le temps de pose n'exède jamais 20 secondes. Le développement a eu lieu dans les mêmes conditions que précédemment. Il n'existe pratiquement aucun écart de contraste entre les premiers tirages et ceux-ci.

Cet ensemble de 18 tirages donne une idée assez précise des possibilités et surtout de la précision de l'Automatic-Timer PDT 022.

Nous avons cependant réalisé une nouvelle expérience avec ce même négatif dans les 3 formats avec les 3 papiers et la lampe de 75 watts pour savoir si nous étions capables de déterminer à l'« œil » le temps de pose correct... Au total, près de 30 bandes d'essais et des temps de développement variant entre 30 secondes et 3 minutes pour obtenir quelque chose... sans commentaire.

SCHÉMA ÉLECTRIQUE DE L'AUTOMATIC TIMER

Le schéma est donné par la figure 4. Quelques précisions concernant les éléments constitutifs :

— Le groupe de prises situées à droite du schéma servent respectivement aux raccordements de l'agrandisseur et de l'éclairage du laboratoire ; la dernière prise en bas correspond au cordon d'alimentation du timer. A noter que toutes les prises sont prouvées d'un contact de masse.

— L'alimentation continue 20 volts et 120 volts stabilisée par 4 zeners et destinée à la partie électronique est reliée au réseau par un fusible de VL de 100 mA. Un commutateur SK-F permet le fonctionnement sur 110 et 220 volts.

— Les 3 commutateurs SKA - SKB et SKC correspondent respectivement aux touches blanche, verte et rouge du clavier.

— Le **circuit de mesure** comporte deux transistors TS4 et TS5 montés en amplificateur différentiel ; IND représente le galvanomètre et R 48 la cellule C.d.S. SKD commande le commutateur des dizaines de secondes et R 30 est le potentiomètre des secondes. Toutes les résistances du circuit ont une précision de 2 %.

— Le **circuit de commutation** utilise les transistors TS1 - TS2 et TS3. Ce dernier associé au relais RE ferme, entre autre, les contacts re1 et re3 pour l'allumage temporisé de l'agrandisseur.

— Les tubes au néon LA1 - LA2 - LA3 éclairent par transparence les différents cadrans du tuner.

Principe de fonctionnement

a) **Le circuit mesure**, utilise un montage en pont pour déterminer le temps d'exposition. Figure 5, nous donnons le schéma de principe de ce montage.

La branche gauche du pont se compose des résistances R22 - R23 - R24 et R25. L'autre branche comporte la

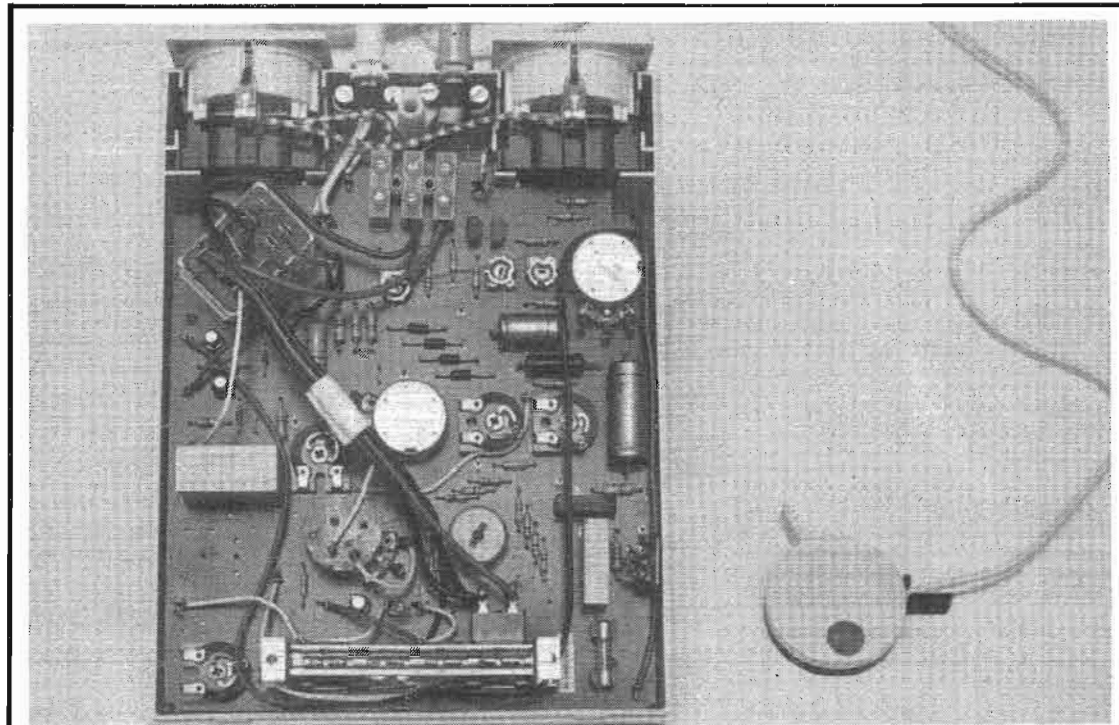


Fig. 7

résistance photosensible R48 (C.d.S), la résistance R15 et le potentiomètre R30 qui correspond à la molette des secondes avec éventuellement la mise en série des résistances R31 à R41. L'amplificateur différentiel est monté entre les deux nœuds des branches du pont. Lorsque l'équilibre de l'ensemble est obtenu, les tensions aux 2 nœuds et par conséquent sur la base des transistors TS4 - TS5 sont identiques. L'aiguille du galvanomètre IND prend alors une position centrale, indiquant que le réglage est correct.

Le circuit de mesure comporte, en outre, un certain nombre de potentiomètres ajustables qui sont destinés au calibrage du circuit de temporisation en fonction de l'intensité lumineuse appliquée sur la cellule C.d.S. C'est ainsi que :

- R22 est réglé pour affichage d'une temporisation de 13 secondes lorsque la cellule reçoit 0,26 lux.
- R15 permet d'obtenir la concordance 0,975 lux sur la cellule pour un réglage de 4 secondes.
- R16 est réglé pour obtenir 56 secondes lorsque l'intensité est de 0,055 lux sur R48.

- Les potentiomètres ajustables R27 et R28 respectivement en série et en parallèle sur R30 assurent la concordance temps et affichage sur 2 secondes et 8 secondes.

L'interrupteur SKE est fermé lorsque R30 est placé sur zéro seconde, il court-circuite R27 et R30 et R28 + R29.

Comme on peut le constater, Philips a utilisé de nombreux réglages, car ce constructeur sérieux a tenu essentiellement à assurer une très grande précision à son appareil. A noter que le potentiomètre R25 correspond au bouton de caractère qui permet de modifier la sensibilité de la cellule de + 50 % à - 50 %.

b) **le circuit de commutation**, figure 6, compare tout d'abord un transistor TS1 : BSX 21 dont la résistance de charge de l'émetteur est variable en fonction de la durée de temporisation choisie qui dépend elle-même de la position de R30 et de SKD.

Lorsque dans un premier temps on effectue la mesure de la lumière à l'aide de R48, le relais RE est au repos et les contacts re5 et re8 sont réunis, ce qui permet la charge du condensateur papier de 6,8 nF

à une tension de 60 volts environ (temps de charge 5 secondes).

Lorsque l'on appuie sur le poussoir rouge SKC « départ de la pose » le relais RE situé dans le collecteur de TS3 est alimenté et les contacts re 8 et re 6 sont réunis. C4 de 6,8 nF se décharge alors progressivement dans le transistor TS1 et d'autant plus rapidement que la résistance d'émetteur est faible. R9 ajustable de 2 200 ohms permet de régler la durée de la décharge de telle façon que la temporisation soit de 10 secondes lorsque la résistance dans l'émetteur de TS1 est de 100 k Ω .

Le gate ou porte du transistor FET BFW 10 du type canal N donc assimilable pour les polarités à un transistor NPN est alimenté par la tension continue disponible sur le collecteur de TS1 du type PNP. La base de TS3, qui commande le relais RE placé en série dans son collecteur, est alimentée en direct par la tension disponible sur l'électrode « source » du transistor FET. Lorsque la différence de potentiel entre émetteur et base de TS3 augmente jusqu'à + 0,8 volt environ, ce dernier est conducteur et le relais est

fermé ; ceci a lieu pendant tout le temps que C4 se décharge dans TS1.

RÉALISATION DU PDT 022

L'ensemble des différents éléments et commutateurs est monté sur un circuit imprimé facilement accessible après démontage d'une vis qui assemble le fond de l'appareil à la partie supérieure.

La figure 7 donne la position respective des composants. A la partie supérieure on trouve les prises destinées à alimenter l'agrandisseur et l'éclairage de sécurité du labo. Entre ces deux prises, on trouve l'arrivée secteur et le câble qui alimente la cellule R48 dans son boîtier situé à droite du timer. Sous la prise gauche est fixé le relais RE. Au centre du circuit imprimé se trouve le boîtier du potentiomètre R4 de 100 k Ω dont le curseur est entraîné par le gros bouton noir couplé au cadran

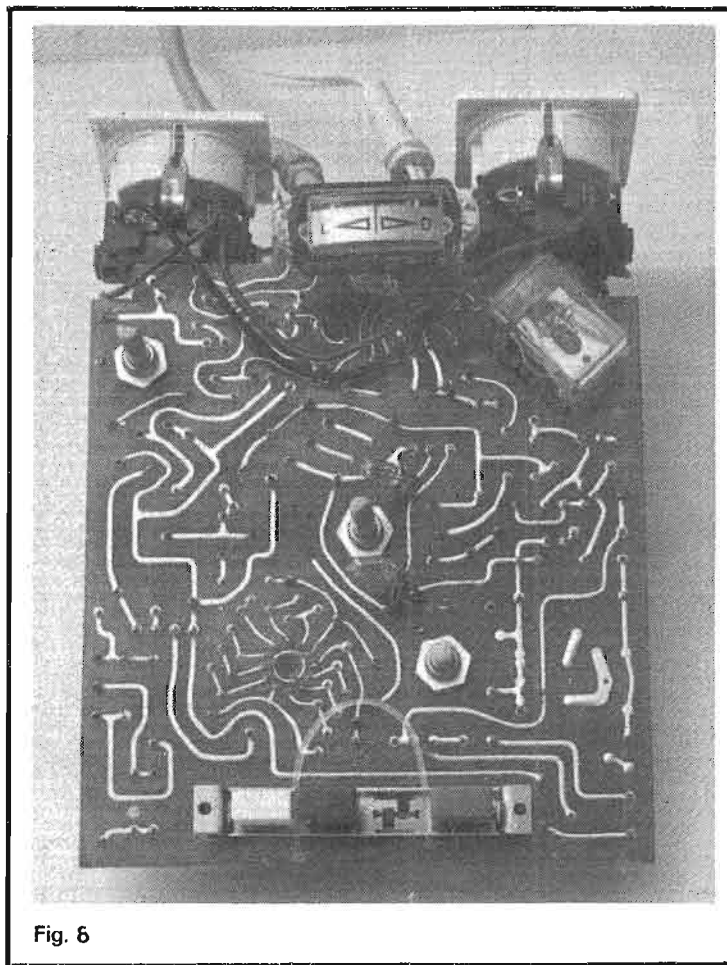


Fig. 6

supérieur. Comme on le voit sur le schéma de la figure 4, la tension destinée à charger le condensateur C4 est variable en fonction de la position du curseur de R4, ce qui permet d'assurer automatiquement la correction de sensibilité du papier en fonction de sa graduation.

La partie basse du circuit imprimé laisse apparaître le clavier de commutation et le fusible situé à sa droite.

Pour terminer, nous avons sorti le circuit imprimé du coffret. La figure 8 nous présente ce dernier côté cuivre, avec les différents éléments constitutifs. On peut ainsi facilement localiser le galvanomètre de mesure, le relais RE avec son capot, le commutateur rotatif, pour les dizaines de secondes dans le tiers bas gauche.

Et maintenant que vous savez tout sur le timer PDT 022 Philips, sortez votre agrandisseur, vos cuvettes et votre panier photo et bon travail pour tous.

B. PAGAT

PAS DE BARRIERE POUR RADIO VOLTAIRE

En Stock

TEXAS INSTRUMENTS
RTC COGECO
INTERNATIONAL RECTIFIER
GENERAL INSTRUMENT EUROPE
A. JAHNICHEN & C^{ie}

RADIO VOLTAIRE

Division Electronique Industrielle

150, 155, av. Ledru-Rollin - 75011 Paris
Tél. 357.50.11 + Telex 680952 F



Livré avec sacoche, courroie de portage, écouteur, alimentation secteur 220 V. (117 V sur demande) Piles - cassette d'essai

LE PREMIER MAGNETOPHONE MINIATURE A MONOCOMMANDE SYSTEME A GRAVITE BREVETE

MICROPHONE INTEGRE - REGLAGE AUTOMATIQUE DU NIVEAU D'ENREGISTREMENT - COMPTEUR DE REPERAGE - VU-METRE - ADAPTEUR POUR SECTEUR - PRISE POUR ECOUTEUR - DIMENSIONS 14x4x9 CM - POIDS 580 G SANS LES PILES.

✂ - Bon à découper - - - - -

NOM _____

Adresse _____

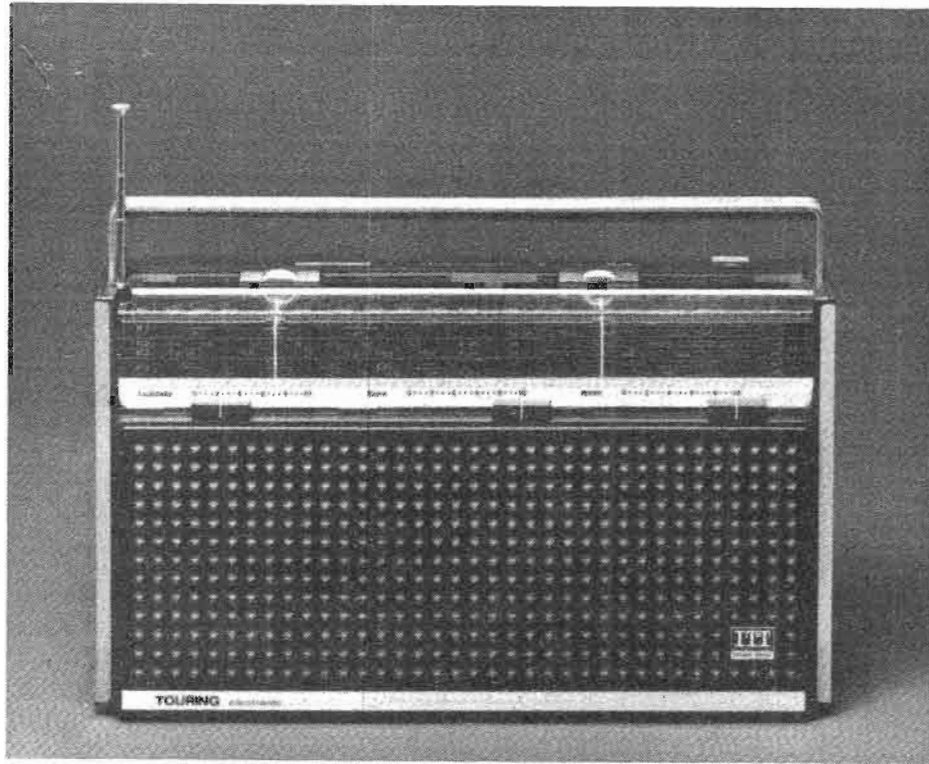
désire recevoir 1 documentation

SiMET

société internationale de matériel électronique et technique
26, rue Etienne Marcel 75002 PARIS Tél. 508.40.46 et 41.44

dema

LE RADIO ~ RECEPTEUR TOURING ELECTRONIC 105



ITT SCHAUB - LORENZ

LE radio-récepteur classique d'appartement, pour « ondes longues » et « petites ondes », en boîtier d'ébénisterie ou plastique, à modulation d'amplitude, avec quelquefois une ou deux gammes d'ondes courtes, et rarement disposé pour la réception des émissions à modulation de fréquence, complet et autonome, n'existe plus.

Il y a maintenant des tuners, constituant généralement les premiers éléments d'une chaîne sonore à haute fidélité, étudiés spécialement pour la réception des émissions en modulation de fréquence et stéréophoniques, avec, cependant la possibilité de capter plus ou moins bien les émissions monophoniques

A.M. les plus importantes en ondes longues et petites ondes, et qui peuvent même comporter une ou deux gammes « ondes courtes ».

Il y a, par ailleurs, des récepteurs portables à transistors, dits vulgairement « transistors » (en désignant la partie pour le tout !). Leurs poids et leurs dimensions sont très variables ; ils sont normalement monophoniques, de puissances sonores diverses. Les plus simples comportent seulement deux gammes d'ondes A.M. ; certains permettent la réception des émissions F.M. et même d'une ou deux gammes d'émissions en ondes courtes.

Très rares sont ceux qui permettent la réception des émissions provenant de postes lointains, surtout dans les

grandes villes, parce qu'ils manquent de sensibilité et surtout de sélectivité.

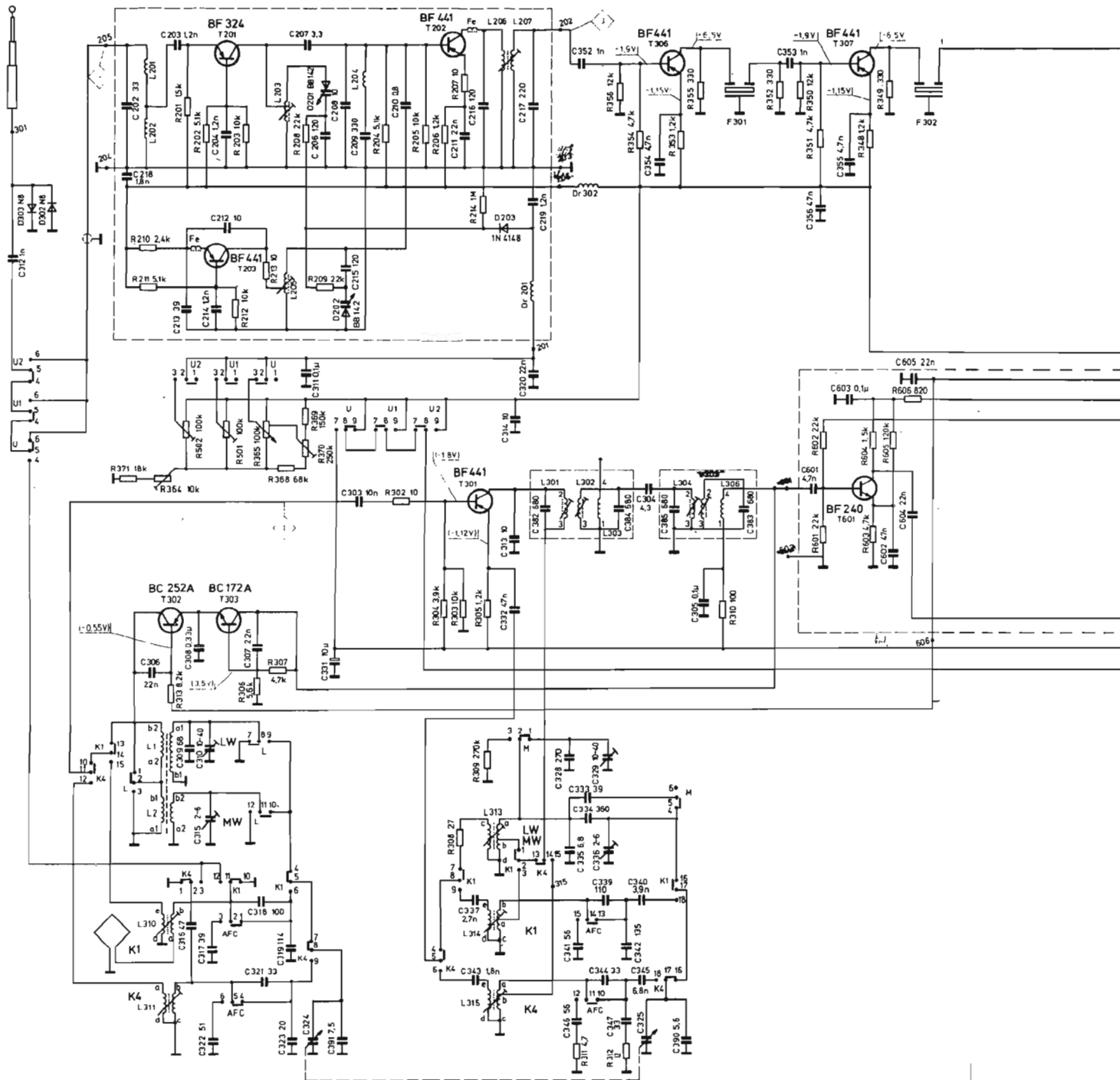
Beaucoup d'auditeurs de radio voudraient cependant avoir à leur disposition un appareil bien étudié, d'une part, pour obtenir une restitution fidèle des programmes en modulation de fréquence, et, d'autre part, pour leur permettre la capture d'une gamme d'émissions très étendues en petites ondes et ondes courtes dans de bonnes conditions de stabilité et de netteté, c'est-à-dire avec une sélectivité efficace.

Les conditions à remplir sont plus ou moins contradictoires et, en tout cas, très différentes, de sorte qu'il existait peu de modèles pouvant leur donner satisfaction.

Le récepteur original I.T.T. Schaub-Lorenz Touring Electronic 105, qui vient d'être réalisé, a été étudié dans le double but indiqué.

Les appareils de réception professionnels utilisent deux blocs de réception indépendants ; dans ce montage d'amateur, on adopte la même solution, mais sous une forme réduite, pratique et économique.

Cet appareil est, en effet, formé par la réunion en un seul ensemble d'un récepteur à large gamme, y compris les émissions de stations lointaines, et d'un récepteur pour émissions musicales de grande fidélité. Bien entendu, les montages d'alimentation, les étages d'amplification musicale et les haut-parleurs sont communs.



DISPOSITION GÉNÉRALE DE L'APPAREIL

Cet appareil est contenu dans un coffret portatif avec poignée pliante à la partie supérieure de 380 x 215 x 87 mm pesant 4 kg avec piles, avec deux haut-parleurs dis-

posés derrière la plaque frontale perforée (fig. 1).

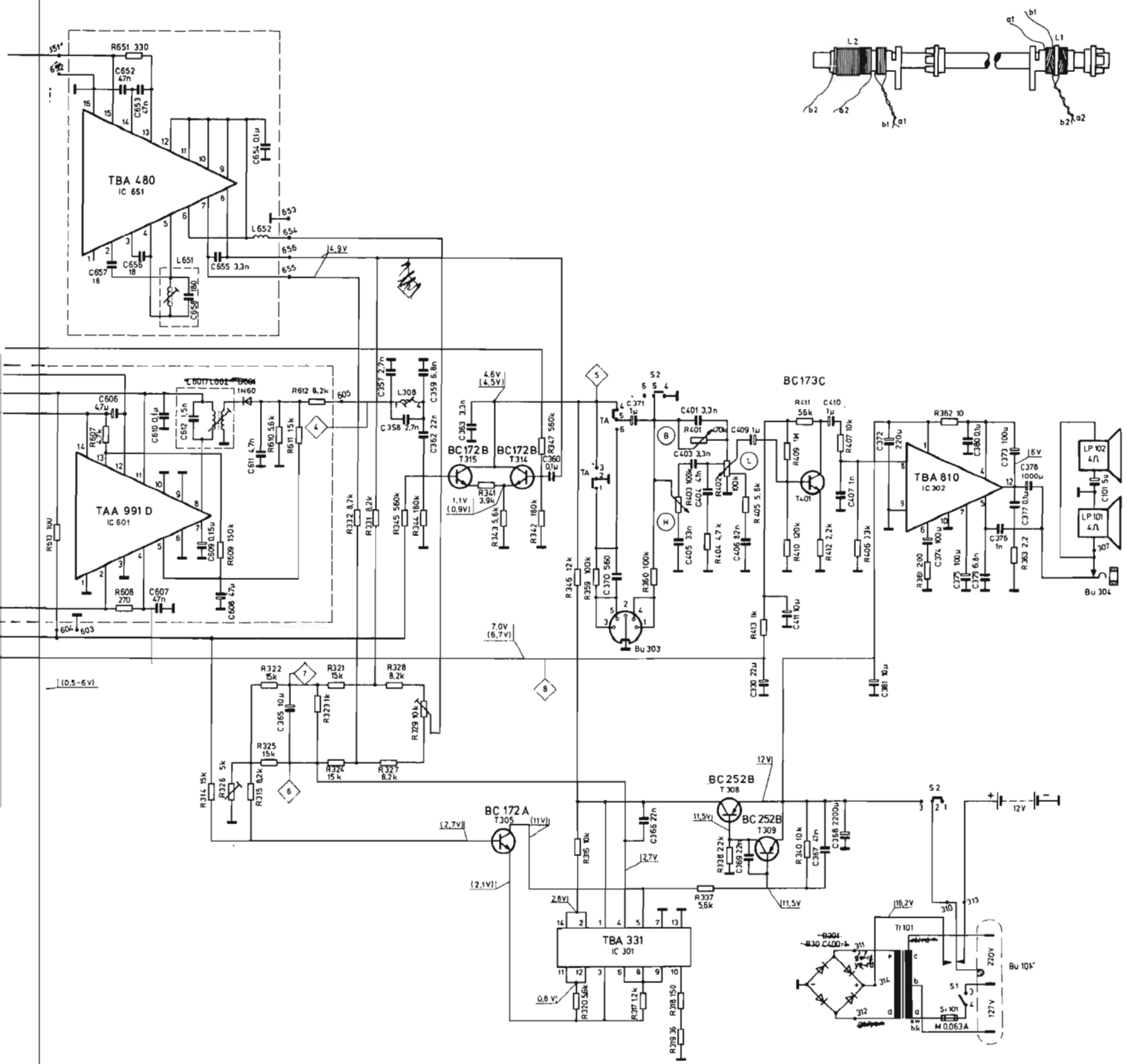
Le cadran de repère rectangulaire très étendu, occupe toute la largeur du boîtier à la partie supérieure. Il est divisé en deux parties : à droite, la graduation correspondant aux émissions en modulation de fréquence en ondes très courtes, à gauche, comme on le voit sur la pho-

tographie, la graduation correspondant aux émissions en modulation d'amplitude en ondes longues et petites ondes, et aux différentes gammes ondes courtes.

L'appareil comporte ainsi sept gammes : ondes, PO, GO, OC1, OC2, OC3, OC4, FM ; l'accord sur les différentes stations s'effectue par des systèmes de curseurs à molet-

tes dentées qui s'engrènent sur une crémaillère. Elles sont débrayables et servent de verniers.

Ces curseurs sont déplacés facilement avec le pouce ; les molettes peuvent être tournées sans difficulté avec une légère pression du pouce. Ce système séparé d'accord permet le réglage pour deux stations différentes, une fois le



règlage préalable effectué, et en enfonçant la touche de la gamme correspondante. On peut, en outre, accorder une fois pour toutes sur deux autres émissions choisies à l'avance, nous le verrons plus loin.

Pour faciliter l'accord sur les stations en modulation de fréquence, les cadrans sont pourvus de trois rangées de

barres de repère superposées prévues pour des groupes de programmes différents.

Sur le dessus du boîtier, se trouve une rangée de dix touches à poussoirs destinées à assurer la mise en marche, et l'arrêt, la mise en fonction des différentes gammes ; une touche supplémentaire permet d'utiliser les étages basse fréquence de l'appareil pour

l'amplification avec un magnétophone ou un photorécepteur.

Les huit piles d'alimentation de 1,5 volt et le bloc d'alimentation sur secteur sont disposés dans une cavité à la partie inférieure du boîtier.

A l'arrière du coffret, se trouvent trois prises d'entrée et de sortie : la première permet l'adaptation d'une fiche

d'alimentation sur secteur alternatif ; la deuxième est destinée à la liaison avec un magnétophone pour assurer l'enregistrement des émissions sur bandes magnétiques ou utiliser les étages basse fréquence du récepteur pour la lecture avec une platine magnétique.

Une troisième prise d'entrée, enfin, est destinée à

des écouteurs téléphoniques ou à un haut-parleur extérieur ; en enfonceant la fiche correspondante, les haut-parleurs intégrés ne sont plus en circuit.

A droite, enfin, de la face arrière, se trouvent deux boutons moletés ; en les tournant, on déplace des cadrans gradués sur lesquels apparaissent les différentes fréquences des émissions en ondes très courtes en modulation de fréquence. Ces deux boutons sont destinés à assurer des réglages d'accord à l'avance sur deux émissions déterminées, comme nous l'avons indiqué plus haut.

L'appareil ne comporte pas de prise d'antenne ou de terre. Il est simplement muni d'une antenne-cadre à noyau de ferrite s'étendant sur toute la longueur du boîtier pour les ondes longues et les petites ondes. Une antenne télescopique disposée à la partie supérieure et orientable, est destinée à la réception des ondes courtes et très courtes à modulation de fréquence.

LES DEUX RÉCEPTEURS ET LEURS CARACTÉRISTIQUES

Pour la réception des émissions des stations lointaines, il s'agit d'obtenir une sélectivité optimale, fonction de l'amplificateur de fréquence intermédiaire. Cette fréquence est de 460 kHz pour la réception des émissions en modulation d'amplitude. Le montage indiqué sur le schéma de la figure 2 comporte cinq circuits, un filtre de bande combiné pour le filtrage des émissions proches l'une de l'autre, en évitant ainsi les sifflements perçus lors de la recherche, spécialement des émissions en ondes courtes.

La commande automatique de volume (antifading) agissant sur trois étages, évite les variations de niveau sonore trop importantes pour les stations lointaines, spécialement en petites ondes, et qui ren-

dent l'audition désagréable, sinon impossible.

La gamme sur ondes longues s'étend de 2055 à 1091 mètres de longueur d'onde, soit de 146 à 275 KHz. La gamme en petites ondes s'étend de 588 à 187 mètres, soit de 510 à 1065 KHz.

La première des quatre gammes ondes courtes s'étend de 96,77 à 55,65 mètres, soit de 3,1 à 5,5 MHz.

La deuxième gamme s'étend de 52,17 à 47,62 mètres, soit de 5,75 à 6,63 MHz. C'est ce que l'on appelle la « bande des 49 mètres » ; on peut l'obtenir en appuyant sur deux touches combinées.

De même, la troisième gamme s'étend de 20,37 à 19,05 mètres, soit de 14,75 à 15,75 MHz ; c'est ce que l'on appelle « la bande des 19 mètres ». Enfin, la quatrième gamme s'étend de 43,48 à 16,48 mètres, soit de 6,9 à 18,2 MHz.

En raison de leurs possibilités particulières, les graduations des bandes de 49 et 19 mètres sont étalées sur toute la largeur du cadran de repère, ce qui permet un accord plus facile sur toutes les stations.

La bande des 49 mètres est appelée « Bande Europe », parce qu'un grand nombre de stations européennes émettent sur cette gamme, et les conditions de propagation des ondes correspondent aux distances inter-européennes. Lorsque le parcours de transmission est partiellement ou totalement dans l'obscurité, la réception des émissions de stations en dehors de l'Europe est bien souvent également possible.

La bande des émissions de 19 mètres est, de son côté, plus facile à recevoir à partir du lever du soleil, c'est-à-dire lorsque le parcours de transmission se trouve dans la lumière du jour.

Le récepteur en modulation de fréquence, de son côté, doit assurer une réception musi-

cale en haute fidélité, et, par suite, permettre d'obtenir une grande largeur de bande. Il reçoit les émissions FM de 3,42 à 2,85 mètres, soit de 87,5 à 104 MHz. Le bloc comporte, à cet effet, deux filtres en céramique d'un type nouveau et efficace, ce qui permet, à la fois, d'assurer la fidélité et la sélectivité.

N'oublions pas un contrôleur automatique de fréquence incorporé, ce qui assure la stabilité des réglages.

L'ensemble des montages électroniques comprend : 15 transistors, six ondes, quatre circuits intégrés.

LE MONTAGE BASSE FRÉQUENCE MUSICAL

L'amplificateur à fréquence musicale permet d'obtenir une puissance de sortie de 4 watts ; il actionne deux haut-parleurs, comme nous l'avons noté, ce qui est rare pour un appareil de cette catégorie. Le premier comporte un diffuseur circulaire de 5,7 cm de diamètre, le deuxième un diffuseur elliptique de 13,18 cm.

L'appareil comporte également un dispositif de réglage continu de la tonalité avec deux curseurs à déplacement horizontal sur des potentiomètres linéaires.

En déplaçant ces curseurs à fond de course vers la droite, on obtient la reproduction du spectre total des sons graves et aigus. On peut aussi réduire le bruit de fond, lors de la réception des stations lointaines, ou lorsqu'on veut atténuer le gratterment des surfaces de disques plus ou moins usés, en déplaçant le curseur des sons aigus plus ou moins vers la gauche.

LES RÉSULTATS OBTENUS

Cet appareil original offre évidemment des avantages

techniques et surtout des possibilités pratiques remarquables. Il permet d'obtenir rapidement la réception des programmes musicaux en modulation de fréquence dans les meilleures conditions, et même d'une manière automatique immédiate de deux stations particulières. L'enregistrement sur bande au moyen d'un magnétophone est très facile.

Le montage remplace ainsi un tuner, sans, cependant, la possibilité de capter les émissions stéréophoniques. La réception des émissions habituelles sur grandes ondes et petites ondes n'est pas moins facile ; on obtient aisément à Paris, les émissions en petites ondes des capitales européennes sans risque d'interférence, ce qui est bien souvent difficile avec un appareil ordinaire.

Enfin, les possibilités des ondes courtes peuvent faire espérer à l'auditeur curieux l'écoute des nouvelles mondiales. Après une œuvre folklorique inspirée de la révolution culturelle captée en s'accordant sur Radio-Pekin, il peut ainsi passer en modulation de fréquence et retrouver un programme de Brahms ou de Debussy, sinon de Rock and Roll suivant ses goûts artistiques. Tout cela est possible, en fait, pour un prix d'achat assez modique, qui ne dépasse pas celui d'un appareil classique de même catégorie.

Une petite critique de détail de caractère pratique cependant ; le cadran d'accord très étendu porte de nombreuses graduations très précises imprimées sur une plaque de plastique transparent. Les indications de ce cadran non éclairé sont plus ou moins facilement visibles en lumière atténuée. Ne serait-il pas possible de prévoir un éclairage intérieur avec de petites ampoules mises seulement en action, bien entendu, aux instants utiles, au moyen d'un bouton-poussoir, pour économiser les piles ?

P.H.

LA TABLE DE LECTURE

AKAI AP 001



CETTE table de lecture est l'un des modèles de la nouvelle génération. Nouvelle génération, cela veut surtout dire nouvelle ligne. Cette table de lecture a en effet reçu un nouveau dessin. Le bois, même faux, a disparu pour faire place à un châssis en matière plastique moulée imitant à merveille un alliage d'aluminium sablé ! Les Japonais nous étonneront toujours sur la présentation.

CARACTERISTIQUES

Plateau : Diamètre 300 mm ; poids 1,1 kg ; aluminium moulé.
Moteur : 4 pôles synchrone.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn.
Pleurage et scintillement : < 0,09 %.
Signal/Bruit : > 47 dB.
Longueur de bras : 220 mm.
Echelle de pression : 0 à 4 grammes.
Poids de cellule admis : 4 à 15 grammes.
Relève bras : hydraulique.
Poids de coquille : 8,7 grammes.
Cellule : Audio Technica A 10.

Pointe de lecture : 0,7 mil diamant sphérique.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz.
Niveau de sortie : 4 mV (1 kHz, 50 mm/s).
Séparation : 20 dB (1 kHz).
Pression requise : 3 grammes.
Impédance requise : 47 à 100 k Ω .
Poids : 5,5 grammes.
Consommation : 14 W.
Poids : 5,8 kg.
Dimensions : 445 x 350 x 140.

PRESENTATION

Socle relativement haut, mais plateau encastré, c'est le choix esthétique qu'a pris ici Akai. La face supérieure du plateau dépasse en effet de moins d'un centimètre de la surface du châssis. Une cuvette a dû être aménagée pour recevoir le bras de lecture. Cette table de lecture est manuelle, elle dispose d'un lève-bras à commande indirecte et d'un arrêt automatique en fin de course. Pourtant, cette platine, avec son sélecteur 17, 25, 30 cm a des allures de platine automatique. Ici, ce n'est pas la pose qui est auto-

matique, c'est l'arrêt, et comme les diamètres de spires finales des disques 17 cm ou 25 et 30 sont différents, le constructeur offre le choix du diamètre de la spire finale, les disques 45 t/mn ne seront donc pas brusquement interrompus avant leur fin, ce qui pouvait être le cas sur les appareils à changeur mal réglés et pour lesquels il a fallu adopter un compromis. Ce commutateur sert également à la mise en route du moteur du tourne-disque. Le changement de vitesse est placé à gauche, il est commandé par deux touches anodisées noires décorées d'un point vert. Donc, pas de vitesse 78 t/mn.

DESCRIPTION TECHNIQUE

Le plateau est moulé dans un alliage zinc/aluminium type Zamack. Il ne porte pas de trace d'équilibrage, sur ce plateau, on note la présence de trois pointes en creux venues de moulage, ces pointes servent vraisemblablement à centrer le plateau au moment de l'usinage, avec une préci-

sion meilleure qu'auparavant, pourtant, il reste encore un léger balourd à ce plateau, sans importance compte-tenu de la faible vitesse de rotation du plateau.

Le plateau est pourvu en son centre d'un trou conique qui s'encastre dans l'axe solide du châssis. Quatre trous s'ouvrent à la surface du plateau, deux servent à enlever le plateau de son axe, les deux autres, disposés à la périphérie de ce plateau permettent de mettre la courroie en place. Le métal du plateau est évidemment recouvert d'un tapis de caoutchouc, qui protégera les disques. Ce plateau est rainuré aux diamètres des disques pour permettre de les saisir facilement.

Le moteur est du type synchrone, ou tétra bi-polaire. Il tourne donc à grande vitesse et porte une poulie à deux gradins de petit diamètre. Ce moteur est un moteur basse tension, il est alimenté par un système électronique à transistor, ces transistors servant uniquement d'interrupteur. Leur gain est utilisé pour réduire la valeur du courant

dans l'interrupteur de fin de course, interrupteur du type à lame souple à commande magnétique. Le transistor est installé dans une diagonale d'un pont redresseur, collecteur vers la sortie positive du pont, émetteur côté négatif, le moteur est monté en série dans l'autre diagonale du pont. Lorsque le transistor sera saturé, via l'interrupteur à lame, il permettra le passage d'un courant alternatif au travers du moteur d'entraînement.

Un transformateur d'alimentation permet d'adapter la tension du secteur à celle du moteur, le sélecteur de tension est dissimulé sous le plateau.

Le socle de la table de lecture est en deux parties, l'une est fixe, elle est équipée de quatre pieds en feutre qui éviteront de rayer les meubles sur lesquels pourront être posé la platine. La seconde partie de cette platine est suspendue, ce n'est pas une contre-platine mais l'ensemble du châssis qui est souple, ainsi, lorsqu'il faudra agir sur le lève bras, il faudra le faire avec la plus grande prudence, pour éviter de faire dérailler la pointe du sillon. Le plateau, le bras sont en effet solidaires de ce châssis, ainsi que le couvercle et les boutons de commande.

Le transformateur d'alimentation et le moteur sont tous deux suspendus doucement, si bien que pour mettre la table de lecture en service il faut enlever environ sept vis heureusement bien repérées et pas trop bloquées.

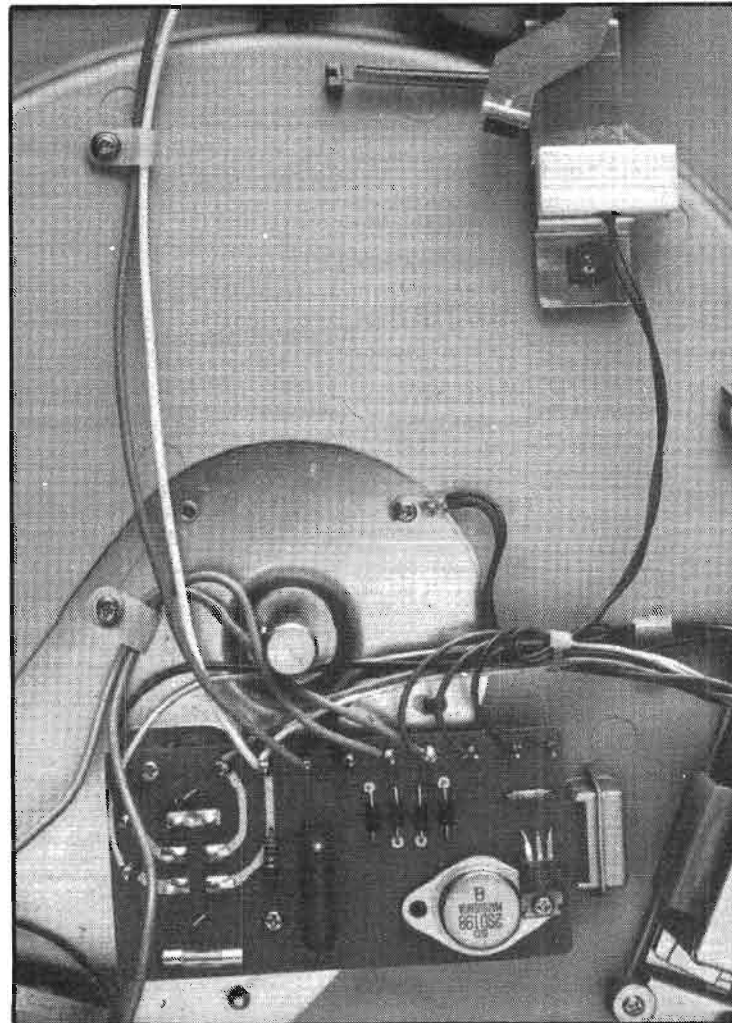
Autre inconvénient de ce type de suspension, il est conseillé de ne pas rabattre le couvercle sur la platine une fois que le disque est en cours de lecture, bien que ce couvercle se manœuvre sans difficulté.

Le bras a une forme en S, il est peu différent des autres bras japonais qui offrent entre eux un certain nombre de ressemblances, il y a peu de constructeurs de bras au Japon, chaque constructeur utilise une variante des autres. Ce

bras est pourvu d'un contre-poids d'équilibrage latéral qui pourvoira aux défauts d'horizontalité du socle. Le système antiskating est à contrepoids, monté sur un levier articulé. Lorsque le bras se rapproche du centre, le contrepoids se lève, la gravité tend à ramener le bras vers l'arrière. Ce système permet en principe d'avoir une compensation variable en fonction de la position du bras par rapport au disque, possibilité qui a ici été exploitée. Les articulations se font sur billes, sur roulements à cuvette réglables. Très bonne précision dans la fabrication et absence quasi totale de jeu. Le contrepoids sert d'abord à faire l'équilibre, ensuite, son vernier permettra d'ajuster la force d'appui. Lève-bras classique, amorti par système à la graisse silicone fonctionnant par viscosité. Le repose-bras dispose d'un système de blocage efficace.

Le bras se termine par une coquille porte-cellule équipée d'une cellule Audio technica AT11, cette cellule utilise le principe des deux aimants perpendiculaires (en V). Le tube porte-pointe est cylindrique, le diamant est collé en bout de levier. Le porte cellule peut recevoir tout autre type de cellule, ses deux fentes de fixation sont espacées du demi-pouce international.

L'axe du bras est solidaire d'une pièce métallique terminée par un aimant en ferrite, cet aimant se promène suivant un arc de cercle, il passe devant un interrupteur à lame dont on peut percevoir le bruit du fonctionnement en déplaçant le bras. Comme nous l'avons vu, on peut déplacer la position de l'interrupteur de quelques millimètres pour éliminer le compromis adopté par les autres constructeurs de table de lecture à arrêt automatique.



UTILISATION MESURES

La platine Akai AP 001 est une platine parmi tant d'autres, elle plaira par son esthétique, sa simplicité également que seul vient troubler le gadget que constitue la sélection du diamètre du disque dans une table de lecture qui n'est pas automatique.

Elle a reçu une finition parfaite, dans le moindre détail. On appréciera sur cette platine le raccordement à l'ampli par cordon amovible, cette platine est en effet équipée d'un connecteur cinch pour la sortie du signal de la cellule. On pourra donc lui raccorder un appareil au normes DIN pourvu que l'on dispose d'un cordon DIN/Cinch.

Le rapport signal/bruit est très bon : 39 dB en mesure non pondérée, 42 avec une bande passante limitée à 20 Hz et 61 dB en mesure pondérée.

La vitesse de défilement est un peu supérieure à celle théorique, le 1 000 Hz du disque test passe à 1013 Hz, 1008 en ajoutant un bras dépoussiéreur.

La tête de lecture a un équipement mobile très souple qui permet de lire 80 μm à 400 Hz pour une force d'appui de 1 g. La bande passante du phono-captur tient dans une bande de ± 3 dB de 30 Hz à 18 000 Hz.

CONCLUSION

Cette platine est tout de même un peu sensible aux vibrations externes et en particulier aux faux mouvements que l'utilisateur risque de faire, c'est le principe même de la suspension qui est en cause, suspension non tempérée par la masse du châssis ici en matière plastique moulée donc légère. C'est le seul reproche que nous ayons trouvé. Autrement, les autres performances sont très bonnes, aussi bien celles de la tête de lecture que celle de la platine elle-même. ■

L'AMPLIFICATEUR



SCOTT A426

L'AMPLIFICATEUR A 426 fait partie d'une nouvelle famille sortie il y a quelques mois. Trois amplificateurs dans cette série : le 416 avec une puissance de sortie de deux fois 18 W, le 426 avec deux fois 28 W et le 436, le plus imposant de la gamme avec deux fois 42 W. Le dernier de la gamme se veut presque professionnel avec ses deux poignées genre Rack qui bordent sa façade. Les 416 et 426 ont des ambitions moindres et ont une tenue plus classique.

CARACTÉRISTIQUES

Puissance de sortie continue les deux canaux en fonctionnement : 2 x 32 W sur 8 Ω à 1 kHz, 2 x 40 W sur 4 Ω .

Bande passante : à 28 W 40 à 20 000 Hz ; à 25 W 20 à 20 000 Hz.

Bande passante globale 15 à 35 000 Hz \pm 2 dB.

Distorsion par intermodulation : 0,2 %.

Distorsion à la puissance nominale : 0,3 %.

Rapport signal/bruit : phono 65 dB ; auxiliaire 80 dB.

Sensibilité : phono 2,5 mV ; microphone 10 mV ; auxiliaire 200 mV ; tuner 200 mV.

Impédance de charge : de 4 à 16 Ω .

Tension d'alimentation : 100, 120, 240 V/50/60 Hz.

Dimensions : 400 x 142 x 325 mm.

Poids : 9,2 kg.

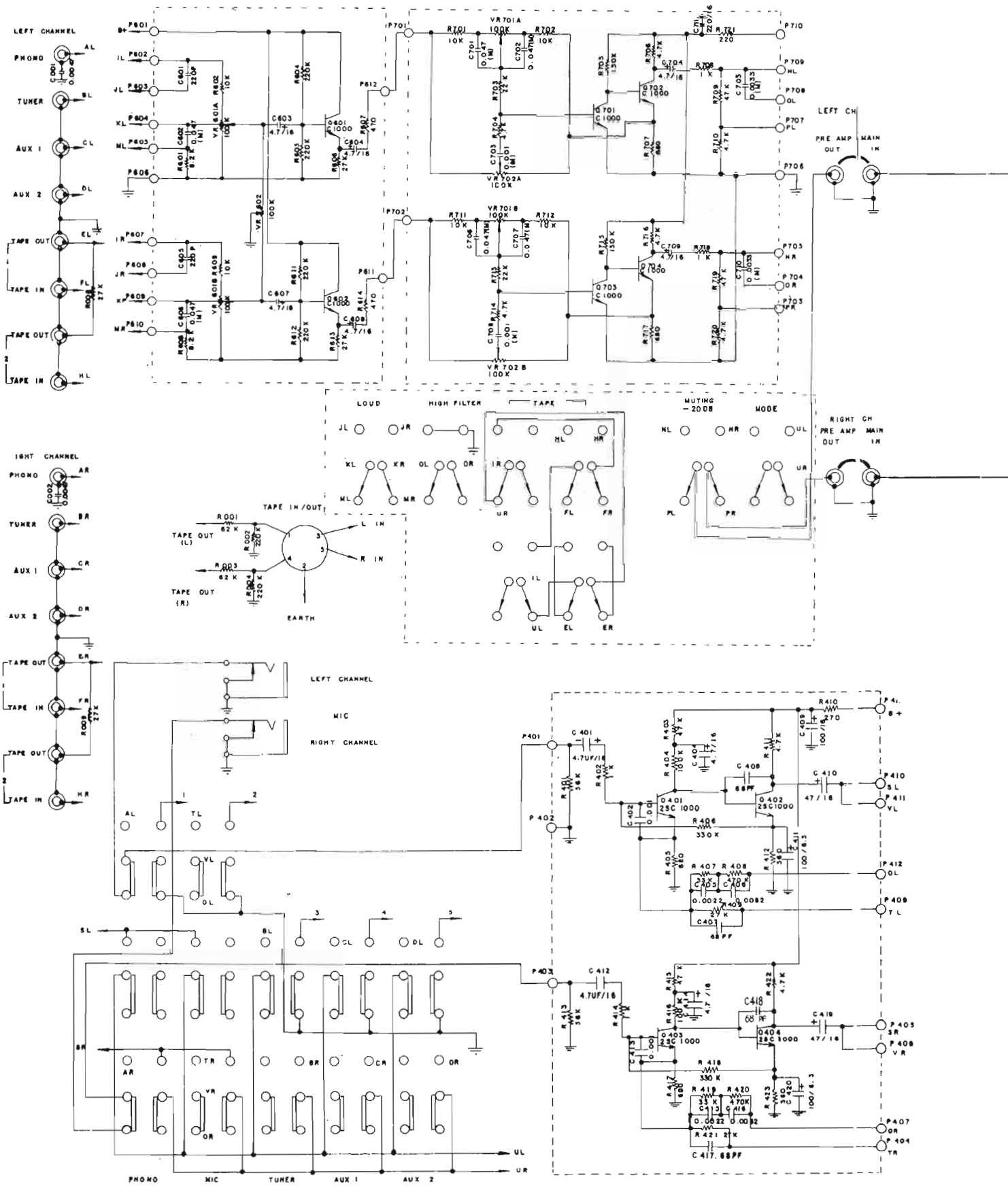
PRESENTATION

Tous les types de commutateurs se retrouvent sur la façade anodisée du 426, sauf

les vrais rotatifs. Sur la gauche, une série de poussoirs interconnectés mécaniquement. Ce sont les sélecteurs de fonction. Deux entrées auxiliaires, une entrée tuner, une phono RIAA et enfin une entrée micro. Des lampes s'allument à la gauche de cette rangée de touches pour signaler à distance ou dans l'obscurité celle qui est enfoncée. Ces lampes font très joli mais ne servent pas à grand'chose, d'autant plus que le constructeur a prévu un autre voyant qui signale la présence d'une tension aux bornes de l'un des secondaires du transformateur d'alimentation. En réalité, cette série de voyants est branchée sur l'alimentation de puissance des amplis et peut donc rassurer quelque peu l'utilisateur qui n'entendrait aucun son sortir de ses enceintes.

Les potentiomètres de

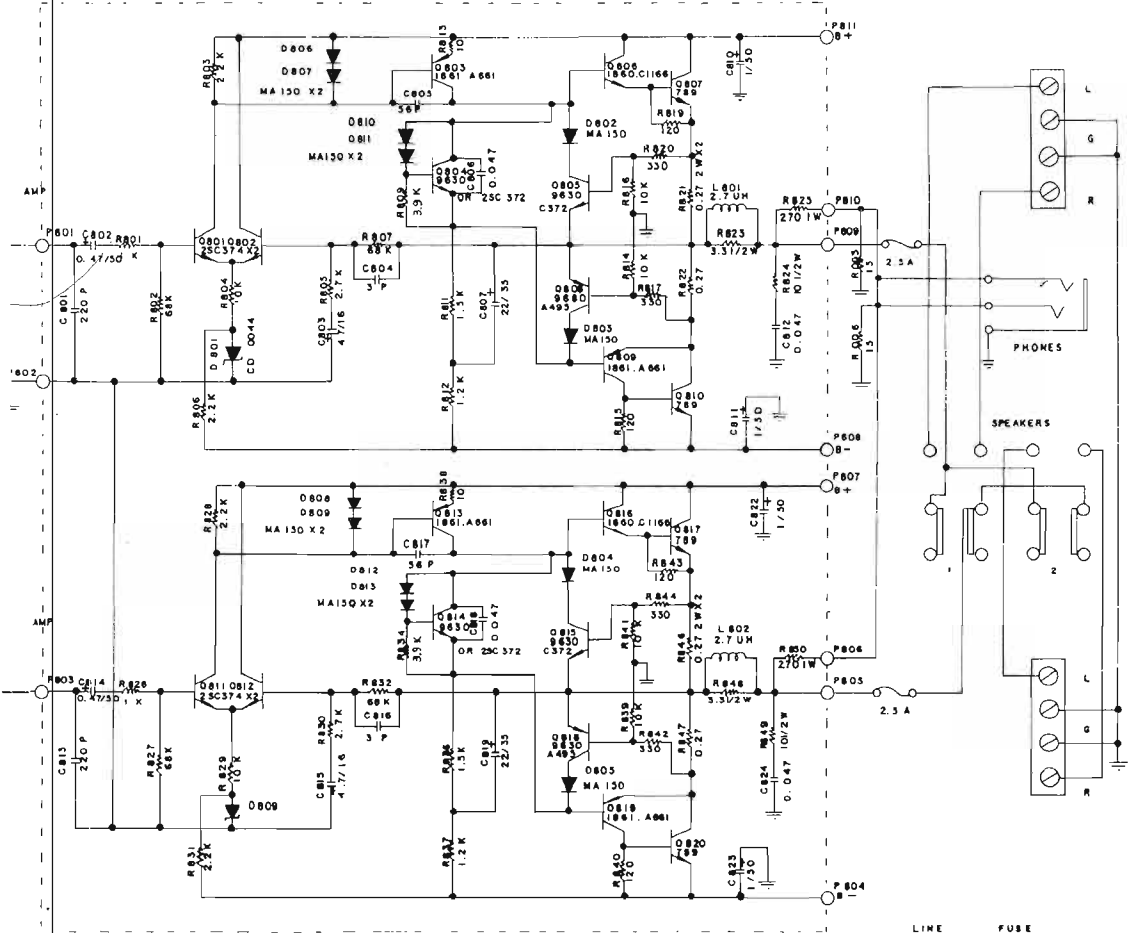
réglage de timbre sont linéaires; le constructeur n'a pas séparé les commandes de chaque voie, ce qu'il ne fait que pour le plus gros modèle de la gamme. Il a adopté ici des faux commutateurs, c'est-à-dire des potentiomètres électriquement normaux mais pourvus d'un encliquetage mécanique trompeur. Seule la présence d'un crantage central est justifiée, elle permet de retrouver instantanément le réglage linéaire du correcteur de timbre. Le potentiomètre de volume est lui aussi muni de crans, une quarantaine au total, la manipulation est très agréable. Pour le réglage de balance, on ne retrouve qu'un seul cran, au centre. Diverses fonctions auxiliaires comme le mode, les filtres, le muting, le monitoring (2 magnétophones) sont confiées à des commutateurs à levier, levier d'une grande taille facilitant



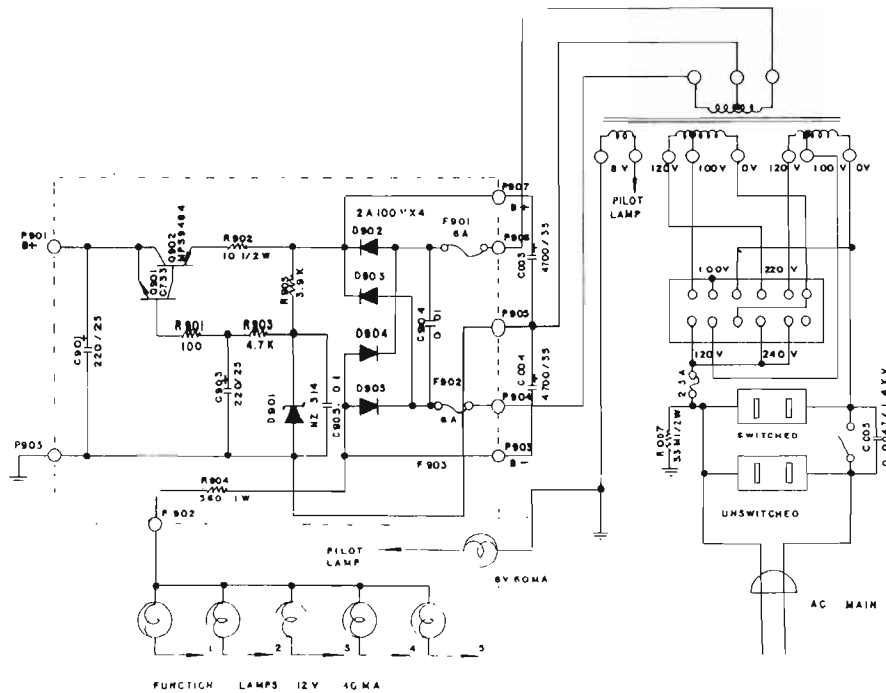
leur manœuvre. Les micros se raccordent par la façade, solution évidemment la meilleure, il en est de même pour le casque. Trois dernières touches enfin : deux pour le choix des enceintes, une pour la mise en route de l'A 426.

La face arrière est remplie de prises, c'est normal, elles sont aux normes américaines à l'exception d'une DIN pour magnétophone. Comme tous les fabricants de magnétophone équipent leur magnéto-cassette d'une prise DIN, celle de l'amplificateur aura un emploi tout trouvé. Le raccordement des enceintes est facilité par la présence de bornes à fixation rapide. De part et d'autre de ces borniers, deux portes fusibles protégeant les enceintes contre une surcharge. Dernière particularité intéressante, le cordon secteur est amovible, ce qui constitue la solution la plus pratique pour résoudre les problèmes de ségrégation imputables aux divers standards internationaux.

Pour réunir ces deux façades : un coffret de tôle d'acier, peint en noir et muni d'ouïe d'aération.



LINE FUSE
 * AC 100/120 V 2.5 A SLO-BLO
 AC 220/240 V 1.25 A SLO-BLO



FUNCTION LAMPS 12V 4G MA

ETUDE TECHNIQUE

L'alimentation peut être assurée à partir de diverses tensions d'alimentation, reflet de la vocation internationale du constructeur. Un répartiteur permet de combiner les primaires entre eux pour réaliser cette fonction. On notera une mise au secteur, par l'intermédiaire d'une résistance de 3,3 M Ω du châssis de l'appareil. Deux prises au standard américain permettent de brancher deux autres appareils, l'un directement sur le secteur, l'autre étant alimenté au travers de l'interrupteur de mise en marche du 426. Un fusible de 2,5 A assure une protection du transformateur. Un secondaire auxiliaire, tout seul, per-

met d'alimenter le voyant de contrôle. Le secondaire principal est à point milieu, les redresseurs permettent d'obtenir deux tensions symétriques, l'une positive, l'autre négative afin d'alimenter un étage de puissance sans condensateur de sortie. Le filtrage est ici assuré par deux condensateurs de $4\,700\ \mu\text{F}$. Nous retrouvons ici encore deux fusibles de 6 A, en série avec les enroulements du transformateur d'alimentation. Une alimentation stabilisée par diode zener et émetteur suiveur délivre une tension à la fois régulée et filtrée pour les fonctions auxiliaires.

Les deux amplificateurs de puissance sont identiques, ils sont du type à structure quasi-complémentaire sans condensateur de sortie. L'étage d'entrée est du type différentiel. Une protection électronique est assurée par les transistors Q 805 et 806 qui détectent les excès de courant dans les résistances d'émetteur R 821, R 822. Le transistor Q 804 et les diodes D 810 et D 811 assurent la stabilisation thermique du courant de repos des transistors de sortie. Le condensateur C 807 est utilisé en bootstrap suivant une

formule connue. Les deux diodes D 806 et 807 servent à limiter la tension d'attaque du transistor Q 803.

Préamplificateur et amplificateur peuvent être complètement séparés, par l'intermédiaire d'un strap amovible installé sur la face arrière (un par canal). Cette particularité permet d'installer par exemple un décodeur téraphonique ou encore d'utiliser cet amplificateur dans un ensemble de multi-amplification grâce à l'insertion d'un filtre séparateur électronique.

La touche de muting est installée immédiatement devant l'amplificateur de puissance. Cette place est la meilleure, elle permet par exemple d'assurer une écoute au casque à bas niveau avec un rapport signal/bruit intéressant (la formule idéale serait de placer cet atténuateur immédiatement devant les enceintes ce qui évidemment n'est pas possible pour des raisons de puissance).

Le schéma que nous avons entre les mains n'est pas très pratique, il comporte quelques erreurs et représente en fait les interconnexions des modules et des commutateurs, il faut se reporter d'un sous-

ensemble à un autre en faisant attention aux repères pour retrouver le chemin du signal. La fonction de muting est assurée en prenant le signal sur un diviseur potentiométrique R 709/710. Le filtre passe-bas est réduit à sa plus simple expression, il s'agit simplement d'un condensateur de $3\,300\ \mu\text{F}$, C 705 que l'on met à la masse par l'intermédiaire du commutateur High Filter. Il assure une coupure de 6 dB par octave avec une fréquence de coupure de 10 000 Hz.

Le correcteur de timbre est un modèle à contre réaction. Sa structure est simple et ses deux potentiomètres sont linéaires. Il est attaqué à basse impédance par le transistor Q 601 qui est monté en collecteur commun. Le réglage de l'équilibre des voies se fait en augmentant plus ou moins la charge des potentiomètres de volume. Le correcteur physiologique utilise les prises intermédiaires du potentiomètre de niveau, en position linéaire, la résistance de $8,2\ \text{k}\Omega$, R 601 est en parallèle sur la partie inférieure du potentiomètre de volume tandis que le condensateur C 602 est court-circuité. En service, le conden-

sateur C 601 est relié au point milieu du potentiomètre de niveau tandis que C 602 n'est plus en court-circuit.

Les préamplificateurs RIAA sont également utilisés pour la préamplification micro, à cet effet, le correcteur dispose de deux boucles de contre-réaction commutables.

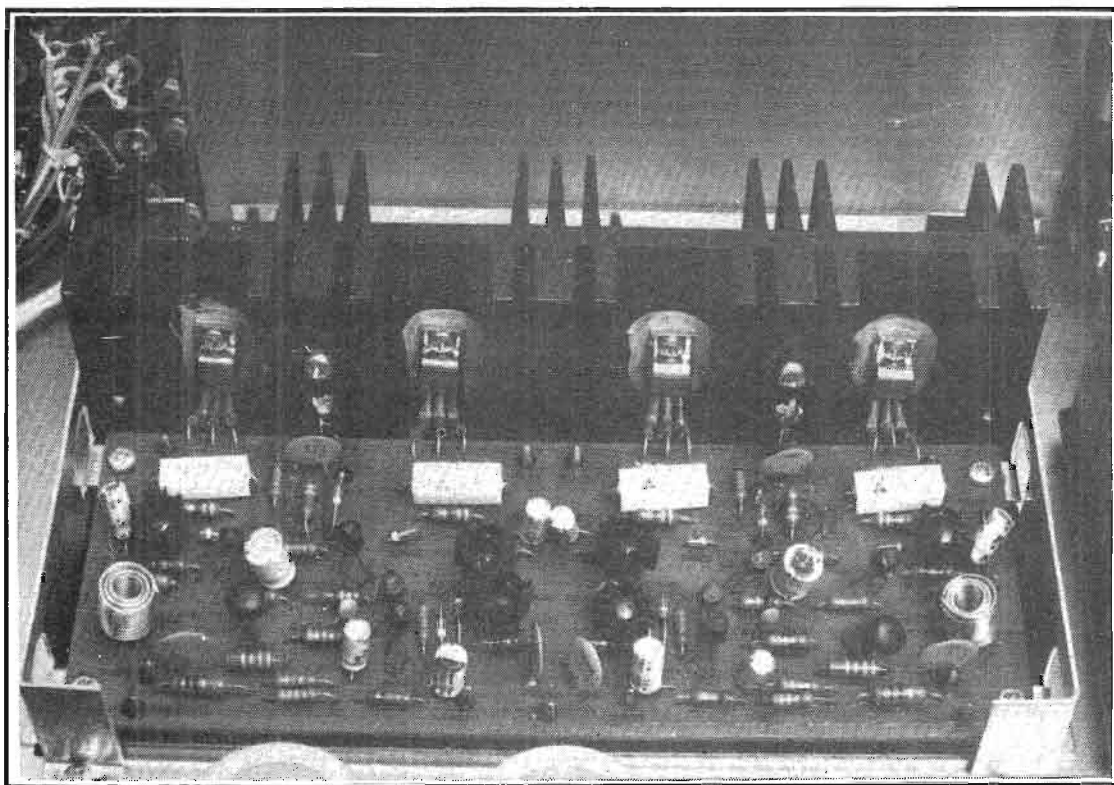
On reconnaît, dans ces deux préamplificateurs des transistors à faible bruit 2 SC1000. La contre-réaction est prise sur l'émetteur du premier transistor (résistance de $680\ \Omega$). Une résistance de $56\ \text{k}\Omega$ à l'entrée du préamplificateur adapte l'impédance d'entrée du montage aux phono-capteurs.

FABRICATION

C'est une fabrication classique que celle de ce 426, on retrouve chez cette marque américaine les principes de construction extrême orientale : divers circuits imprimés réunis par des torons de câble, blindés suivant les besoins. Les circuits imprimés sont en stratifié baké, ils portent le repérage des composants ainsi que le dessin du circuit imprimé côté composants. Le radiateur porte les transistors de puissance, sa surface est en rapport avec la puissance de l'amplificateur. Le transformateur d'alimentation est pourvu d'une ceinture de cuivre limitant les rayonnements externes. Le double châssis permet de dissimuler une partie du câblage ; ce qui confère à l'appareil un aspect extrêmement net, dès que les quatre vis du capot ont été enlevées.

MESURES

La puissance de sortie de cet amplificateur est de deux fois $28,8\ \text{W}$ sur une charge de $8\ \Omega$, les deux canaux étant chargés et à la fréquence de 1 000 Hz. Sur une charge de $4\ \Omega$, ce qui se passe lorsque



deux paires d'enceintes sont raccordées à cet amplificateur, la puissance est de 16,6 W. Les valeurs de puissance sont données à la limite de l'écrêtage. Un seul canal en service et à cette même fréquence, la puissance passe à 36 et 43,5 W respectivement sur 8 et 4 Ω , cette valeur de puissance est celle que l'on pourra tirer de l'amplificateur lorsque la puissance moyenne de l'amplificateur sera faible (ce qui arrive pratiquement tout le temps lorsque l'ampli traite un signal musical).

A la limite de l'écrêtage, le taux de distorsion à 1 000 Hz est de 0,07 % valeur excellente ; 3 dB au-dessous de cette puissance, le taux de distorsion harmonique passe de 0,04 %, valeur elle aussi excellente. De chaque côté de la bande passante, le taux de distorsion augmente sensiblement, à 20 Hz, il est de 0,1 %, que ce soit à la puissance maximale (24 W) ou à cette puissance moins 3 dB. A 10 000 Hz, le taux de distorsion à pleine puissance est de 0,12 %, il descend à 0,07 % pour une puissance inférieure de 3 dB.

Le taux de distorsion par intermodulation est de 0,03 % à la puissance maximale (limite de l'écrêtage, pour des fréquences de 50 Hz et 6 000 Hz mélangées dans un rapport de 4 à 1,3 dB au-dessous de cette puissance, ce taux de distorsion passe à 0,1 %.

La bande passante est une mesure qui exige une explication. Elle se mesure à - 3 dB, le préamplificateur étant en position linéaire. Les amplificateurs à transistors ont une bande passante qui change avec la puissance de sortie de l'amplificateur. Aux fréquences basses, l'alimentation a du mal à fournir une énergie suffisante lorsque la fréquence du signal se rapproche ou devient inférieure à la fréquence du secteur. Aux fréquences hautes, ce sont les transistors qui se saturent.

La bande passante que nous considérons ici est mesurée en

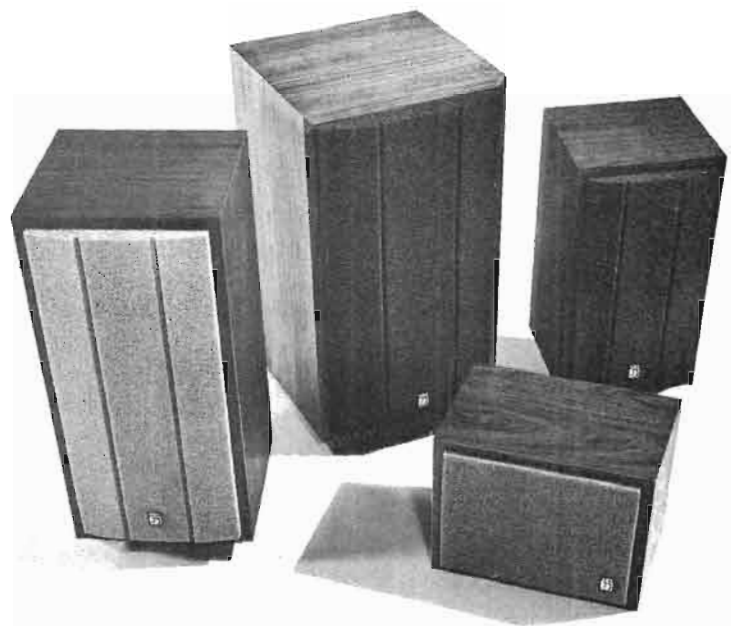
prenant comme référence de niveau celui mesuré à 1 000 Hz. Un contrôle à l'oscilloscope permet de détecter le moment où l'alimentation donne des signes de faiblesse. A ce moment, il faut réduire le niveau d'excitation de l'amplificateur. Avec le 426, la limitation du niveau se fait automatiquement par le biais des constantes de temps des circuits de liaison. La bande passante à - 3 dB, ou si vous préférez à $\pm 1,5$ dB est de 9 Hz à 44 kHz.

Autre élément modifiant la bande passante de l'amplificateur : le filtre passe-bas. Sa fréquence de coupure est de 10 kHz. Son efficacité est donc modeste.

Le rapport signal sur bruit est bon : il est de 66,7 dB en mesure non pondérée sur l'entrée phono, il est de 73 dB, toujours en mesure non pondérée sur l'entrée haut niveau. Le niveau de saturation du préamplificateur phono est de 64 mV à 1 000 Hz. La mesure du rapport signal/bruit de l'entrée phono se fait en fermant l'entrée sur une résistance de 600 Ω et en ramenant, par le potentiomètre de volume la sensibilité de l'amplificateur à 5 mV, 5 mV étant la sensibilité minimale exigée par la norme DIN.

CONCLUSION

L'amplificateur A 426 est digne d'entrer dans la famille Scott, famille constituée d'appareils classiques, aux bonnes performances, des appareils qui ne font pas tapage à l'œil mais dont les performances sont tenues. Puissance confortable pour une utilisation domestique dans une grande pièce, ou encore avec des enceintes au rendement relativement faible.



Avec la compensation dynamique sonore les enceintes B-I-C VENTURI sont en accord avec les sons

Avec le circuit de compensation dynamique sonore dont elles sont équipées, les enceintes BIC VENTURI ajustent automatiquement les rapports entre leurs haut-parleurs basses, médiums et aigus. De sorte que si le volume de l'amplificateur change, la réponse du haut-parleur varie pour fournir une réponse auditive uniforme.

Quant à la sensibilité des haut-parleurs BIC VENTURI, son niveau très élevé leur permet d'être utilisés avec des amplificateurs dont la puissance peut être aussi basse que 15 watts RMS par canal. Selon les modèles, les BIC VENTURI sont jusqu'à 5 fois plus efficaces que les haut-parleurs dits "à suspension acoustique". En puissance de pointe ils peuvent accepter jusqu'à 250 watts par canal.

Très sensibles, pouvant accepter des puissances très élevées, dotées d'une dynamique sonore très étendue... Les enceintes BIC VENTURI satisfont les écoutes les plus critiques car elles sont véritablement en accord avec les sons. Au point de vous permettre désormais d'entendre toute la musique, intégralement.



INFO PRODUCTIONS.

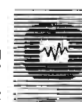
DEMANDE DE DOCUMENTATION B-I-C VENTURI

à adresser à CINECO - 72, Champs-Élysées, Paris-8e

NOM _____

ADRESSE _____

H.P. 12



Importateur exclusif.

CINECO

72, Champs-Élysées - PARIS 8^e

Téléphone : 225-11-94

L'amplificateur



SUPERSCOPE A 2415

DEVANT les monstres aux puissances colossales, l'amplificateur A 2415 de Superscope peut paraître ridicule. Dans les temps anciens de la HIFI, un amplificateur de 2 fois 10 W était vraiment considéré comme un amplificateur, aujourd'hui, une trentaine de watts paraît un minimum, il faut dire que les constructeurs d'enceintes utilisaient alors de vrais circuits magnétiques au rendement élevé ce qui n'est plus le cas aujourd'hui. 10 W, c'est pourtant suffisant, à condition de disposer d'une enceinte acoustique à bon ren-

dement, il en reste encore sur le marché. L'avantage de cet amplificateur est sa taille, plus réduite que celle de beaucoup de ses homologues. Parallèlement à la puissance, (il faudra un jour faire un rapport puissance/nombre de boutons) le nombre de possibilités a été comprimé. On peut encore mettre les deux paires d'enceintes, mais elles ne fonctionneront qu'alternativement, il y a quand même la fonction monitoring, elle est pratique et évite d'utiliser un commutateur de fonction à quatre positions, il y a une touche de correction physiologi-

que, intéressante, un réglage de balance, indispensable pour les installations dans des locaux biscornus, un potentiomètre de niveau (sans commentaires) et enfin deux boutons pour le réglage du timbre.

La couleur pourpre qui transparait au travers du bandeau de façade des premiers appareils de la gamme Superscope a été remplacée par un point vert, moins luxueux, bref, si la présentation reste impeccable, on sent, au travers de ces détails que l'appareil est un peu moins puissant moins sophistiqué.

Le coffret est toujours en bois recouvert de vnyl.

Sur la face arrière, un commutateur d'entrée pour tête de lecture de disque : deux positions une pour les phonocapteurs céramiques, l'autre pour ceux de type magnétique. Une prise DIN pour les magnétophones, elle est couplée avec les deux paires de prises coaxiales type RCA. Une prise de terre aussi, utile pour le raccordement de certains tourne-disques, une plaque à bornes pouvant recevoir les cordons des deux paires d'enceintes. Dernier point, intéressant, si on possède un

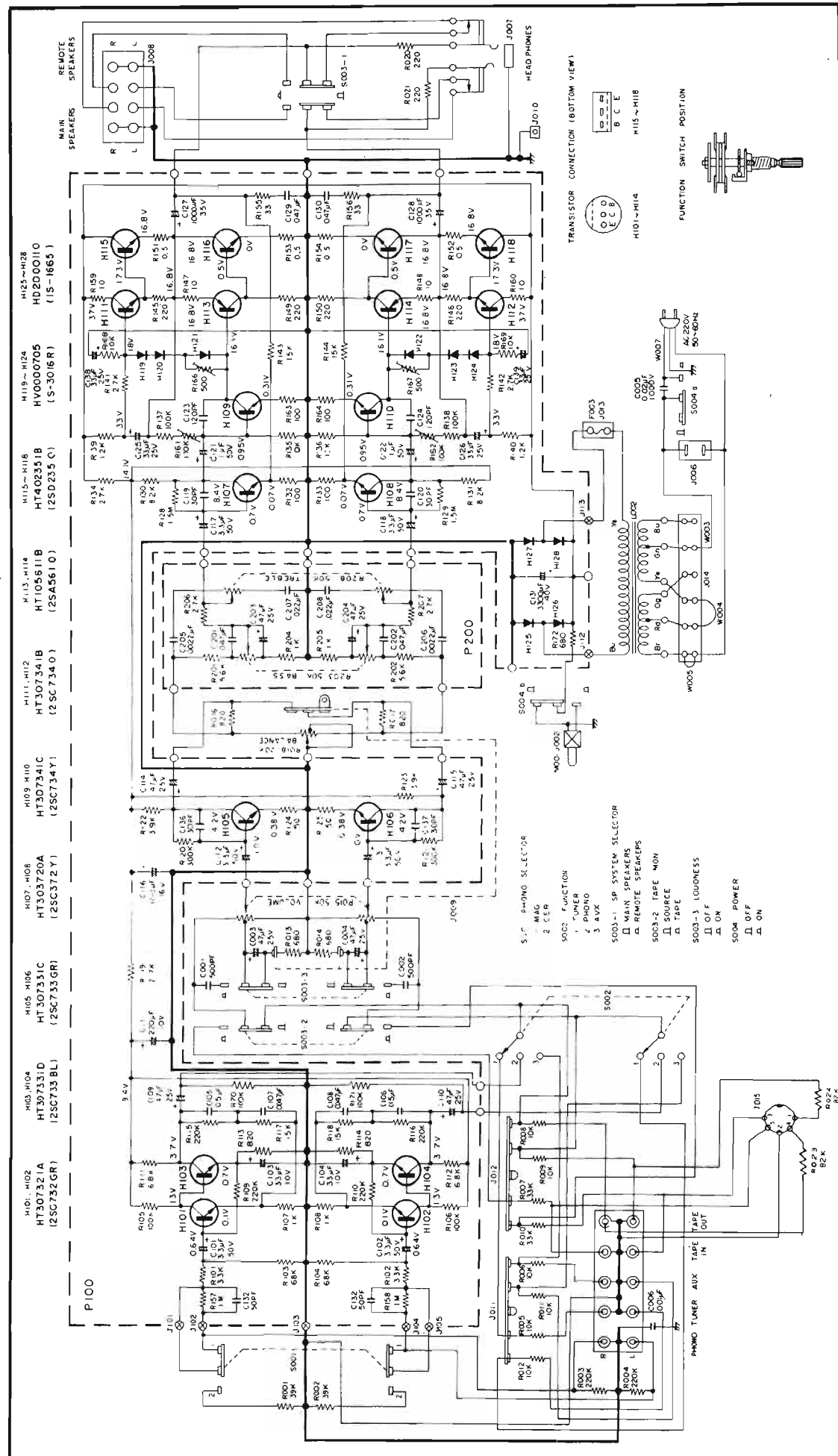
autre appareil japonais : la prise secteur pour prise américaine, prise offrant par sa taille un étonnant contraste avec celle d'alimentation prise 10/16 ampères !

CARACTÉRISTIQUES CONSTRUCTEUR

Puissance musicale de pointe instantanée : 50 W sur 8 ohms
 Puissance musicale totale (EIA) : 35 W sur 8 ohms
 Puissance musicale totale (IHF) : 30 W sur 8 ohms
 Puissance réelle continue (RMS) : 10 + 10 W sur 8 ohms
 Distorsion harmonique à 1 kHz et 10 W : - de 0,5 %
 Courbe de réponse en puissance : de 30 Hz à 30 000 Hz sur 8 ohms et 1 % de distorsion harmonique (-1 dB)
 Bande passante à - 3 dB : de 20 à 40 000 Hz
 Rapport signal/bruit : Aux. 70 dB, phono 60 dB
 Facteur d'amortissement sur 8 ohms : 30
 Contrôle des basses : ± 10 dB à 100 Hz - des aiguës : ± 10 dB à 10 kHz
 Correction physiologique : + 8 dB à 100 Hz, + 4 dB à 10 kHz
 Sensibilité des entrées : magnétique 2,5 mV à 10 W de sortie - Céramique 150 mV à 10 W de sortie - Tuner 100 mV à 10 W de sortie - Auxiliaire : 100 mV à 10 W de sortie - Magnétophone : 200 mV à 10 W de sortie
 Semi-conducteurs : 18 transistors, 10 diodes
 Alimentation : 110/220 - 220/240 V 50/60 Hz, 60 W max
 Dimensions : largeur 36 cm, hauteur 12 cm, profondeur 19 cm
 Poids : environ 3,5 kg.

ETUDE TECHNIQUE

L'amplificateur est devenu un maillon classique, cet amplificateur, conçu par Marantz et construit à Taiwan



est encore un de ces classiques du genre. Cet appareil est un modèle de début de gamme, et à ce titre ne doit pas coûter trop cher. Le constructeur doit donc tenter de mettre le nombre minimum de transistors, et à l'examen du schéma, vous vous rendrez compte que le maximum a été fait. Deux transistors pour le préampli RIAA, difficile de faire mieux.

Un transistor préamplificateur ensuite pour remonter le niveau qui sera atténué par le correcteur de timbre, puis enfin des amplificateurs de sortie, 6 transistors chacun,

amplificateurs, un unique condensateur de $3\ 300\ \mu\text{F}$ assure le filtrage. A noter un des inverseurs de l'interrupteur décharge l'alimentation au travers d'une résistance de 680 ohms lorsque l'appareil est mis hors service. Ce même interrupteur assure aussi une commutation franche du voyant. C'est du luxe.

La structure des amplificateurs de puissance est du type à symétrie pseudo complémentaire, une paire de transistor est montée en émetteur suiveur Darlington, l'autre en émetteur suiveur mais en

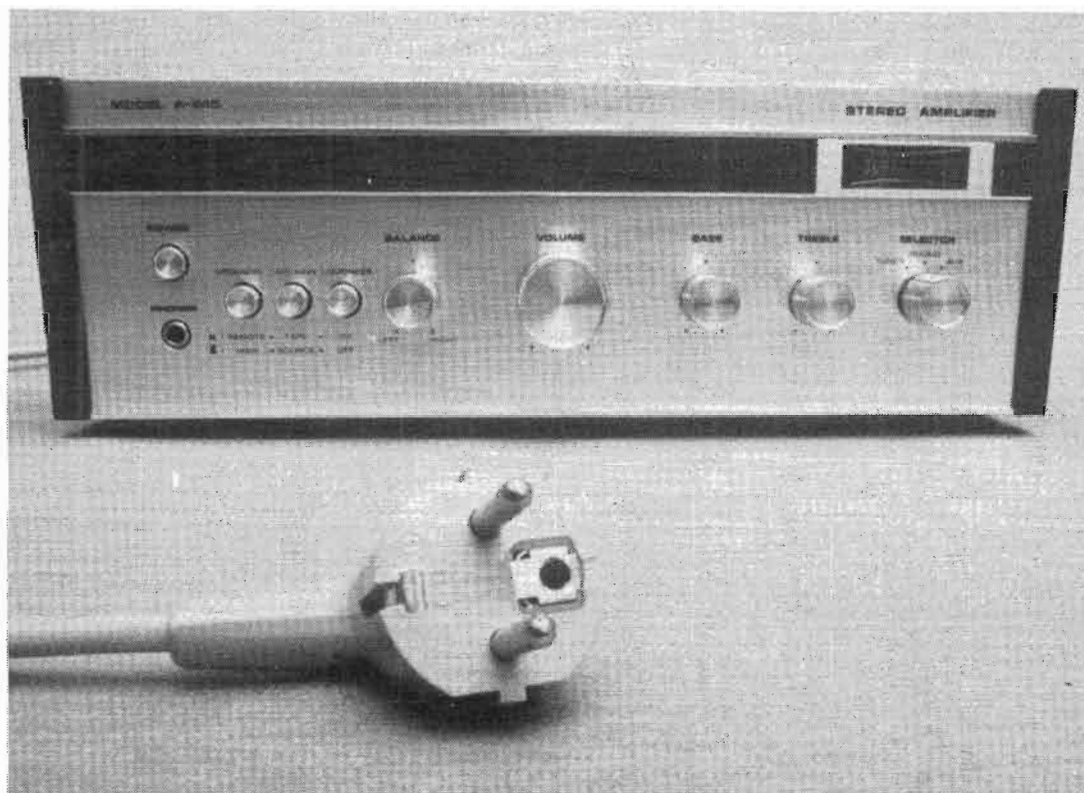
sance qui sera appliquée au casque.

Trois diodes, montées en série commandent le courant de repos des transistors de sortie. Une résistance variable, montée en parallèle sur l'une de ces diodes permet de régler la valeur de ce courant. La contre-réaction en courant continu qui stabilise le point de repos se fait par le pont de résistances R 137, R 161, R 135 l'élément R 161 ajustant la symétrie. La contre réaction en alternatif suit une autre voie, elle arrive sur l'émetteur du transistor H 107, le taux de contre-réaction

et évite de la sorte les oscillations.

La correction physiologique est assurée par un autre circuit correcteur, il est commutable et utilise une prise intermédiaire sur le potentiomètre d'entrée.

Les préamplificateurs d'entrée servent uniquement pour le tourne-disque, les entrées haut-niveau n'utilisent pas les transistors de cette section, les prises d'entrée correspondent, via une résistance et les contacts d'un commutateur au potentiomètre d'entrée, il est donc impossible de saturer ces entrées.



difficile, pour cette puissance et sans employer de Darlington, de faire mieux.

L'alimentation de cet amplificateur se fait au travers d'un transformateur à primaires multiples. La vocation internationale de Marantz et de Superscope impose cette complication ; un bornier permet d'effectuer toutes les combinaisons nécessaires.

De l'autre côté de ce primaire : un secondaire sans point milieu, un fusible assure sa protection et aussi celle des

configuration super alpha (désignation anglaise). Un condensateur de sortie est intercalé entre le point milieu des transistors de puissance et le commutateur de sélection des enceintes. Ce condensateur évite l'application du courant continu dans les enceintes. Le jack d'écoute au casque met hors service les enceintes principales dès son introduction, par contre, les enceintes secondaires restent toujours en service ; des résistances de 220 ohms limitent la puis-

est réglé par le pont R 143/R 132.

Le correcteur de timbre utilise un principe bien connu, c'est ici un correcteur de type passif, il est simplement constitué de divers éléments réactifs intercalés entre la sortie de H 105/H 106 et les entrées des amplificateurs de puissance.

Ces préamplificateurs sont polarisés par une résistance interposée entre collecteur et base, un condensateur de 30 pF limite la bande passante

FABRICATION

C'est une construction de série, faisant appel à des pièces mécaniques complexes. Les transistors de puissance sont installés sur un tout petit radiateur d'un peu plus d'un décimètre carré de surface. C'est suffisant pour amplifier de la musique, mais il ne faut pas prolonger les essais en régime sinusoïdal, d'autant plus que le coffret ne comporte aucun trou d'évacuation

microphones

Primo

TOKYO
LE PREMIER SPÉCIALISTE
DU JAPON

SONO



UD 876
Microphone unidirectionnel
Electrodynamique
Chanteurs - Orchestres



UD 906
Microphone unidirectionnel
Dynamique
Sonorisation d'intérieur
et d'extérieur.

RADIO - STUDIO



CMU 506
Microphone unidirectionnel
à condensateur
et alimentation incorporée -
Pour Prise de son
Studio.

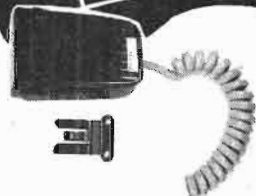


EMU 522
Microphone unidirectionnel
à condensateur à effet électret
Alimentation incorporée -
pour Prise de son
Stéréo-Musique.

TELECOMMUNICATIONS



UD 844
Microphone unidirectionnel
Dynamique
Pédales d'alternat
à retour
à blocage
et déclenchement
automatique.



UD 846 Microphone différentiel
à pédale d'alternat
à retour automatique
- Pour Télécom.



**MICRO
CRAVATE**

**MAGNETO
CASSETTES**



DM 1446
Microphone omnidirectionnel
dynamique - Spécial pour
Magneto - Cassettes.

**DEMANDEZ
NOTRE
NOTICE
75.40.03**

EM 4000
Micro.
omnidirectionnel
à condensateur
à effet électret
Pile incorporée

LEM

**REPRESENTANT
POUR LA FRANCE**

127. Avenue de la République
92320 - CHATILLON (FRANCE) TÉL : 253.77.60 +



des calories. Comme ce radiateur sert de support pour la barrette de répartition du primaire du transformateur d'alimentation, cela diminue d'autant la surface de refroidissement. Fixation économique pour les transistors de puissance ; deux vis pour les quatre, un seul isolant de grande longueur, de la graisse silicone pour améliorer le contact.

La plupart des éléments sont montés sur un grand circuit imprimé style Taiwan (c'est un peu moins soigné que le japonais, mais toutes les précautions d'isolement sont prises). Certains condensateurs, les plus lourds, sont collés à même ce circuit, ce qui leur évitera de se déplacer au cours des transports et en cas de chocs. Le fusible du secondaire du transfo est à peine visible sous un toron de câbles. Le transformateur est de bonne qualité, entièrement blindé dans un carter de tôle d'acier. Côté blindage, le coffret est tapissé intérieurement d'une tôle d'acier, c'est rare, on trouve le plus souvent une feuille de papier recouvert d'aluminium.

Côté présentation, pas de remarque particulière, c'est impeccable, compte tenu de la classe du matériel.

MESURES

La puissance de sortie de cet amplificateur est de 2 fois ; 9 W sur 8 ohms, à la limite de l'écrêtage et les deux canaux chargés, cette valeur est légèrement inférieure à la puissance annoncée, mesurée vraisemblablement un seul canal à la fois, on bénéficie alors d'une meilleure charge du condensateur de filtrage.

Le taux de distorsion harmonique est de 0,2 % à 1 000 Hz et pleine puissance ; à mi-puissance, c'est-à-dire 3 dB au-dessous, cette valeur tombe à 0,12 %. A 25 Hz, le taux de distorsion est de 0,3 % à la puissance maximum, de 0,25 % 3 dB au-dessous. A

10 000 Hz, le taux remonte à 0,33 % à pleine puissance pour descendre ensuite à 0,18 %.

Le taux de distorsion par intermodulation, toujours les deux canaux en service est de 0,6 % à pleine puissance, 0,4 % 3 dB au-dessous.

Le rapport signal sur bruit de l'entrée phono est de 61,8 dB, donc un peu mieux que la valeur annoncée, la tension de saturation de l'étage d'entrée est de 70 mV à 1 000 Hz, ce qui assure une possibilité de surcharge de l'ordre de 25 à 30 dB. L'entrée auxiliaire, ou tuner, a un rapport signal/bruit plus élevé, il est en effet de 74,8 dB.

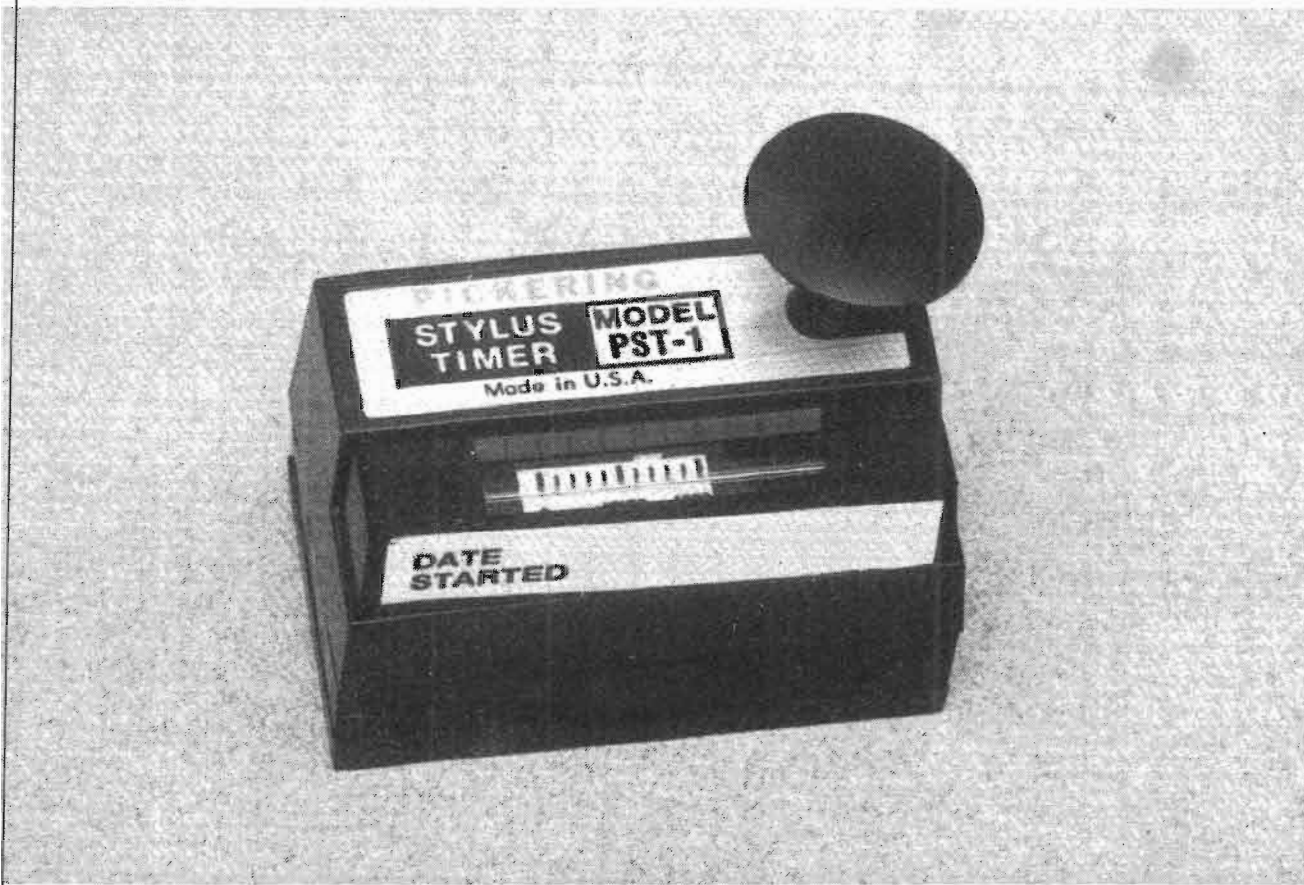
Dernière mesure : la bande passante, à pleine puissance, elle s'étend de 14 Hz à 33 500 Hz à - 3 dB. Bande passante très étendue, en particulier aux fréquences basses.

CONCLUSION

Il y a encore des amplificateurs de petite puissance, au prix abordable et dont les performances sont valables, bien sûr, le constructeur triche un peu sur la valeur de la puissance, il donne un tas d'indications mais sans trop préciser les conditions de mesure.

Une remarque, la mention 10 + 10 W sur 8 ohms est portée en gras sur la notice. Cette dernière est bilingue ; anglais et français se partagent les 12 pages d'instructions. Un appareil donc correct, répondant aux spécifications de son constructeur, pas trop puissant, sans boutons-gadgets. Fonctionnel avant tout, utilisable en ambiophonie par exemple pour les voies arrière. Un bon appareil pour mettre le doigt dans l'engrenage de la HiFi !

PICKERING STYLUS TIMER



la vie de votre diamant

CET appareil n'est pas nouveau, il est apparu en France il y a déjà plus d'un an. De quoi s'agit-il ? D'un compteur qui se déclenchera chaque fois que vous soulèverez le bras de votre tourne-disque autrement dit chaque fois que le diamant se posera sur le disque.

Le diamant (ou saphir) d'un tourne-disque est un élément précieux, non seulement par son prix, il représente suivant la qualité de son usinage les trois quarts de la valeur d'un phono-captateur, mais aussi par l'influence qu'il a: un pouvoir de vie ou de mort sur le disque. Un diamant n'est pas éternel et sa vie peut atteindre 1 000 heures. Cette valeur pouvant être considérée comme un maximum. Le dia-

mant est enfoncé dans le sillon du disque, sa force d'appui est très faible, mais comme la surface de contact est infime, la pression locale qu'il applique, seulement limitée par la souplesse de la matière du disque, est très élevée. Heureusement, cette dernière se déforme, ce qui réduit la pression locale en la répartissant sur une surface plus importante.

La poussière se dépose sur le disque malgré les précautions que l'on peut prendre, elle s'incruste dans les sillons et forme un excellent abrasif auquel le diamant ne peut résister malgré sa dureté. Les saphirs, pointes tendres ont une durée de vie de quelques dizaines d'heures, les diamants beaucoup plus. Si le dia-

mant s'abîme, sa pointe se déforme et peut alors abîmer la surface du sillon. Les craquements et le bruit de fond apparaissent et le disque est irrémédiablement perdu.

Si vous avez beaucoup de patience ou si vous écoutez vos disques toujours à la même heure et pendant un laps de temps bien déterminé, il vous sera facile de calculer la durée de travail du diamant. Sinon, une solution peut être trouvée avec ce compteur.

Un constructeur de tourne-disque, Garrard a installé sur son bras un compteur mécanique qui, chaque fois qu'un disque est lu, avance d'un cran, l'échelle est graduée en heures, en prenant en considération la durée moyenne du disque de 30 cm. C'est une solu-

tion astucieuse mais qui ne peut être employée sur tous les tourne-disques.

L'appareil proposé par Pickering est un compteur électrolytique. Il s'agit d'un petit tube rempli de mercure; la colonne de mercure est coupée en deux et dans l'espace ainsi aménagé on a introduit un électrolyte. Si on fait maintenant passer un courant dans le tube, l'électrolyse fait se déplacer le mercure d'une électrode à l'autre dans un sens qui dépend de la polarité appliquée, la bulle d'électrolyte, transparente se déplacera aussi. Le déplacement est proportionnel à la quantité de courant qui a traversé le tube, si ce courant est constant, la vitesse de déplacement le sera également, nous avons là un

compteur horaire simple. Ce système permet de contrôler par exemple la charge ou la décharge d'une batterie : dans un sens, on fait passer une fraction du courant de décharge, dans l'autre celui de charge, avec un rapport qui dépend du rendement de la batterie. Ce type de compteur était utilisé sur la jeep lunaire, jeep mentionnée par le constructeur de ce compteur pour disque. La Nasa à bord de votre chaîne Hifi !

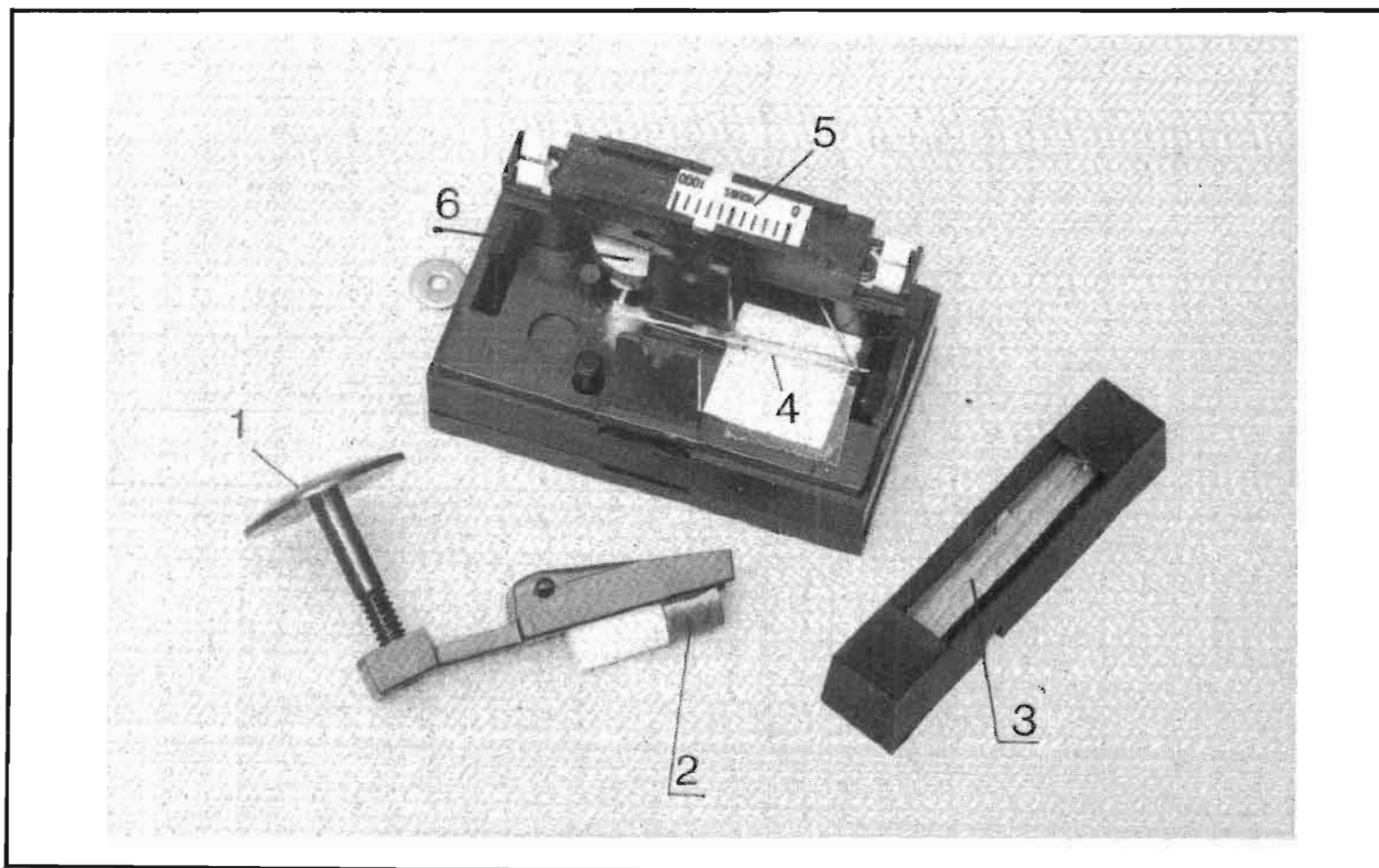
que le bras est posé sur le compteur, l'aimant est éloigné de l'ampoule reed et cette dernière ne laisse pas passer le courant. Par contre, une fois que le bras est en l'air, l'aimant, mu par son propre poids descend et vient à proximité de l'ampoule. A cet instant, les deux contacts se ferment et le compteur « tourne » jusqu'à ce que le bras ait été remis en place.

Une fois que vous avez atteint 300 heures, vous pou-

dans l'autre sens, et ainsi de suite jusqu'à ce que la pile soit morte. Cette mort n'est pas très facile à vérifier, il faut en effet pour cela regarder de temps en temps la position de l'index et constater son déplacement : par exemple, on laissera 24 heures durant le bras en l'air et on constatera le déplacement effectif.

Le montage est simple, des cales sont livrées avec l'appareil, et le repose-bras se termine par une vis. Cette der-

Voilà un accessoire peu connu mais dont l'intérêt est assez évident. Il vaut certainement mieux prendre le temps de vérifier, en connaissance de cause, son diamant, plutôt que de voir ce dernier courir le risque de détruire votre discothèque.



Ce compteur de temps pour tourne-disque se compose, électriquement parlant d'une pile au mercure délivrant une tension rigoureusement constante tout au cours de sa vie, d'une résistance, d'un interrupteur à lames montées sous atmosphère neutre et d'un coulombmètre, le tout monté en série. Le coulombmètre, c'est ce petit tube rempli d'électrolyte et dont l'index se déplace. L'interrupteur à lames est soumis au champ magnétique d'un aimant permanent monté sur une bascule. Lors-

vez faire contrôler votre diamant par votre revendeur ; à condition que ce dernier possède un microscope ou un projecteur de profil. Si votre diamant est mauvais, vous en achetez un autre. Rentré chez vous, il faut alors remettre le compteur à zéro. Rien de plus simple, l'index est évidemment très long à remuer électriquement, alors il suffit de déplacer l'échelle, pour placer l'index en face du zéro. Si l'index a été trop loin, alors vous retourneriez le tube capillaire, l'index repartira alors

nière assure le réglage fin. Des pastilles auto-collantes double face, sont livrées avec l'appareil, elles se colleront sur le tourne-disque (attention, au bout de 24 heures, ce type de colle a bien durci et il est pratiquement impossible de décoller l'indicateur sans laisser de traces !).

Une fois la pile morte (il est bon, dit la notice de la vérifier au bout de 1 000 heures puis tous les trois mois) son changement se fera par l'intermédiaire du constructeur.

Détails internes du Stylus Timer (photo ci-dessus).

1 bouton de commande de l'interrupteur, actionné par le bras.

2 aimants.

3 tubes capillaires, coulombmètre.

4 interrupteur à lames sous verre.

5 échelles mobiles.

6 pile d'alimentation, la résistance est à l'intérieur, sous l'échelle.

REALISONS NOS APPAREILS DE MESURE

UN MULTIMETRE NUMERIQUE ECONOMIQUE



LE MX 38

Suite et fin voir N^{os} 1521 et 1526

4 - ESSAIS ET RÉGLAGES

a) Le zéro.

L'appareil étant terminé, procéder à une soignée vérification. Mettre sous tension.

Cas convertisseur/secteur : Se mettre en fonction I, gamme quelconque. Dans ce cas, l'entrée e de la platine A/D est à la masse par une résistance de faible valeur, tandis que l'entrée du double FET est amortie par les shunts. Le zéro ne dépend que du réglage de P_0 de la platine A/D. Ce réglage a déjà été fait. Le retoucher le cas échéant. Passer en fonction I=, cette fois, l'entrée e est reliée en continu à la sortie du

709, dont l'entrée FET₂ est toujours amortie par les shunts. Le zéro, le réglage précédent ayant été fait, dépend de l'équilibre du double FET, c'est-à-dire de P_1 accessible par le fond. Régler pour afficher 0. Pour avoir un réglage plus précis, passer en fonction ohmmètre, l'entrée R reliée à la masse, gamme 10. Si le réglage est bon, on affichera 0. Fignoler le cas échéant (en ohmmètre le gain est de 2, donc la résiduelle est deux fois plus forte). Dans l'avenir, bien se rappeler ce processus.

Passer maintenant en V=.

En gamme 1, 10, 100, 1000, entrée en l'air, le zéro est conservé sans aucun problème. Par contre en gamme 0,1 peut s'afficher un résidu provenant d'une part du courant résiduel du FET, d'autre part d'une légère fuite des diodes de protection. Si ce résidu ne dépasse pas 5 points, ne pas s'en inquiéter. Sinon débrancher les diodes pour tester le comportement du FET, remettre un groupe de diodes à la fois pour avoir une idée de leur fuite. Faire éventuellement des permutations.

Passer en gammes V, aucun problème sur les gam-

mes hautes. En 0,1, quelques points résiduels sont inévitables : il s'agit cette fois de signaux parasites captés par l'entrée haute impédance du voltmètre. Cependant, tous blindages en place, coffret fermé, BNC munie d'un capuchon, on n'aura qu'un résidu très faible : 2 à 5 points (penser au bruit du 709), Bien sûr, en mesure sur des impédances inférieures à 500 k Ω , ces problèmes disparaissent.

Cas des piles : Le processus précédent comporte un point supplémentaire. Régler dans l'ordre :

P_0 : en déconnectant le fil

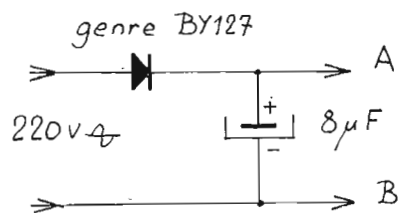


Fig. 38

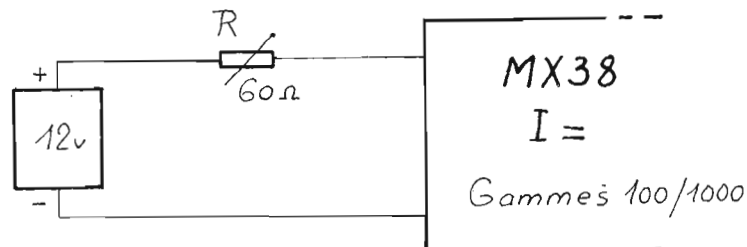


Fig. 39

arrivant sur l'entrée e de A/D et en reliant cette entrée à m de la même platine.

P₂: rebrancher le fil précédent, se mettre en I et rattraper le zéro.

P₁: réglage dégrossi en I= et figolé en ohmmètre, gamme 10, entrée R à la masse.

b) Etalonnage V=

Se procurer une pile étalon, genre élément de Weston. Voir pour cela écoles d'électricité, d'électronique, IUT, Fac de Sciences (Beric vend des piles étalons Eplab à un prix accessible).

Se mettre en gamme 1. Brancher l'étalon de tension à l'entrée V, fonction = et amener l'affichage à la valeur correspondante à l'aide de P_m de A/D. Par exemple 1,019 avec les éléments Eplab. Inverser le sens du branchement et retrouver la même valeur à un point précis, avec le signe de polarité correct.

c) Ohmmètre

Si vous avez monté la correction d'offset du 741 de ce circuit: se placer en gamme 10 et brancher une résistance de 10 à 20 kΩ à l'entrée Rx. Déconnectez le fil amenant la tension de référence VΩ et relier l'extrémité de la 51,1 kΩ, ainsi libérée à la masse: la tension de référence ainsi appliquée est évidemment nulle, l'ohmmètre doit donc indiquer 0. Obtenir ce résultat par la correction d'offset. Rétablir les liaisons normales et constater que l'affichage correspond à la résistance Rx.

Pour l'étalonnage précis, l'idéal est de disposer d'une boîte de résistances à 0,1%. Dans ce cas, après un ultime contrôle du zéro, brancher une valeur de 2 000 Ω. Amener, en gamme 1, l'affichage à cette valeur, en réglant PΩ de A/D. Si vous n'avez pas de boîte de résistances: se mettre en gamme 1. Relier

l'entrée Rx à l'extrémité du shunt 1 000 Ω, facilement accessible sur Kgi. Amener l'affichage à 1 000 points.

Les autres gammes sont automatiquement calées, par la valeur des Rg. En gamme 0,1, il sera difficile d'obtenir le zéro à cause de la résistance résiduelle des conducteurs (la résolution est de 1/10 Ω). Il suffit de décompter cette résiduelle lors des mesures précises.

d) Etalonnage V .

Il faut d'abord corriger l'atténuateur d'entrée. Pour cela, il est nécessaire d'avoir un signal sinusoïdal à faible distorsion et de fréquence égale ou supérieure à 1 000 Hz. Le TBF1 convient parfaitement (voir H.-P. n° 1513).

Se mettre en gamme 0,1, V_~ et injecter une tension suffisante pour afficher environ 2 000 points. Passer en gamme 1 et régler le conden-

sateur ajustable 6/60 pF pour lire exactement le 1/10 du nombre précédent. Utiliser un tournevis isolant. Pour le réglage du gain, il faudrait disposer en principe d'une source alternative de référence (voir le TBF1038). Sinon on se contentera du secteur. Réaliser le montage de la figure 38.

Mesurer la tension continue obtenue. Gamme 1000, V=. Soit U ce résultat. Mesurer maintenant la tension du réseau, avec les précautions d'usage pour que, ni le MX38 ni l'opérateur n'y achèvent leur carrière.

Amener par R₁₀ (accès par le fond) l'affichage à 0,707 U. Ex.: U = 310 V. Il faudra lire 0,707 x 310 = 219,20 V eff., soit pratiquement 220 V.

e) Les intensités.

Aucun réglage n'est à faire pour les gammes 0,1 à 100, la justesse des mesures dépendant simplement de l'exacte valeur des shunts, auxquels il

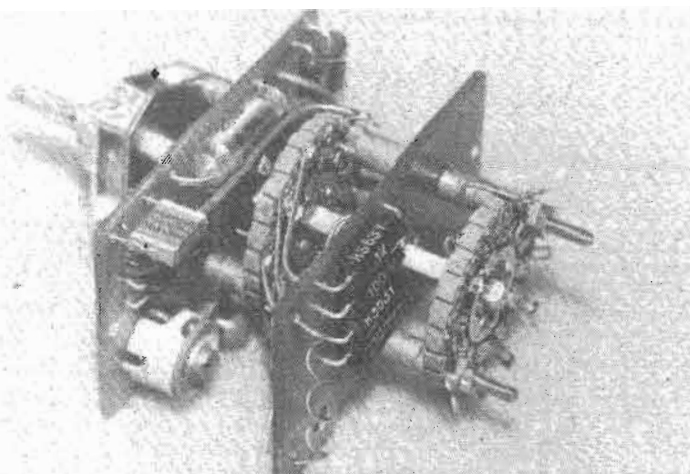


Photo 14. Le commutateur de gammes et ses circuits supportant les résistances de précision. Vue par le dessus.

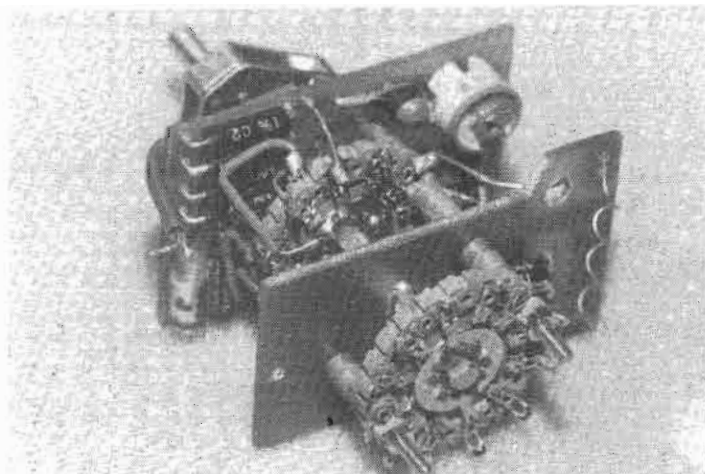


Photo 15. Vu par dessous du commutateur de gammes. Remarquer les fils de liaison à l'entrée V et au commutateur Kfv.

faudra faire confiance (à 1 % près).

Par contre le shunt de 0,1 Ω est à ajuster. Nous l'avons réalisé avec un fil de constantan de 4/10. En prévoyant une longueur de 3 à 4 cm et après l'avoir proprement mis en spirales sur une tige, le souder sur le circuit E.

Avec une source de tension stable de 12 V par exemple, monter le circuit de la figure 39. La résistance R est à régler pour un débit de 200 mA environ, mesuré par le MX38 (I=, gamme 100). Il faudra donc $R \neq 12/0,2 = 60 \Omega$. Dissipation : $12 \times 0,2 = 2,4 \text{ W}$.

Passer en gamme 1000. Si le shunt avait la bonne valeur, nous lirions le 1/10 du résultat précédent.

Si le résultat est trop fort, raccourcir le fil résistant. S'il est trop faible, allonger la partie utile (il est donc prudent de prévoir un petit excédent).

En réalité, nous n'avons pas tenu compte de la variation de la résistance totale du circuit, provoquée par le changement de gamme : en passant de la gamme 100 à la gamme 1000, la résistance diminue de 0,9 Ω environ. Aussi, si l'intensité était au départ de 200,0 mA, elle sera en gamme 1000 de :

$$\frac{200,0 \times 60}{59,1} = 203,0 \text{ mA}$$

C'est donc 203 qu'il faudra afficher après réglage du shunt. Ce calcul sous-entend une batterie de capacité suffisamment forte pour ne pas intervenir dans le changement de gamme.

f) Ajustage de la bande passante.

Dans la mesure où vous disposerez d'un générateur BF de signaux sinusoïdaux, garantissant une amplitude très constante et de faible distorsion (TBF1038 ou TBF1) vous pouvez vous livrer à cette mise au point. Injecter le signal à 100, 1000, 10000, 100 000 Hz et tracer rapidement la courbe de réponse du

MX38. Puis en remplaçant le 180 pF par un ajustable, essayer d'améliorer cette courbe. Diminuer sa valeur amène un relèvement des fréquences élevées et inversement. Si on parvient à un écart de $\pm 1 \%$ de 100 Hz à 100 kHz, on pourra s'estimer satisfait. Remplacer l'ajustable par une valeur fixe.

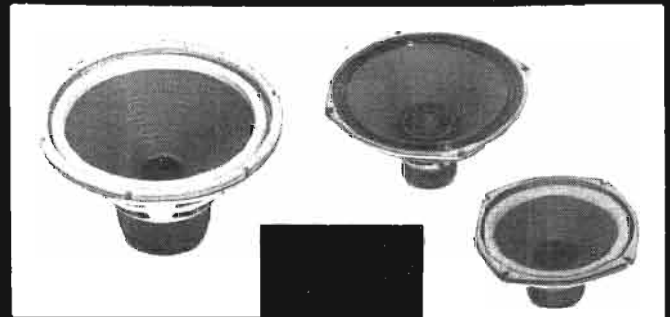
5. CONCLUSION

Nous avons voulu faire un multimètre numérique simple et économique. Nous pensons y être parvenu. Cependant, il est très difficile de concilier économie et hautes performances. Tel qu'il est décrit le MX38 vous assure une précision générale de $\pm 1 \%$ ce qui est bien mieux que ce que donne n'importe quel contrôleur à aiguille. Il faudra néanmoins avoir toujours présent à l'esprit, cette notion d'erreur relative. Ainsi si vous mesurez une résistance de 1 000 Ω, votre MX38 a « droit » à $\pm 10 \Omega$ d'erreur. Il peut donc afficher de 990 à 1 010 Ω sans mériter de reproche. Généralement il fera mieux, mais le danger des appareils numériques est une tendance naturelle à croire que ce qui est affiché est la VERITE. Hélas, il y a les incertitudes. Aucun appareil au monde n'échappe à cette loi inexorable.

F. THOBOIS F.1038
38, rue J.-Jaurès
62610 Bully-les-Mines.

ROSELSON

Haut-parleurs Kits pour Enceintes Tuners UHF



1) AF 12NG
suspension souple
45 W - 35 à 1.500 Hz
Ø 30 cm

2) AF 10DFC
double cône - 10 W -
55 à 15.000 Hz
Ø 25 cm

3) AF 8GM
suspension souple
10 W - 60 à 10.000
Hz - Ø 20 cm

4) R 1T
Tweeter avec pavillon - 20 W -
1.500 à 18.000 Hz

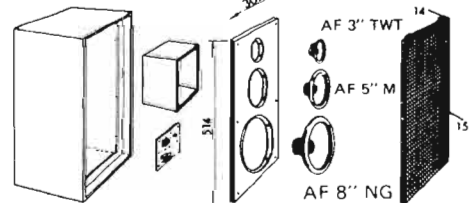
5) AF2,5x5TWT
18 W - 2.000 à
18.000 Hz -
13 x 6,9 cm

6) R 3T
à dôme hémisphérique - 20 W
2.500 à 22.000 Hz
Ø 10 cm

7) RU 49T
TUNER UHF
normes standard
démultiplication
incorporée

KITS pour Baffles CLOS

Montage facile - rapide - sans vis.
Bois découpé - tissu - colle et laine de verre fournis.



15, 25, 35, 60 Watts

EBENISTERIE (placage noyer) et HAUT-PARLEURS

LISTES REVENDEURS - RÉGION SUD - SUD-EST

BESANÇON
GRENOBLE

CALUIRE
LYON 6^e
7^e
3^e
3^e

SAINT-ETIENNE
VALENCE
MARSEILLE

NICE

CANNES
NIMES

REBOUL - 34, rue d'Arenes.
BERTÉ - 57, rue de Stalingrad.
ELECTROM BAYARD - 18, rue Bayard.
SCIE-CREL - 14, 22, avenue B Thimonnier.
CORAMA - 100, cours Vitton.
ELECTRONIC RADIO - 104, Grande Rue de la Guillotière.
FIGRE - 63, rue de la Part-Dieu.
Tout pour la Radio - 66, cours Lafayette.
RADIO-SIM - 29, rue Paul Bert.
RICCI - 18, 20, Allée E. Ducretet Z.I. Sud.
S.M.E.T. Electronique - 110, Avenue des Chartreux.
TELARO - 30, 40, Rue Antoine Ré.
DISTRILEC - 9, Rue Saint-Savournin.
RADIO-PRIX - 30, Rue Alberti.
SMD - 60, Rue Dabray.
PROMO-SUD - Impasse Saint-Paul
RADIO-TELEC - Passage Guérin.

THÉORIE ET PRATIQUE DES RYTHMEURS ÉLECTRONIQUES

(Suite voir N° 1526)

VARIANTES

Il est possible d'augmenter le nombre des rythmes comme indiqué aux figures 23 et 24 (M 252 et M 253 respectivement). On utilise deux CI. Les entrées 1 - 2 - 4 - 8 des deux CI sont réunies.

De même, on réunit les sorties 1 à 8 des instruments.

Il y aura donc cinq entrées 1, 2, 4, 8, 16 au lieu de quatre. Le nombre des rythmes sera double de celui obtenu avec un seul CI. A noter les composants supplémentaires : un NAND, un inverseur. On peut aussi augmenter le nombre des instruments, comme indiqué aux figures 25 (M 252) et 26 (M 253).

Les entrées 1 - 2 - 4 - 8 sont reliées comme précédemment et on aura ainsi, les entrées 1, 2, 4, 8.

Le nombre des instruments est doublé : 16 au lieu de 8 (fig. 25).

Pour le M 253 (fig. 26), on reliera ensemble, les points de rythmes 1 à 12.

AUGMENTATION DES TEMPS ELEMENTAIRES

On peut aussi augmenter le nombre des temps élémentaires TE.

Les schémas des figures 27 et 28 (M 252 et M 253 respectivement) donnent les indications utiles pour réaliser ces montages. On monte en parallèle les entrées et on procède de même pour les sorties. De ce fait, le nombre des rythmes et celui des instruments n'est pas changé.

Le nombre des TE est toutefois doublé, chaque CI

comptant pendant un cycle, en une suite continue.

Lorsqu'il y a application du reset externe, la capacité de 1 nF permet au système de répartir avec le CI, M 252 (1) ou M 253 (1). La variation des temps élémentaires TE peut se réaliser à l'aide des indications des figures 29 et 30.

RYTHMES DANS UN ORGUE ELECTRONIQUE

Dans le cas où l'orgue sert d'instrument, il faut produire un signal indiquant quelles touches (une ou plusieurs) sont actionnées. Ce signal réalisera le départ de la section rythmes.

Lorsqu'une touche est actionnée, la section rythmes, sera disposée de manière à ce que le départ se fasse au

début de la mesure. Cela est réalisable par exemple, si l'action sur la touche (ou clé) débranche le reset de l'horloge et du CI M 252 (ou M 253).

D'autre part, il est possible de faire effectuer le départ en n'importe quel endroit de la mesure (opération continue ou en silence) en laissant le générateur de rythmes en fonctionnement continu, mais la sortie étant validée par le signal d'action sur la clé.

En opération continue toutefois, l'indicateur DB est indispensable, car il permet d'actionner la première clé, lorsque la première mesure commence.

Une autre méthode, en fonctionnement continu, est de ne pas agir sur touches ou clés en n'utilisant que la section rythme.

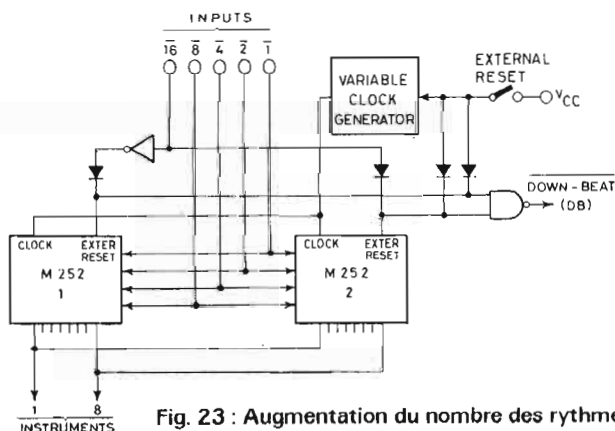


Fig. 23 : Augmentation du nombre des rythmes (M 252).

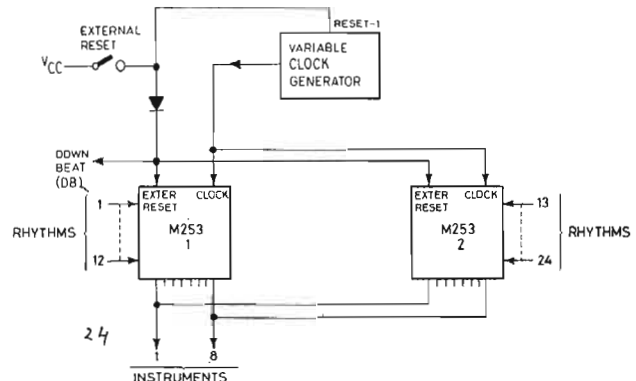


Fig. 24 : Augmentation du nombre des rythmes (M 253).

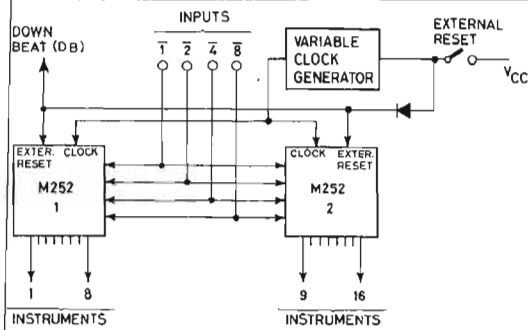


Fig. 25 : Augmentation du nombre des instruments (M 252).

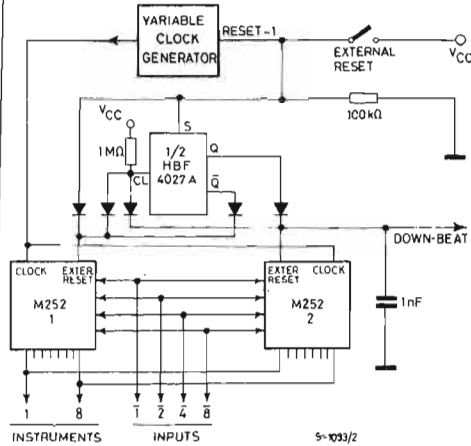


Fig. 27 : Augmentation du nombre des temps élémentaires TE (M 252).

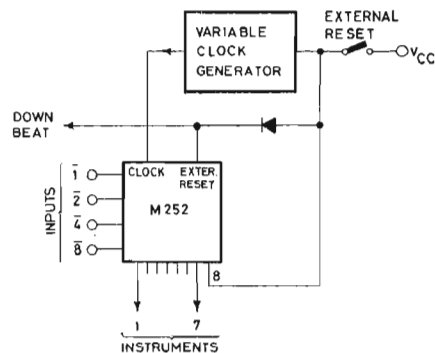


Fig. 29 : Variation du nombre des temps élémentaires (M 252).

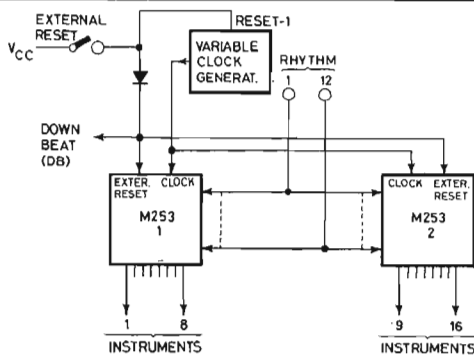


Fig. 26 : Augmentation du nombre des instruments (M 253).

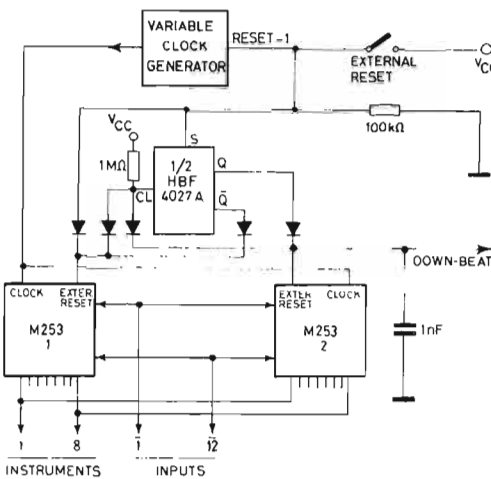


Fig. 28 : Augmentation des temps élémentaires (M 253).

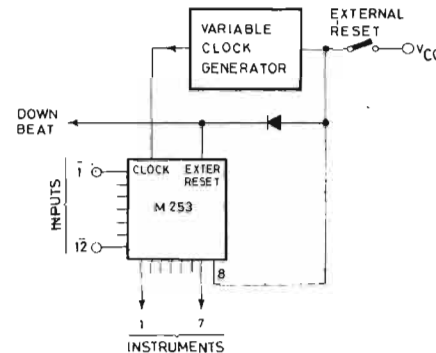


Fig. 30 : Variation du nombre des temps élémentaires (M 253).

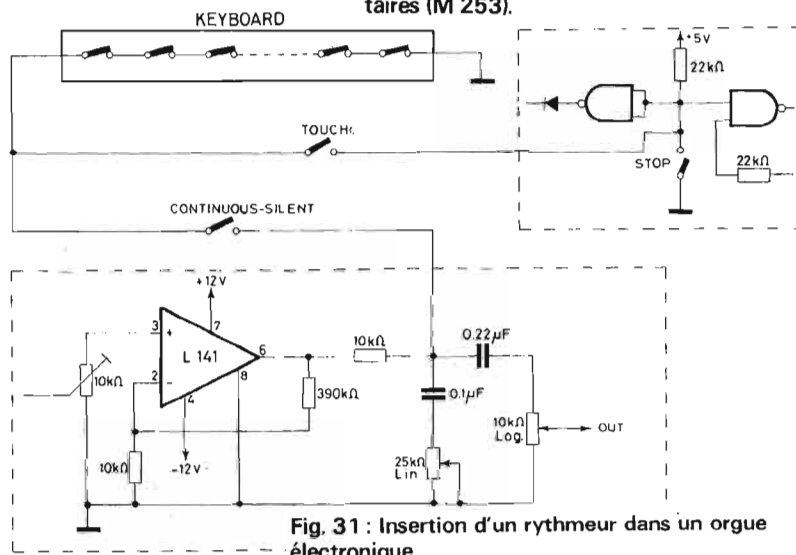


Fig. 31 : Insertion d'un rythmeur dans un orgue électronique.

Si l'on adopte cette méthode, aucune clé, ni la clé de silence continu ne devront être en position d'action.

A la figure 31, on montre l'insertion d'une section de rythme électronique dans un orgue.

Les deux parties à l'intérieur des rectangles pointillés sont des éléments de la section rythmes et indiquent les connexions au clavier de l'orgue.

EXEMPLES PRATIQUES DE RYTHMEURS

Après l'exposé des principes des différentes parties d'un rythmeur, voici des indications sur un montage réalisé aux laboratoires SGS-ATES.

La programmation a été faite pour 15 rythmes différents avec un M 252 AA, de manière à ce que chaque rythme puisse utiliser un maximum de 8 ou 9 instruments.

A la figure 32, on donne le schéma complet de ce montage. Les 15 rythmes sont indiqués sur le schéma, à droite et sont obtenus en actionnant les touches du clavier.

En bas et à droite, on indique le branchement des points de contact, non indiqué sur le clavier pour ne pas compliquer le dessin.

Les points x seront reliés à la sortie 2 du CI (broche 12). Les contacts indiqués du groupe vertical du milieu, seront connectés par des résistances de 22 kΩ au + 5 V et aux entrées IN4 (point 1 du CI) et IN8 (point 2 du CI M 252 AA).

Les contacts du groupe vertical de droite seront reliés comme indiqué au + 5 V par des résistances de 22 kΩ et aux entrées IN1 et IN2 (points 15 et 16 respectivement du CI).

L'action sur un des poussoirs du clavier réalisera les contacts nécessaires pour obtenir le rythme désiré.

Les instruments sont indiqués à droite du CI aux sor-

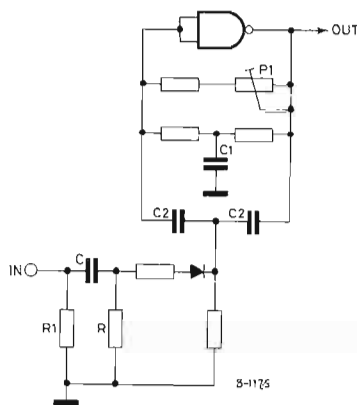
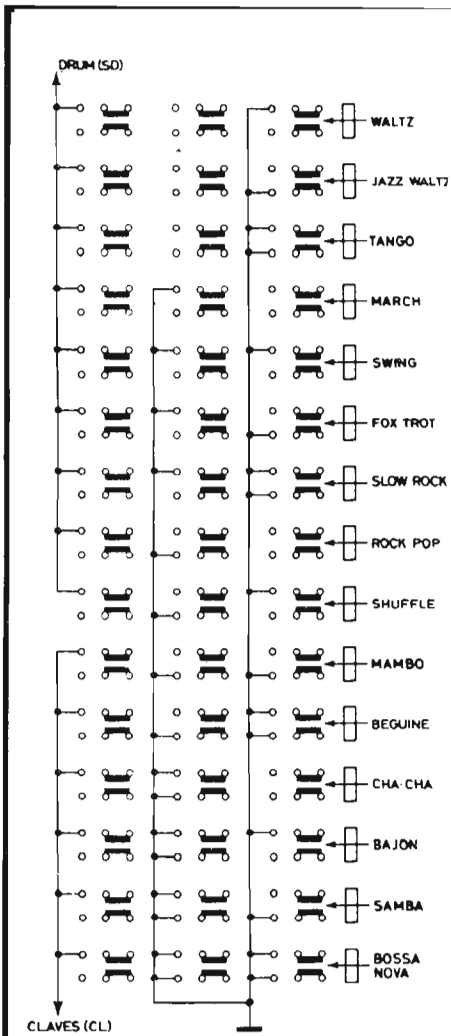


Fig. 33 : Générateur de son pour tambours et instruments similaires.

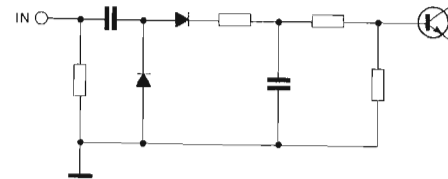


Fig. 35 : Simulateur de maracas.

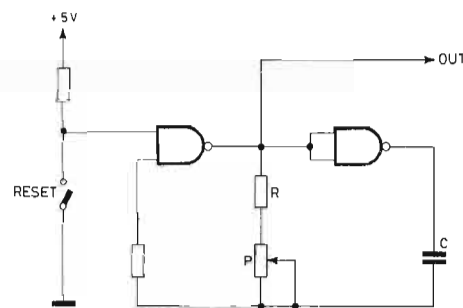


Fig. 36 : Générateur variable d'horloge.

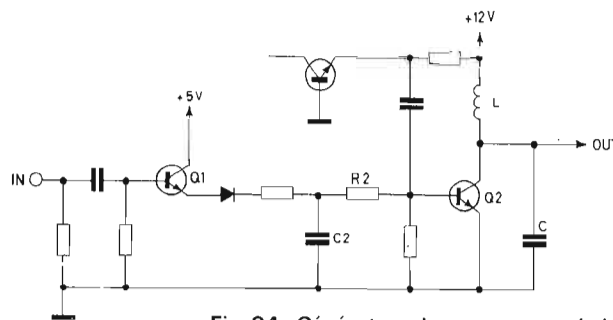


Fig. 34 : Générateur de son pour cymbale et instruments similaires.

Fig. 32 bis

ties OUT 1 à OUT 8, par BD (sortie 1) vers point x (sortie 2), le point SD est à gauche du schéma relié à C₇ et CL à Claves sur le groupe vertical des poussoirs.

De la même manière, on retrouvera les branchements des poussoirs du clavier et des sorties OUT1 à OUT 8 du CI (points 3, 4, 5, 6, 14, 13, 12, 11) aux entrées des instruments.

Ainsi, l'instrument dont l'entrée est BD est le bass-drum (tambour-basse). On y trouve l'oscillateur double T sinusoïdal avec le NAND.

Lorsque son entrée BD reçoit le signal de mise en fonctionnement de l'oscillateur en double T, le signal sonore est transmis à C₂₁ de 0,22 μF d'où il parvient à l'amplificateur de tension, par l'intermédiaire du potentiomètre PS de 10 k.

Le signal amplifié est appliqué à un réglage de tonalité

P₉ linéaire et à un VC, P₁₀, 10 kΩ logarithmique.

La sortie sera reliée à un amplificateur de puissance: petite ou moyenne, pour un amateur, grande pour une formation importante.

Un amplificateur incorporé dans un autre appareil peut convenir, mais, étant donné la nature des signaux d'un rythme, la reproduction des basses et des aiguës est indispensable, sans oublier bien entendu, le médium.

Voici maintenant une analyse des circuits du montage de la figure 32.

GENERATEURS DE SONS

Il s'agit des « instruments » réalisés avec des oscillateurs. On s'est efforcé de simuler au mieux les sons des instruments à percussion.

Ces instruments peuvent être classés en deux groupes,

le premier à signaux sinusoïdaux amortis, comme les tambours et ceux constitués par des bruits blancs amortis comme les cymbales.

PREMIERE CATEGORIE D'INSTRUMENTS

Dans cette catégorie: le bass-drum, le bongo haut, le bongo bas, le conga drum et les claves.

Leur schéma de base est celui de la figure 33 (pour les valeurs, voir fig. 32).

L'oscillateur en T utilise un CI COs/MOS. Il n'oscille pas au repos et se trouve juste au-dessous du seuil d'oscillation, grâce au réglage de P₁.

Pour obtenir les effets correspondant aux divers instruments, on a donné aux consommateurs C₁ et C₂ les valeurs convenables, comme expliqué dans un précédent paragraphe.

On peut voir sur le schéma de la figure 32, les valeurs différentes de ces condensateurs.

Pour le bass-drum par exemple, on a des capacités de 0,15 μF et 47 nF, tandis que pour le « high bongo », les capacités homologues sont 33 nF et 10 nF, cet instrument étant à sons beaucoup plus aigus que la grosse caisse.

Le potentiomètre P₁ règle également la durée de l'extinction, de manière à ce que l'on puisse obtenir des sons amortis plus ou moins longs.

Remarquons qu'il y a un potentiomètre de ce genre pour chaque oscillateur, ce qui permettra une mise au point soignée pour l'ensemble et aussi, une modification des sons si on le désire.

Le M 252 commande au point d'entrée l'instrument. Le signal du M 252 étant rectangulaire, on a intercalé un

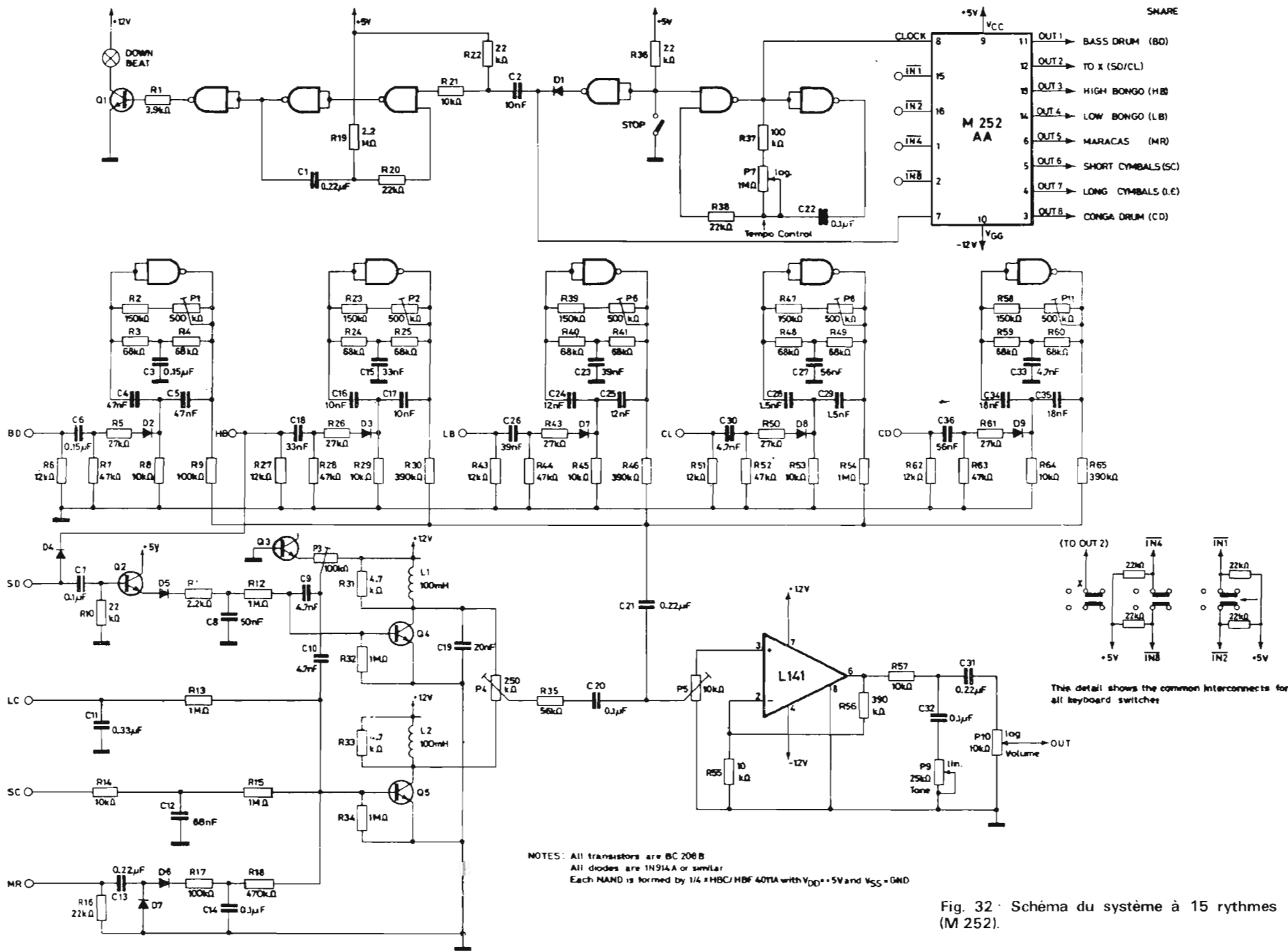


Fig. 32 - Schéma du système à 15 rythmes (M 252).

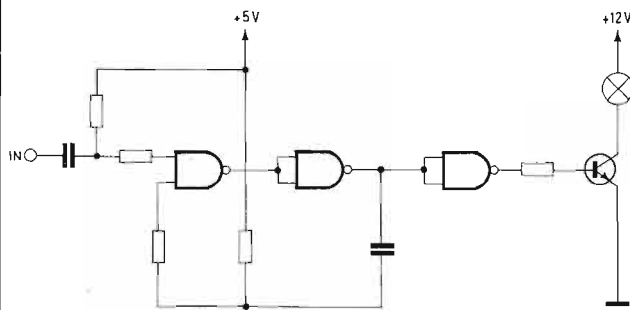


Fig. 37 : Monostable pour l'indicateur down-beat.

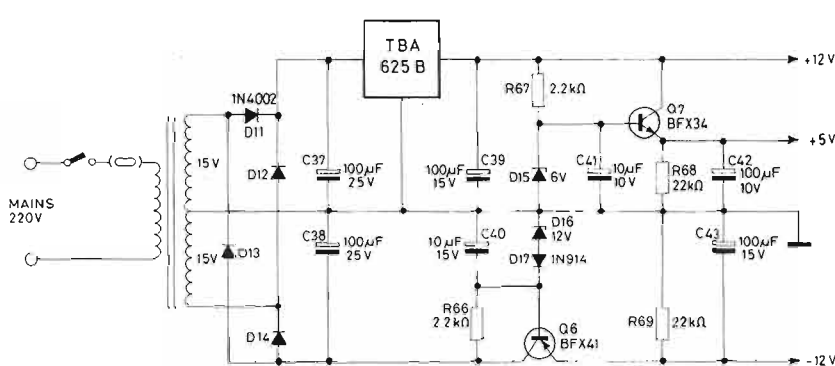


Fig. 38 : Alimentation.

circuit **différenciateur RC** qui réduit la durée du signal, afin qu'il ne gêne pas l'effet d'amortissement à la sortie, mais de durée suffisante pour sensibiliser l'oscillateur.

Au repos, R_1 maintient l'entrée au potentiel de la masse.

DEUXIEME CATEGORIE D'INSTRUMENTS

Dans la deuxième catégorie d'instruments se trouvent les cymbales et le maracas.

Le schéma de l'instrument est donné à la **figure 34** et les valeurs correspondant à chaque cas sont indiquées sur le schéma général de la **figure 32**.

Q_1 charge C_2 pendant la durée de l'impulsion brève de commande. Ce condensateur se décharge à travers R_2 et la base de Q_2 .

On obtient le bruit blanc (souffle), grâce à l'effet Zener de la jonction base-émetteur du transistor dont le collecteur n'est pas connecté.

Ce bruit blanc est appliqué à la base de Q_2 .

Pendant la décharge de C_2 , le transistor Q_2 amplifie ce signal de bruit que l'on peut recueillir à la sortie.

Le niveau de gain et l'effet d'amortissement de durée variable, dépend des valeurs de C_2 et R_2 .

D'autre part, la bobine L et la capacité de collecteur C_c de Q_2 , donnent lieu à une amplification sélective, de sorte que de nombreux harmoniques

peuvent être transmis, ce qui permet d'obtenir la simulation désirée de l'instrument considéré.

Des oscillogrammes ont permis de voir que les instruments du rythmeur, donnent des signaux qui sont au maximum d'amplitude au départ et celle-ci décroît exponentiellement.

Avec le maracas, toutefois, le signal croît d'abord puis décroît comme les autres signaux.

Cet effet est renforcé par le circuit intégrateur-différenciateur (voir **fig. 35**) qui commande également l'amplification du signal de bruit blanc.

Le **snare drum** est obtenu par addition au « drum » d'un signal de la deuxième catégorie, par exemple un son métallique.

Chaque son est déclenché par une montée positive de l'impulsion de commande.

GENERATEUR VARIABLE D'HORLOGE

Son schéma est donné à la **figure 36**. Il utilise deux portes COS/MOS. La fréquence, c'est-à-dire le tempo est réglé avec le potentiomètre P .

Lorsque le commutateur reset est fermé, le générateur est commandé de façon à ce que la sortie soit au niveau haut (1) et le M 252 AA, au reset (remise à zéro).

Si l'on ouvre le commutateur, la mesure commence immédiatement et le signal de sortie tombe vers le niveau 0,

c'est-à-dire la chute du signal nécessaire pour engendrer la première impulsion ou les impulsions produites par le M 250 AA correspondant au rythme choisi.

LE DOWN BEAT

Ce circuit est indiqué à la **figure 37**. Il utilise deux portes COS/MOS (voir aussi **fig. 32** en haut et à gauche).

Les impulsions engendrées par le M 252 AA sont trop courtes pour allumer la lampe. Elles se produisent à la fin d'une mesure alors qu'il faut que la lampe s'allume au début de la mesure.

Pour obtenir l'effet désiré, on a monté le monostable qui se déclenche au bord tombant, par exemple au début d'une mesure. Le transistor (inverseur) permet à la lampe d'être éclairée durant un temps suffisant et d'indiquer le début de chaque mesure.

CLAVIER

Représenté à droite sur la **figure 30**, il constitue un encodeur mécanique.

Grâce à cette partie de commande, la deuxième sortie du M 250 AA se connecte au snare-drum ou au claves, selon le rythme choisi (voir aussi tableau 2).

ALIMENTATION

Elle est représentée à la **figure 38** et utilise le régulateur TBA 625 B et les redresseuses 1N4002 (D_{11} à D_{14}).

Elle fournit trois tensions par rapport à la masse : + 12 V, + 5 V et - 12 V.

Les transistors sont Q_6 = BF X 41 (PNP) et Q_7 = BF X 34 (NPN).

Sur le schéma général de la **figure 32**, on a indiqué ces points d'alimentation.

TYPES DE TRANSISTORS

A noter que tous les transistors du montage (**fig. 32**) sont des BC208 B, les diodes sont des 1N914 A.

Chaque NAND (il y en a onze) est un quart de HBC/HBF 4011 A avec V_{DD} = + 5 V et V_{SS} à la masse. Dans chaque CI, il y a quatre éléments NAND. Sauf dans un seul, les deux entrées sont réunies.

RYTHMEUR AVEC M 253 AA

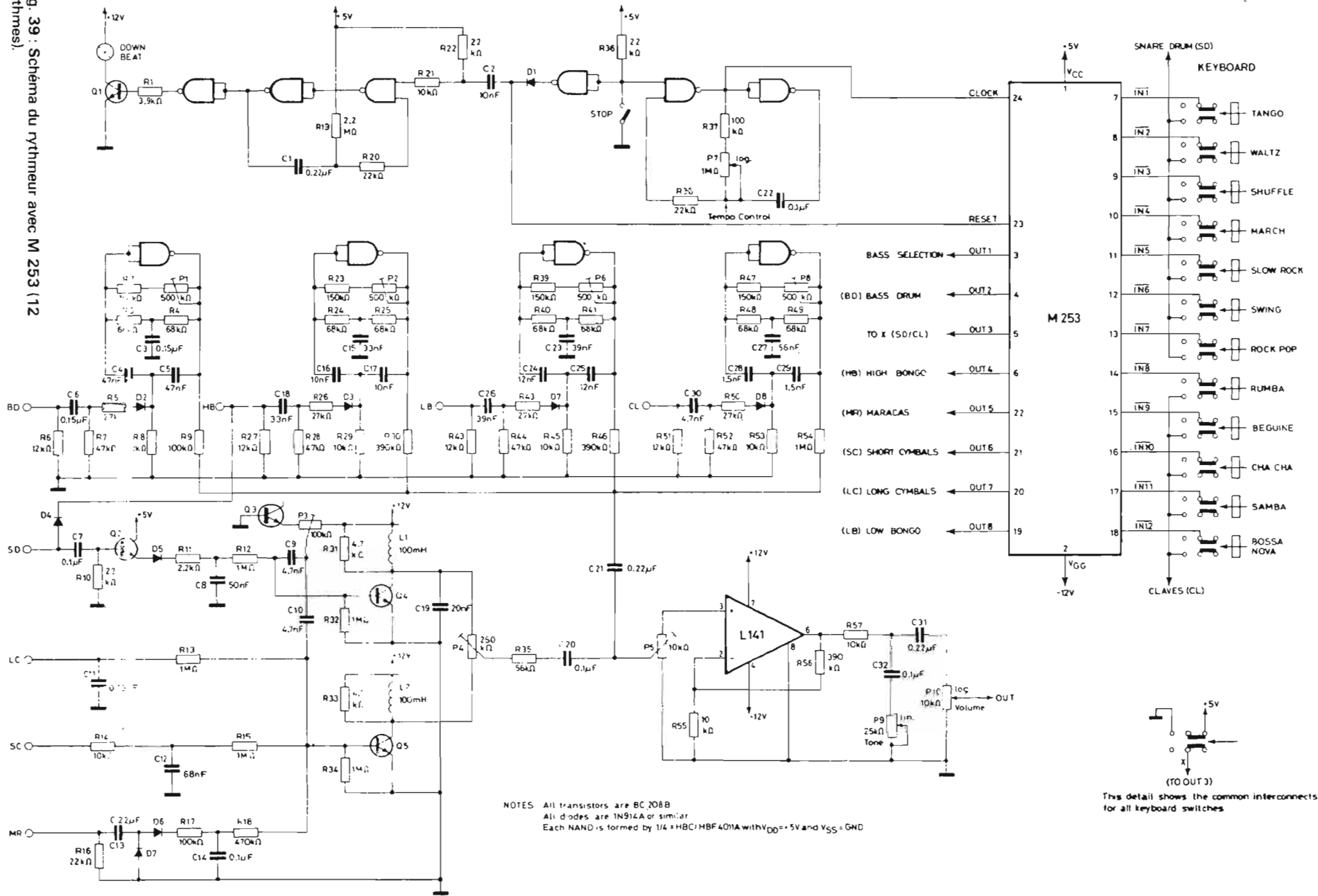
Ce rythmeur dont le schéma est donné à la **figure 39**. On retrouve un montage analogue à celui adopté pour le M 252 AA. Les branchements non indiqués s'effectueront d'après les mentions x, SD/CL, HB, etc.

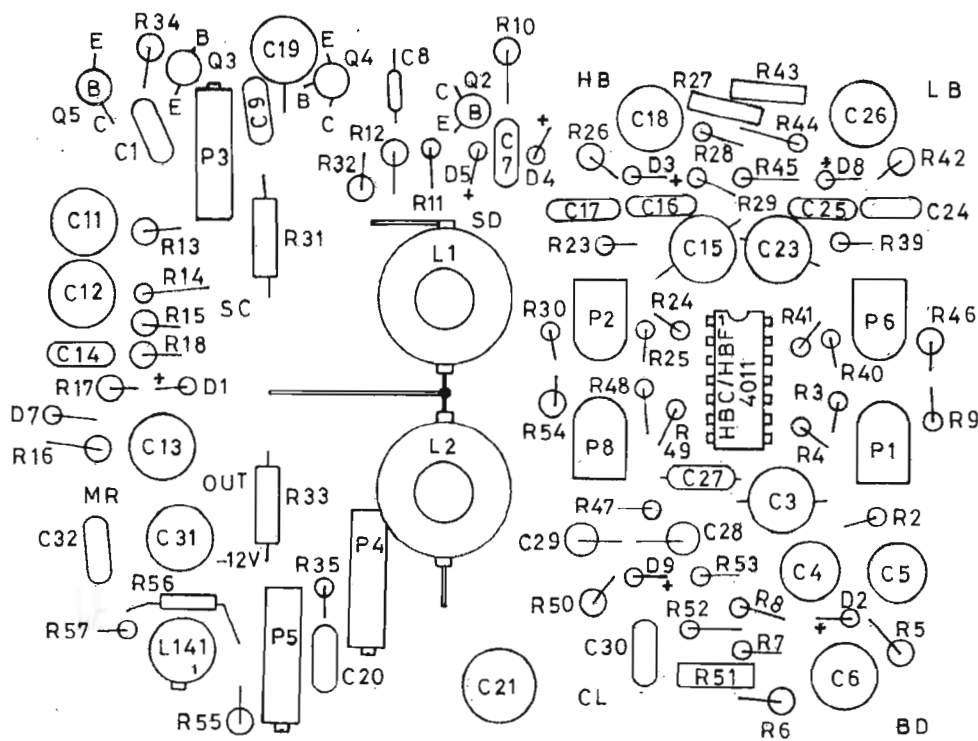
Les points des commutateurs à brancher en x à la masse et à + 5 V sont indiqués en bas et à droite : x = sortie 3, broche 5 du CI.

Semi-conducteurs : transistors BC208 B, diodes 1N914 A, et NANDS HBC/HBF avec V_{DD} à + 5 V et V_{SS} à la masse.

Utiliser l'alimentation de la **figure 38**.

Fig. 39 : Schéma du rythmeur avec M 253 (12 rythmes)





CS-0067

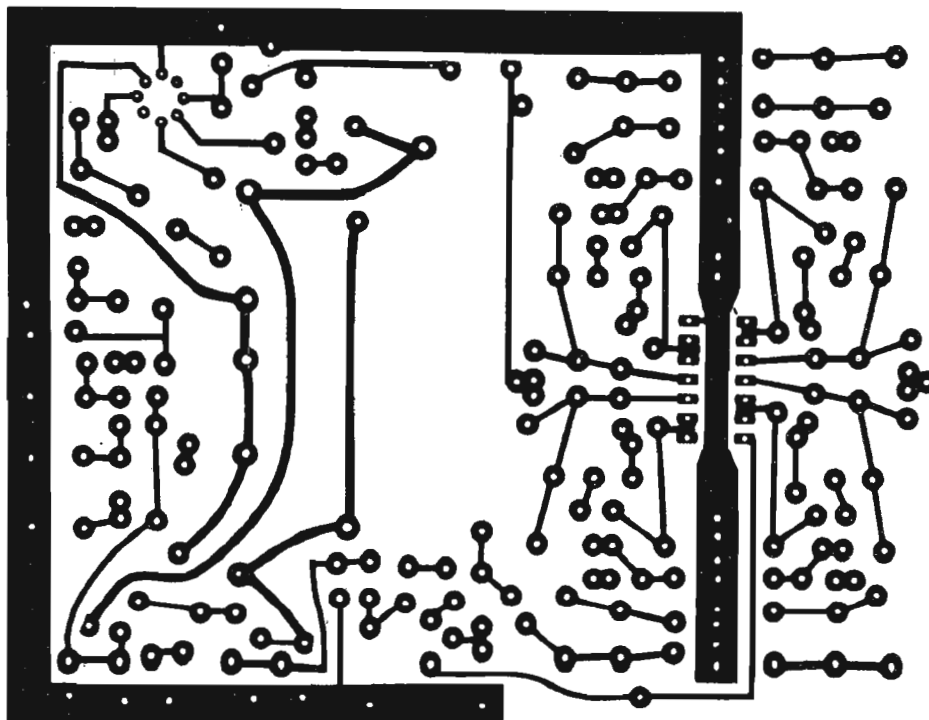


Fig. 40 : Circuit imprimé pour le générateur de sons et le préamplificateur.

ANALYSE SOMMAIRE DU MONTAGE (fig. 39)

Ce rythmeur donne 12 rythmes différents, chacun pouvant commander au maximum 7 des 8 instruments disponibles.

Les 12 rythmes sont indiqués sur le schéma, à droite. Contrairement au montage à M 252, le présent montage permet des combinaisons de deux rythmes comme expliqué précédemment.

Aux figures 40 et 41, on donne les plans des platines

imprimées et de la disposition des composants.

Revenons au schéma figure 38, valable pour le M 253 AA. Les générateurs de sons (instruments) l'horloge et le monostable du down-beat sont les mêmes que dans le montage précé-

dent. Le clavier sert de codeur et se branche selon les indications du schéma.

A noter la différence importante suivante : la sortie 1 (point 3 du CI M 253) n'est pas programmée. Elle n'est pas destinée à la commande d'un « instrument » mais à la commande de la « basse alternato » (basse alternato) d'un orgue électronique.

Comme le montre la figure 42, la tonique apparaît lorsque la sortie 1 (OUT 1) ne donne pas de signal et la sortie 2 en donne. La 5^e sort lorsque les sorties 1 et 2 donnent des signaux.

Il en résulte que chaque fois qu'un battement du bass-drum de la sortie OUT 2, une note est fournie par la basse alternato.

La sortie 1 ne sert qu'à déterminer laquelle des deux notes doit être obtenue.

A la figure 43, on montre comment la sortie 3 (OUT 3) de la broche 5 du CI, est programmée pour sensibiliser un instrument, dans le cas présent, le snare-drum ou la clave et, en même temps effectuer la commande de la sortie des accords effectués par l'exécutant sur le clavier de l'orgue.

Si le rythmeur n'est pas inclus dans un orgue, on n'utilisera pas la sortie 1 et la deuxième possibilité de la sortie 3.

NOTES

(a) Si l'on fait la remise au niveau zéro de l'horloge au lieu du niveau 1 (logique positive) la mesure commence à la moitié de la période du signal d'horloge, après relâchement de l'action sur le reset.

(b) Si l'on laisse le générateur d'horloge en oscillations libres, par exemple en n'effectuant le reset que sur le CI (M 252 ou M 253), deux possibilités existent lors du relâchement du reset :

1) si l'horloge est en position 0, la mesure commence et le rythme prend le départ,

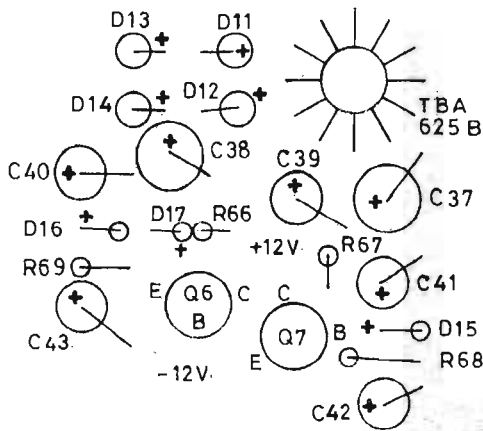


Fig. 41 : Circuit imprimé pour alimentation, M 253, horloge et monostable.

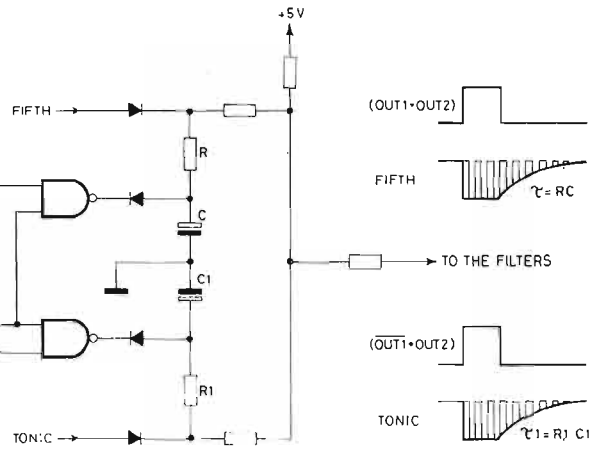
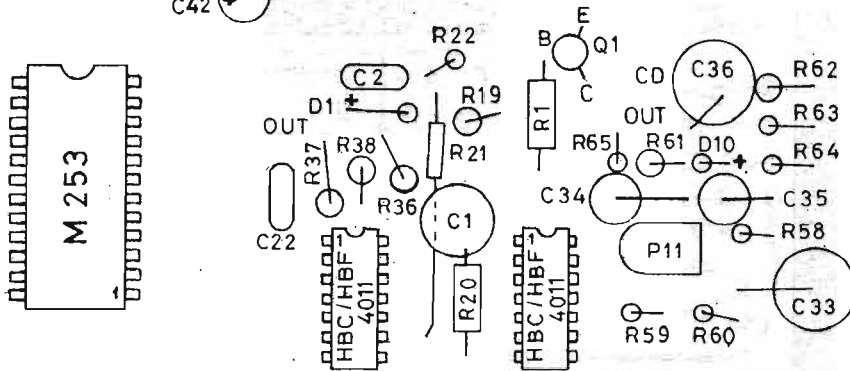


Fig. 42 : Première et deuxième sortie (M 253).

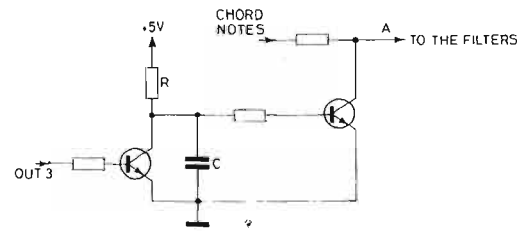
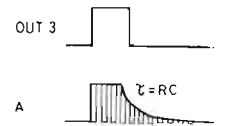
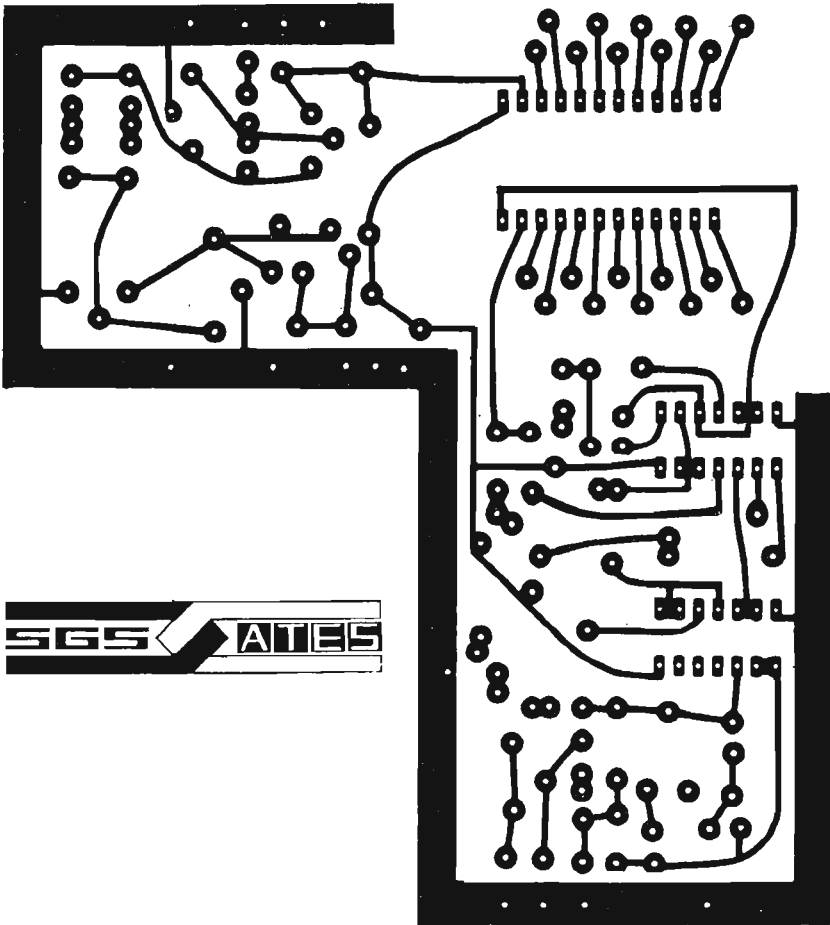


Fig. 43 : Troisième sortie (M 253).



2) si l'horloge est au niveau 1 la mesure commence aussitôt que la commutation de l'horloge s'effectue vers le niveau opposé, ce qui peut donner lieu à un retard dont la durée peut être comprise entre zéro et la moitié de la période du signal d'horloge.

(c) Aussi bien pour le M 252 que pour le M 253, si aucun reset n'est appliqué, l'horloge fonctionne et aucun rythme n'étant sélectionné, le signal indicateur DB se produit sur 32 temps élémentaires (TR) ou 64 impulsions d'horloge.

Fig. 44

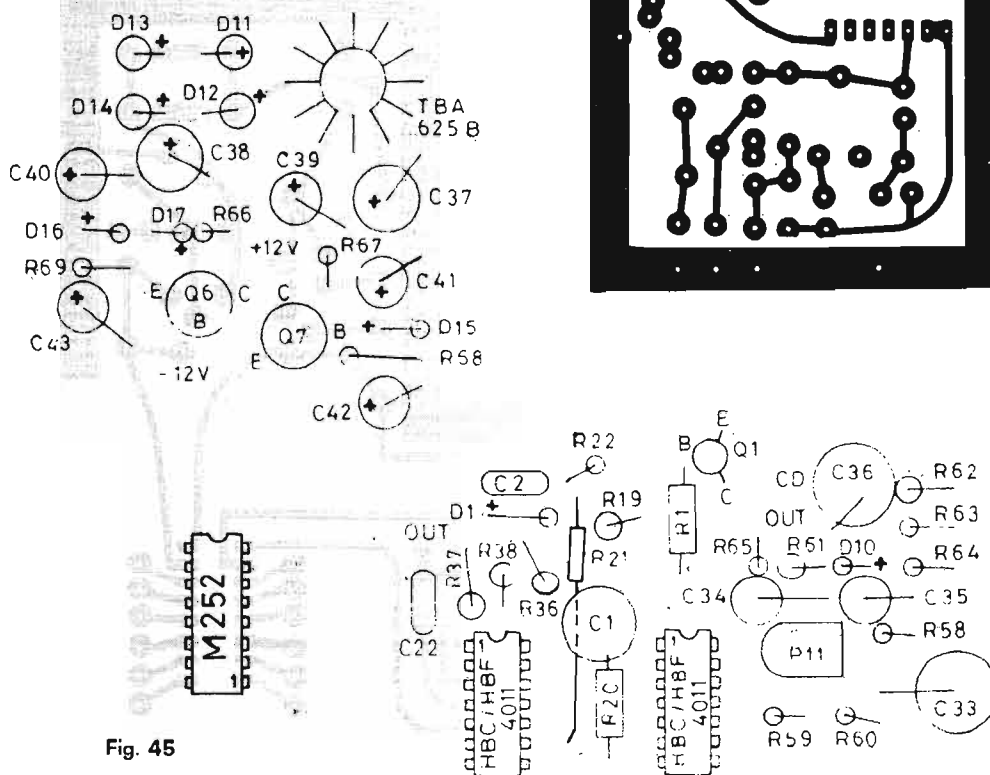
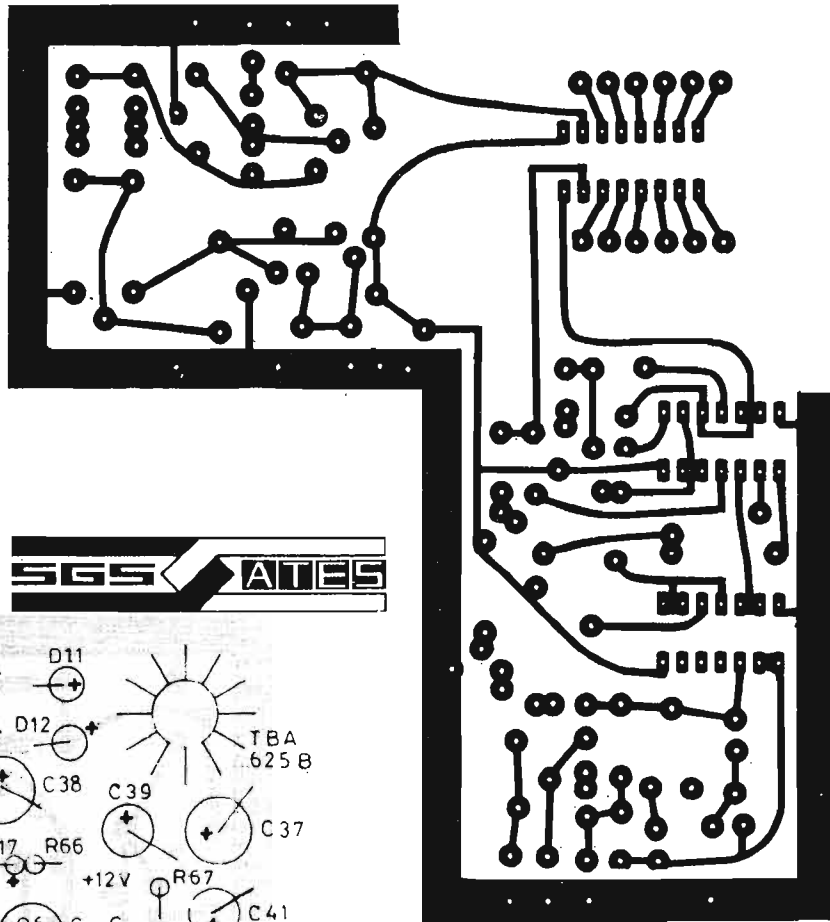
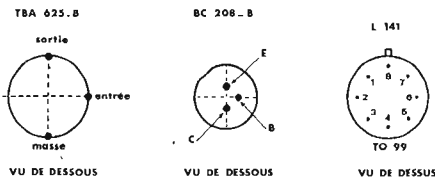


Fig. 45

Les NANDS faisant partie de ces montages sont des HBC/HBF 4011 A de série COS/MOS.

Dans chaque boîtier rectangulaire à 14 broches, les quatre éléments sont connectés comme suit.

Élément 1 : entrées 1-2 sortie 3 ; élément 2 entrées 5 - 6 sortie 4 ; élément 3 - entrées 8, 9 sortie 10 ; élément 4 entrées 13, 12 - sortie 11. Alimentation + : V_{DD} ; broche 14, - ; V_{SS} broche 7. La tension V_{SS} est zéro volt (masse).

Les transistors BC 208 B sont à trois fils qui se branchent selon les indications de la figure 44 sur laquelle le transistor est vu de dessous, c'est-à-dire avec les trois fils vers l'observateur.

Pour le BFX 34 la disposition des fils est la même. De plus il y a un ergot entre le fil de collecteur et celui d'émetteur. Le BFX 41 (PNP) a le même brochage que le BFX 34.

Pour le CI, TBA 625 B (fig. 38), il y a trois fils disposés comme ceux des transistors. Ce brochage est montré à la figure 44.

Le L 141 a un boîtier à 8 broches, de forme cylindrique ou à 14 broches de forme rectangulaire habituelle. Sur les schémas des figures 32 et 39, les numéros correspondent au boîtier cylindrique à 8 fils, le fil 8 correspond à l'ergot (voir fig. 44). Le boîtier est vu de dessous).

Si l'on choisit le rythmeur à M 252 (fig. 32), on pourra monter ce CI sur un support à 14 broches. Ne placer le CI dans son support qu'au dernier moment lorsque toutes les soudures auront été faites et avant mise sous tension de l'appareil.

NOTE IMPORTANTE

L'introduction d'un montage rythmeur dans un orgue électronique non prévu pour cette adjonction, n'est pas facile et il est indispensable de

consulter le fabricant de l'orgue en lui soumettant le schéma et la description du rythmeur.

En général, le fabricant d'orgues dispose d'un rythmeur spécialement étudié pour son orgue.

BROCHAGE DES CIRCUITS INTEGRES ET DES TRANSISTORS BC 208 B

Ceux des M 252 et M 253 sont indiqués sur les schémas des figures 32 et 39.

F. JUSTER

LE POURQUOI ET LE COMMENT : expérimente et découvrir

ORGUE ~ JOUET

FAÇON

SYNTHÉTISEUR PROFESSIONNEL

(Suite et fin voir N^{os} 1517, 1521 et 1526)

**MINI-ORGUE COMPLET
AVEC MÉMOIRE,
CONVERTISSEUR
EXPONENTIEL ET
COMMANDE
D'ENVELOPPE**

peuvent donc également être en fil résistant. Du fil en « Nichrome » convient bien car l'état de surface ne se dégrade pas. L'ensemble de ces trois fils pourrait être appliqué sur une plaquette rigide de 1 mètre de long légè-

rement courbée, par exemple en verre-époxy ou formica ou polyrey. Si on les colle, veiller à ne pas utiliser une colle créant une isolation insuffisante (hygroscopique par exemple) entre les trois fils, car la mémoire en souffrirait ;

veiller également à ce que le dessus des 3 fils reste toujours bien dégagé pour assurer un bon contact avec le style qui sera utilisé pour le jeu. Le support peut porter le dessin d'un clavier à touches pour un repérage rapide des notes.

La figure 17 illustre le genre de « clavier » que nous préconisons. Le fil résistant est tendu légèrement entre deux points de fixation, distants de 1 mètre par exemple pour environ 7 octaves. Parallèles à ce fil résistant et à très faible distance, sont tendues deux autres électrodes, de part et d'autre. Ces deux électrodes seront les entrées de commande respectivement pour l'oscillateur de notes et le générateur d'enveloppe ; elles ne véhiculent pratiquement pas de courant (contrairement à celle du milieu qui est parcourue par un courant d'environ 3 mA pour 42 Ω /m) et

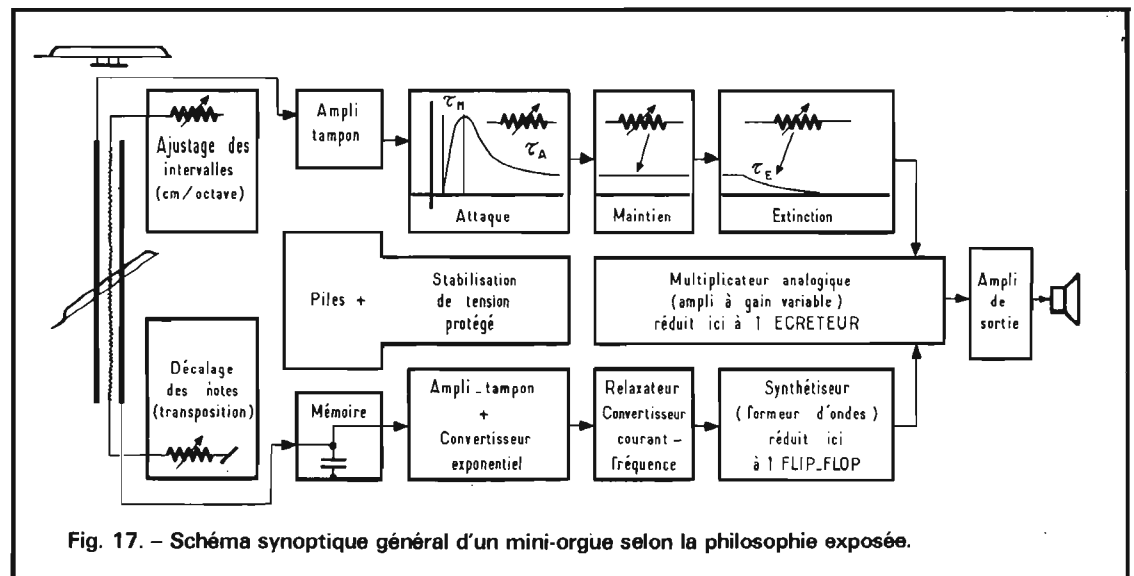


Fig. 17. - Schéma synoptique général d'un mini-orgue selon la philosophie exposée.

Ce stylet sera en réalité un mini-archet entre les extrémités duquel est tendu un fil métallique, aussi en Nichrome par exemple. En appuyant ce mini-archet à travers les trois électrodes on les court-circuite à l'endroit choisi (fonction de la note que l'on désire jouer). Comme le fil du mini-archet est souple, il épousera bien les trois électrodes dont celle du milieu est légèrement surélevée par rapport à celles qui la longent.

Cette construction du « clavier » a comme avantage non seulement qu'une seule main commande fréquence et enveloppe, mais encore qu'entre le mini-archet et l'électronique il n'y a pas de liaison par fil souple gênant : la main qui joue a une grande liberté de mouvements.

L'écart entre les trois fils résistants doit être aussi petit que possible pour que les contacts entre fil central et respectivement fil-fréquence et fil-enveloppe se fassent simultanément.

Le schéma de la figure 17 montre le principe de fonctionnement de l'ensemble. Dès que le mini-archet fait contact l'amplitude correspondant à l'allure d'attaque choisie commence à s'établir ; cette amplitude tendra ensuite vers la valeur sélectionnée pour le niveau de maintien qui restera maintenu aussi longtemps que le mini-archet reste appuyé ; quand on soulève le mini-archet, l'amplitude s'évanouira avec une constante de temps sélectionnée préalablement : grâce à la mémoire, la fréquence de la note ne glisera pas pendant cette période d'extinction. On peut profiter de cette dernière caractéristique pour déjà sélectionner en toute tranquillité la note suivante : dès qu'on appuie le mini-archet, même si la note précédente est encore audible, la nouvelle note commencera tout de suite (à l'amplitude voulue) à la bonne fréquence, l'ancienne fréquence cessant aussitôt. Le jeu se caractérise par une grande clarté, il y a absence totale de bruits parasi-

tes et transitoires désagréables.

La figure 18 montre le schéma complet. Pour que le générateur d'enveloppe n'affecte pas la fréquence désirée, il faut que son impédance d'entrée soit très élevée (ne pas implanter les composants sur un support de mauvaise qualité !). Quand le mini-archet n'est pas appuyé, la base de T_{15} se trouve à + 5,2 V à travers la résistance de quelques dizaines de $M\Omega$ ($R_{24} + R_{25}$) et T_{17} est bloqué. En appuyant le mini-archet sur le fil résistant, la base de T_{15} se trouve à un potentiel entre + 1 V et + 500 mV ; le circuit d'entrée du générateur d'enveloppe injecte alors dans le fil résistant central un courant de l'ordre de 300 nA qui vient s'ajouter au courant de 3 mA le parcourant en permanence.

Si le contact se fait à un point qui se trouve à 100Ω de la masse, ces 300 nA provoqueront une augmentation de la tension de $300 \text{ nA} \times 100 \Omega = 30 \mu\text{V}$ ce qui correspond à 1/50 de demi-ton (donc tout à fait négligeable).

De ces 300 nA, environ 200 nA passent par R_{24} et R_{25} , le reste sert de courant de base pour T_{15} . Les transistors complémentaires T_{15} et T_{16} forment un émetteur-suiveur à super-gain (le produit des deux β) et 100 nA à l'entrée suffiront à rendre l'émetteur de T_{15} environ 1 V positif par rapport à la cathode de D_2 : à travers les 33 k Ω de R_{27} il y a alors un courant d'environ $(6 \text{ V} - U_{BE \text{ } T_{17}} - U_{ET_{15}}) / R_{27} \approx 150 \mu\text{A}$, suffisant pour bien faire conduire T_{17} . La diode D_2 est nécessaire pour assurer le super-gain dans toutes les circonstances, par exemple aussi quand on joue une note grave et que la cathode de D_2 peut se trouver très proche de 0 V : son anode est dans ce cas encore suffisamment positive ($\geq + 500 \text{ mV}$) pour que le collecteur de T_{15} ne puisse pas descendre en dessous du seuil de conduction de T_{16} (si le U_{BE} de T_{16} n'atteignait pas + 500 mV, ce transistor ne

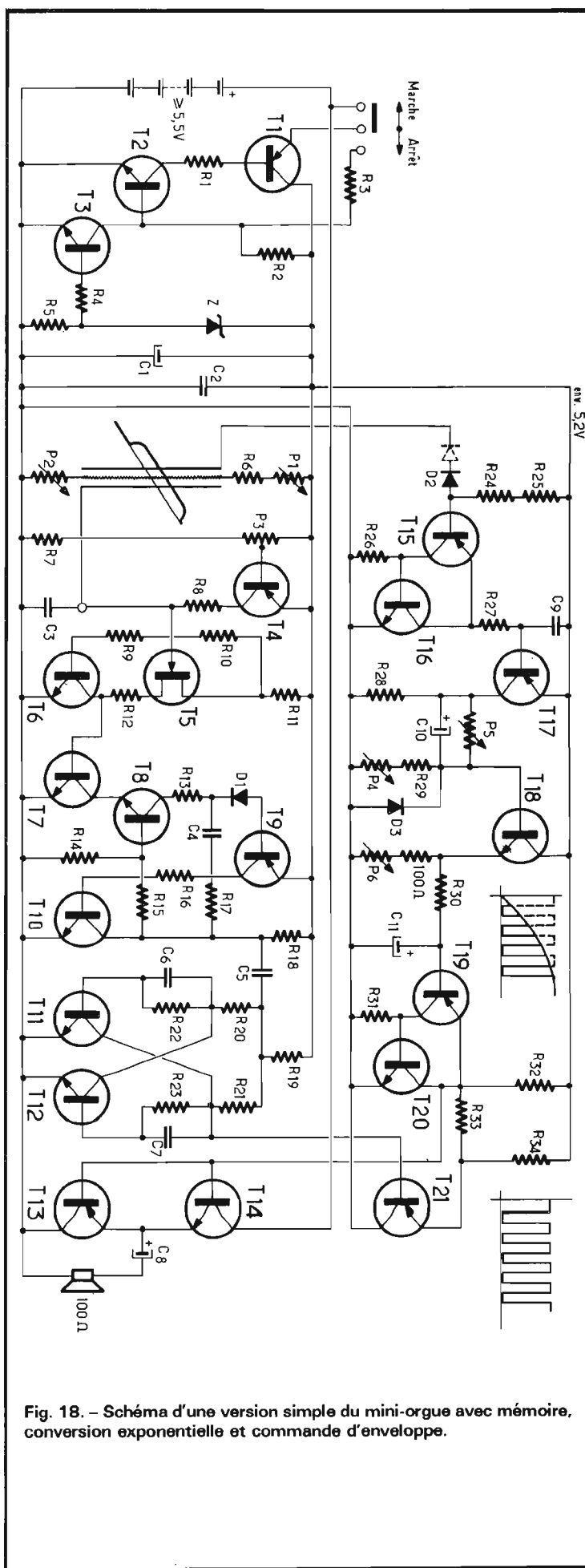


Fig. 18. - Schéma d'une version simple du mini-orgue avec mémoire, conversion exponentielle et commande d'enveloppe.

NOMENCLATURE
schéma figure 18
Rappel des fonctions

T₁ : 2N 2905 ou PNP équiv. pour I_C de quelques centaines de mA - Transistor ballast.
T₂/T₃ : NPN - Ampli régulateur de tension.
T₄ : PNP Compense dérive éventuelle de la mémoire.
T₅ : BSW 12 ou JFET Canal N équiv. à tension de pincement d'env. 1 à 2 V, par ex. BF 244 A. Ampli-tampon pour condensateur de mémoire.
T₆ : NPN - Source de courant constant pour T₅. Ensemble T₅/T₆/T₈ à faible coefficient de temp.
T₇ : NPN - Conversion exponentielle : I_C = ke^{39U_{BE}}. 18 mV/octave ; 1,5 mV/démiton.
T₈ : NPN - Agrandit la plage de fréquences.
T₉ : PNP Ou transistors plus rapides (BF...)
T₁₀ : NPN Relaxateur de base.
T₁₁/T₁₂ : NPN - Flip-flop/multivibrateur bistable).
T₁₃ : PNP Emetteur-suiveurs complémentaires.
T₁₄ : NPN Driver pour HP de 50 à 100 Ω.
T₁₅ : PNP Ampli-tampon de détection de la position de l'archet : commande d'enveloppe.
T₁₆ : NPN dito ci-dessus
T₁₇ : PNP Commande attaque/maintien.
T₁₈ : NPN Commande extinction.
T₁₉ : PNP Ampli-tampon et écrêteur variable, commandé par signal d'enveloppe.
T₂₀ : NPN dito ci-dessus
T₂₁ : PNP Adaptateur entre flip-flop et écrêteur.

Note : NPN : BC 107, 108, 109, 147, 148, 149, 407, 408, 409, etc. PNP : BC 157, 158, 159, 307, 308, 309, etc.

Z : BZY 88 C5V6, diode Zener à 5,2 V nom.
D₁ : 1N 4148 ou équiv. Assure faible courant de fuite.
D₂ : 1N 4148 ou équiv. Améliore polarisation de T₁₅/T₁₆.
D₃ : 1N 4148 ou équiv. Assure décharge rapide de C₁₀.
Note : Quelques autres petites diodes au Si : BAX 13, 1N 914.

C₁ : 10 à 1 000 μF (≥ 10 V, chim.). Découple basses fréquences.
C₂ : 0,1 μF non chim. Découple hautes fréquences.
C₃ : 0,47 μF à très faible fuite. Mémoire.
C₄ : 39 nF. Condensateur d'intégration du relaxateur.
C₅ : 10 nF. Couplage capacitif vers flip-flop.
C₆/C₇ : 100 pF. Liaisons croisées capacitives du flip-flop.
C₈ : 100 μF (≥ 10 V chim.). Couplage capacitif du H.P.
C₉ : 1 μF max. Correction en cas de mauvais contact entre archet et fil résistant.
C₁₀ : 10 μF (≥ 10 V, chim.). Constante de temps attaque.
C₁₁ : 10 μF (≥ 10 V, chim.). Constante de temps extinction.
*P₁ : 1 K lin. Etendue du clavier (cm/octave).
*P₂ : 100 Ω lin. Transposition (décalage des notes).
*P₃ : 10 k. lin. Ajustage de la compensation de dérive.
P₄ : 1 M log. Réglage constante de temps attaque.
P₅ : 250 à 500 k log. Réglage niveau de maintien.
P₆ : 1 M log. Réglage constante de temps extinction.

R₁ : 6,8 k. Limitent le courant en court-circuit de l'alimentation.

R₂ : 1 M. dito ci-dessus
R₃ : 10 k. En combinaison avec l'interrupteur à glissière Jeanrenaud « lance » l'alimentation.

R₄ : 1 k. Protège l'alimentation contre un court-circuit EC de T₁. Influx sur tension sortie.

R₅ : 1 k. Fixe le courant Zener. Influx sur la tension de sortie régulée. I_Z ≈ 0,6 mA ici.

R₆ : 1,2 k. Résistance de garde : I_{fil} = 5 mA max.

R₇ : 68 k. Applique 700 mV aux bornes de P₃.

R₈ : 1 M. Résistance de garde, limite le courant de compensation d'une dérive de la mémoire.

*R₁₀/R₉ : 470 k environ. Déterminer expérimentalement pour minimiser le coefficient de température.

*R₁₁ : 1 K (I_C ≈ 1 mA). Stabilise un peu le I_C.

*R₁₂ : < 500 Ω. Transposition ; diminuer sa valeur (par ex. 0 Ω) augmente la fréquence, à U_{C3} constant.

R₁₃ : env. 1 k. Protège T₉ contre I_D trop fort.

R₁₄/R₁₅ : 3,3 k. Pont diviseur bloquant T₈ pendant la période de conduction de T₉/T₁₀.

R₁₆ : env. 1 k. Protège T₁₀ contre I_b trop fort.

R₁₇ : env. 100 Ω. Limite I_b de T₉ pendant l'impulsion.

R₁₈ : 330 Ω. Charge collecteur T₁₀.

R₁₉ : 330 Ω. Impose impulsions négatives de basculement à l'alimentation du flip-flop. Eventuellement court-circuiter C₅ : R₁₈//R₁₉ devient 150 Ω.

R₂₀/R₂₁ : 3,3 k. Charges-collecteur du flip-flop.

R₂₂/R₂₃ : 33 k. Liaisons croisées résistives du flip-flop.

R₂₄/R₂₅ : ≥ 10 M. Sélectionner les plus fortes valeurs qui bloquent T₁₅ (et T₁₇) de façon fiable.

R₂₆ : 10 M. Neutralise courants de fuite sur la base de T₁₆.

R₂₇ : 33 k. Limite I_b pour T₁₇.

R₂₈ : 1 K. Pas plus forte, afin de décharger C₁₀ le plus vite possible.

R₂₉ : 10 k. Limite I_C de T₁₇ (P₄ et P₅ minimum).

R₃₀ : 1 k. Assure le temps de montée du son d'env. 10 ms.

R₃₁ : 1 M. Absorbe d'éventuels courants de fuite.

R₃₂ : 1 M environ. Joue sur « fluidité » de l'extinction.

R₃₃ : 2,2 k. Résistance d'entrée pour écrêteur.

R₃₄ : 2,2 k. Résistance « pull-up » pour T₂₁ et R₃₃.

Fil résistant : env. 42 Ω/m. Si l'on choisit une autre valeur, changer dans les mêmes proportions : P₁, R₆ et P₂.

Interrupteur : type « établissement avant coupure » (3 sorties court-circuitées pendant la transition d'Arrêt vers Marche).

Colonnnette en stéatite avec cosses à souder pour relier ensemble C₃, gate de T₅, R₈ et électrode d'entrée.

Dans la plupart des cas les valeurs des composants ne sont pas critiques du tout. Cependant, quelques composants nécessitent un réglage (ou sélection) précis, à déterminer expérimentalement. Il s'agit notamment des composants marqués d'un astérisque.

pourrait pas participer au gain en courant et le courant de base de T_{15} deviendrait tellement élevé que la répartition des tensions sur le fil résistant serait affectée sérieusement au point de modifier sensiblement l'emplacement prévu des notes). Au lieu d'une seule diode, on peut même en prendre deux !

L'incorporation de R_{26} est une mesure de précaution : si jamais il y a un faible courant de fuite sur la base de T_{16} (archet soulevé), il ne pourra pas faire conduire T_{16} et par là T_{17} , tant qu'il ne dépasse pas 50 nA, car U_{BE} de T_{16} (égale 50 nA \times 10 M Ω = 500 mV) n'atteindra pas le seuil de conduction. Une telle résistance de déviation de courant de fuite n'est pas tellement nécessaire entre émetteur et base de T_{17} car il lui faut un courant de base d'au moins quelques dizaines de μ A pour que le courant collecteur qui en résulte développe une tension appréciable aux bornes de R_{28} (pour 1 V il faut déjà 1 mA à travers la R_{28} de 1 k Ω).

Le condensateur C_9 est à recommander si le mini-archet n'assure pas de contacts suffisamment bien établis : C_9 lisse dans ce cas un peu les « bavures » ; la valeur de C_9 doit être aussi petite que possible et est à déterminer expérimentalement. Le plus souvent C_9 ne sera pas nécessaire, car C_{11} empêche également les variations trop brutales de la tension représentant l'enveloppe.

Le collecteur de T_{17} suit donc fidèlement les manipula-

tions du mini-archet : + 5 V quand il est appuyé, 0 V quand le contact est rompu. Des réseaux RC (pour la théorie voir le début de notre article, en particulier la figure 3 et le texte y référant) vont ensuite modifier l'allure de ce signal (à deux niveaux seulement, donc du type « tout ou rien ») en une allure évoluant plus graduellement.

C_{10} transmet le saut positif de départ intégralement (D_3 sera bloquée) et l'émetteur de T_{18} suit ce saut de 5 V. Sans P_5 la tension U_E de T_{18} reviendrait vers zéro volt avec une constante de temps d'attaque de $\tau_A = C_{10} \times P_4$; la résistance R_{29} de faible valeur limite le courant collecteur de T_{17} quand P_4 est au minimum.

Avec P_5 le niveau ne descendra pas à 0 V mais à une valeur de maintien fonction de la valeur de P_5 et de P_4 (qui constituent un pont diviseur).

Le saut négatif, se produisant quand on soulève l'archet, décharge C_{10} rapidement à travers D_3 et R_{28} avec une constante de temps très courte :

$\tau_F = C_{10} \times (R_{28} + R_{D3})$, où R_{D3} est très faible (diode conductrice). Le deuxième rôle de D_3 est d'empêcher que la base de T_{18} devienne négative. Il y a donc une récupération rapide et on peut faire un jeu rapide, chaque note ayant une amplitude d'attaque de 5 V. Si on positionne P_5 à une faible valeur, le niveau de maintien sera également proche de + 5 V.

Les sauts positifs apparais-

sant sur l'émetteur de T_{18} subiront un petit ralentissement avec une constante de temps de montée ($\tau_M = R_{30} \times C_{11} = 1 \text{ K} \times 10 \mu\text{F} = 10 \text{ ms}$) avant d'être appliqués à la base de T_{19} .

Quand on soulève l'archet, la base de T_{18} descend vite et la diode BE de T_{18} se bloque, ce qui fait que T_{18} ne fournit plus de courant et U_B de T_{19} ($= U_{C11}$) revient à zéro avec une constante de temps d'évanouissement $\tau_E = (P_6 + R_{30}) \times C_{11}$ qui peut être très longue.

τ_M a été choisie fixe, τ_A et τ_E sont variables (P_4 et P_6 respectivement). P_5 affecte un peu τ_A mais permet surtout de choisir le niveau de maintien.

La tension U_B de T_{19} évolue entre 0,0 V et des valeurs positives. L'émetteur-suiveur composé comprenant T_{19} et T_{20} (fonctionnement analogue à celui avec T_{15} et T_{16}) transmet la tension de C_{11} , sans affecter les constantes de temps (l'impédance d'entrée est très élevée) ; la transmission de cette tension se fait avec un certain décalage en tension ; U_{BE} de T_{20} plus U_{CE} de T_{19} quand U_{C11} est suffisamment positive ; U_{BE} de T_{19} quand U_{C11} est proche de 0 V :

Pour $U_{C11} = 0 \text{ V}$ on a environ $U_{ET19} = 0,7 \text{ V}$. A cette tension il ne doit pas y avoir transmission du signal audio. Ceci se vérifie facilement : le signal provenant du flip-flop (collecteur de T_{11}) oscille entre 0,1 V (transistor saturé) et + 4 V environ (transistor bloqué) ; à la sortie de l'émetteur-

suiveur (émetteur de T_{21}) le signal audio oscille entre deux niveaux plus positifs d'environ 0,6 V (U_{BE} de T_{21}), donc entre + 0,7 V et + 4,6 V. Ce signal est appliqué, à travers R_{33} , à la sortie de l'émetteur-suiveur composé T_{19}/T_{20} qui est maintenue à + 0,7 V par C_{11} ; le signal audio ne passe donc pas : les émetteurs-suiveurs T_{13}/T_{14} reçoivent un niveau constant de + 0,7 V. La valeur de R_{32} joue sur la fluidité de l'extinction des notes.

Pour $U_{C11} = + 1 \text{ V}$, l'émetteur de T_{19} sera à + 1,7 V à condition que le signal provenant de l'émetteur de T_{21} soit égal ou supérieur à + 1,7 V ; pour les valeurs en-dessous de + 1,7 V, l'émetteur de T_{19} suivra fidèlement les variations provenant de T_{21} , car la diode émetteur-base de T_{19} sera polarisée en sens inverse. On a donc, pour $U_{C11} = 1,0 \text{ V}$ un signal carré sur l'émetteur de T_{19} (transmis, à travers les émetteurs-suiveurs T_{13}/T_{14} au haut-parleur) d'une amplitude de 1 V crête-crête (oscillant entre + 0,7 V et + 1,7 V).

De la même façon, l'amplitude du signal carré appliqué au haut-parleur sera de 2 V pour $U_{C11} = + 2 \text{ V}$, etc. L'amplitude est proportionnelle à U_{C11} : tout ce qui dépasse est écrêté par T_{19}/T_{20} .

Il y a une petite bavure théorique, mais non gênante dans la pratique, due au fait que le signal carré est modulé en amplitude de façon asymétrique : il oscille entre + 0,7 V et un niveau évoluant lente-

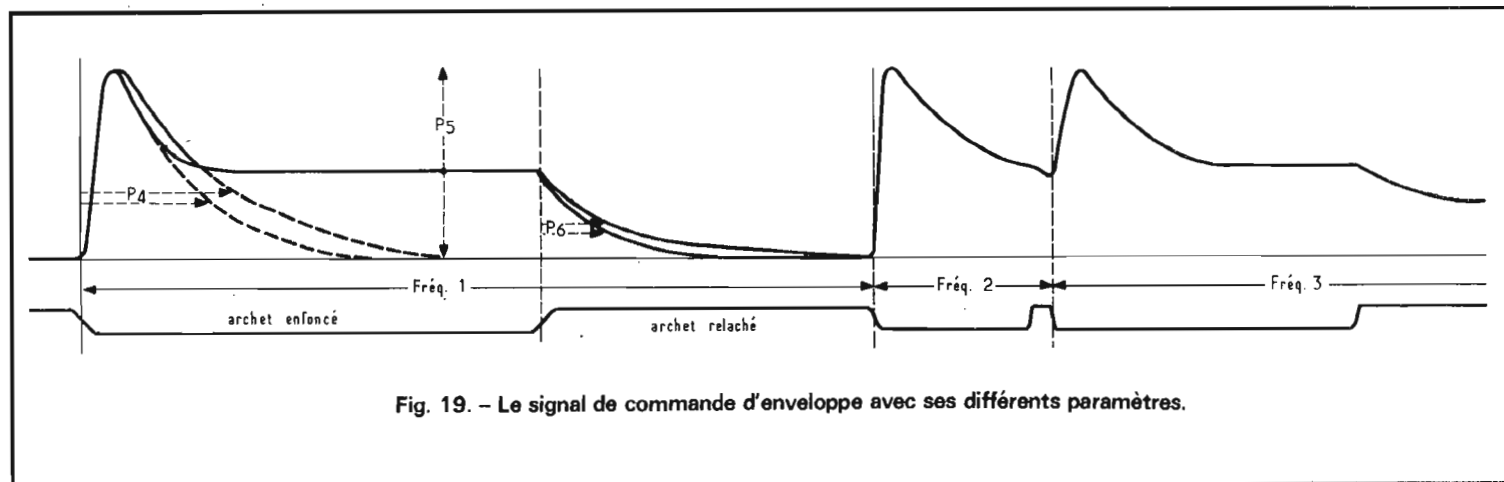


Fig. 19. - Le signal de commande d'enveloppe avec ses différents paramètres.

ment. Le signal de commande de l'enveloppe apparaît donc à la sortie. La simplicité, fiabilité et reproductibilité de l'écrêteur justifient pleinement cette petite bavure dans un orgue-jouet muni d'un petit haut-parleur qui masque complètement ce signal lent de modulation.

La figure 19 schématise l'action des trois potentiomètres et de la manipulation du mini-archet sur l'enveloppe.

Il ne reste maintenant plus que quelques recommandations à faire afin d'optimiser le fonctionnement du mini-orgue décrit.

Un des objectifs était de réaliser un instrument consommant très peu ; l'alimentation par piles, pour rendre l'orgue entièrement autonome, ne se heurtera alors pas à des objections d'ordre pécuniaire. D'abord, on insère un condensateur chimique entre étage de sortie et haut-parleur afin d'éliminer le courant continu ; ceci a deux autres avantages : on élimine une source de distorsion (avec une composante continue la position moyenne de la membrane ne serait pas celle du repos) et, en choisissant une valeur capacitive pas trop grande, on réduit l'importance de la composante due à la modulation lente d'amplitude. Ensuite, on peut sophistiquer le régulateur de tension de façon à avoir un minimum de chute à travers le transistor ballast : pour une valeur de tension régulée donnée, on pourra ainsi éventuellement économiser deux piles de 1,5 V. Notons que les courants « forts » à travers R_{13} , T_{14} et HP ne passent pas par les lignes d'alimentation des circuits sensibles : les connexions de l'étage de sortie avec l'alimentation (près des piles) se font par fils séparés.

Contrairement aux schémas classiques des régulateurs de tension, c'est ici le collecteur, et non pas l'émetteur, qui constitue la sortie. Le transistor ballast, branché de cette façon, peut fonctionner correctement même si sa tension U_{CE} est tombée à presque

0,2 V. Le régulateur de tension, tel qu'il est représenté figure 18 ne peut être commandé par un simple switch en série avec les piles : à la mise sous tension, la sortie resterait simplement à 0 V, car la résistance R_2 ne fournirait pas de courant de base à T_2 et, par conséquent, T_2 ne fournirait pas de courant de base à T_1 , de sorte que le régulateur possède un état stable qui correspond à 0 V à la sortie. Ce régulateur nécessite un circuit de démarrage à la mise sous tension pour le mettre dans son deuxième état stable, celui qui nous intéresse et où la tension de sortie est de 5 à 6 V, régulée. A cette fin, R_3 a été incorporée et le commutateur de Marche/Arrêt est du type « make-before-break », c'est-à-dire qu'en passant le bouton de la position Arrêt à Marche, les trois contacts sont tous reliés ensemble simultanément pendant un bref instant. A cet instant-là, la base de T_2 reçoit un courant venant du pôle positif de la batterie, grâce à la résistance R_3 .

Un type d'inverseur qu'il convient d'utiliser ici est le petit commutateur à glissière Jean Renaud qui présente la caractéristique nécessaire (type 73 CM).

Ce nouveau régulateur de tension est protégé contre des courts-circuits accidentels de sortie. En effet, le courant de base du transistor ballast est déjà limité par R_1 , donc, si la charge devient trop importante, le collecteur ne peut plus fournir le courant correspondant à la tension stabilisée : la tension de sortie baisse, ce qui diminue le courant de base pour T_2 et donc pour T_1 . Passé un certain seuil de courant, la sortie du régulateur devient 0 V et elle reste là, même quand on enlève la charge excessive : il faut « relancer » le régulateur en manipulant le bouton Marche-Arrêt !

La valeur de R_5 fixe le courant à travers la diode Zener : $I_Z \approx U_{BET3}/R_5$; en jouant sur sa valeur on peut légèrement varier la tension stabilisée.

La résistance R_4 protège le circuit contre un éventuel court-circuit entre le pôle positif de la batterie et la tension stabilisée : si R_4 était 0 Ω , il y aurait un courant destructeur à travers Z et la jonction base-émetteur de T_3 en cas de court-circuit.

Avec les valeurs des composants indiquées, la tension stabilisée devient environ 5,2 volts (et non pas 6 V comme cela était supposé dans quelques exemples de calcul). Puisque le régulateur stabilise très bien à partir d'une tension d'entrée de 5,5 V, l'alimentation peut se faire avec quatre piles de 1,5 V chacune (ou encore cinq cellules rechargeables au CdNi de 1,2 V chacune).

La figure 20 indique schématiquement comment on peut disposer les différents composants sur un support en verre-époxy (assurer une excellente isolation entre quelques points sensibles !). Il s'agit d'un support ayant sur un côté des bandes de cuivre perforées au pas de 0,1" (= 2,54 mm) que l'on interrompt, aux endroits nécessaires, avec une petite fraise : Véroboard.

Il est important de noter que le dessin montre le côté des composants. Plusieurs composants sont montés debout. Des cosses sont à prévoir pour les connexions avec les éléments (plus encombrants) extérieurs à la plaquette : organes de commande, etc.

L'expérimentateur assidu voudra, une fois terminé ce mini-orgue, probablement aller plus loin. Nous terminons donc cet article par quelques suggestions. Une foule de variantes peut être imaginée et tout dépend du goût et des aspirations de l'expérimentateur.

Nous ne pouvons donner ici que des indications sommaires, laissant au lecteur le soin de trouver les circuits qui lui conviendraient dans d'autres numéros du Haut-Parleur. La littérature à ce sujet est tellement abondante qu'on finira toujours par trouver ce que l'on cherche. Le lec-

teur sera probablement obligé d'adapter quelque peu les circuits trouvés, à en changer les valeurs des composants : nous espérons que les multiples exemples de calcul donnés dans notre article lui serviront à cet effet.

On a souvent intérêt à procéder petit à petit et systématiquement en faisant de fréquents essais intermédiaires, afin de déceler d'éventuelles anomalies tout de suite à l'origine même : ceci évite d'avoir à se casser la tête pour de petits problèmes masqués dans un circuit devenu trop rapidement trop complexe.

Vibrato et trémolo nécessitent un oscillateur commun (ou, éventuellement, deux oscillateurs indépendants) ayant une fréquence de 5 à 7 Hz environ. Ce signal peut être injecté, à travers une résistance variable de dosage appropriée en série avec un condensateur d'assez forte valeur, soit dans l'extrémité la plus positive du fil résistant, soit dans le drain de T_5 ou encore la base de T_7 .

Dans le premier cas on aura un vibrato (modulation lente de fréquences) seulement pendant la période où le mini-archet est appuyé ; dans le deuxième cas le vibrato se poursuivra également pendant la période d'évanouissement du son. Ce signal de 5 à 7 Hz peut, de la même façon, être injecté dans le point de réunion de R_{19} , R_{20} et R_{21} : ceci crée un trémolo (modulation lente d'amplitude).

Avec un générateur de bruit, on peut faire entendre un souffle au démarrage de chaque note. A cet effet, C_{11} peut par exemple commander un deuxième écrêteur (tout comme T_{19}/T_{20}) et le signal du générateur de bruit est appliqué à la sortie, à travers une résistance appropriée polarisée telle que le souffle passe seulement pendant la brève période de départ (réglable) où U_{C11} dépasse par exemple 4 volts. Le souffle est ensuite additionné au signal audio principal.

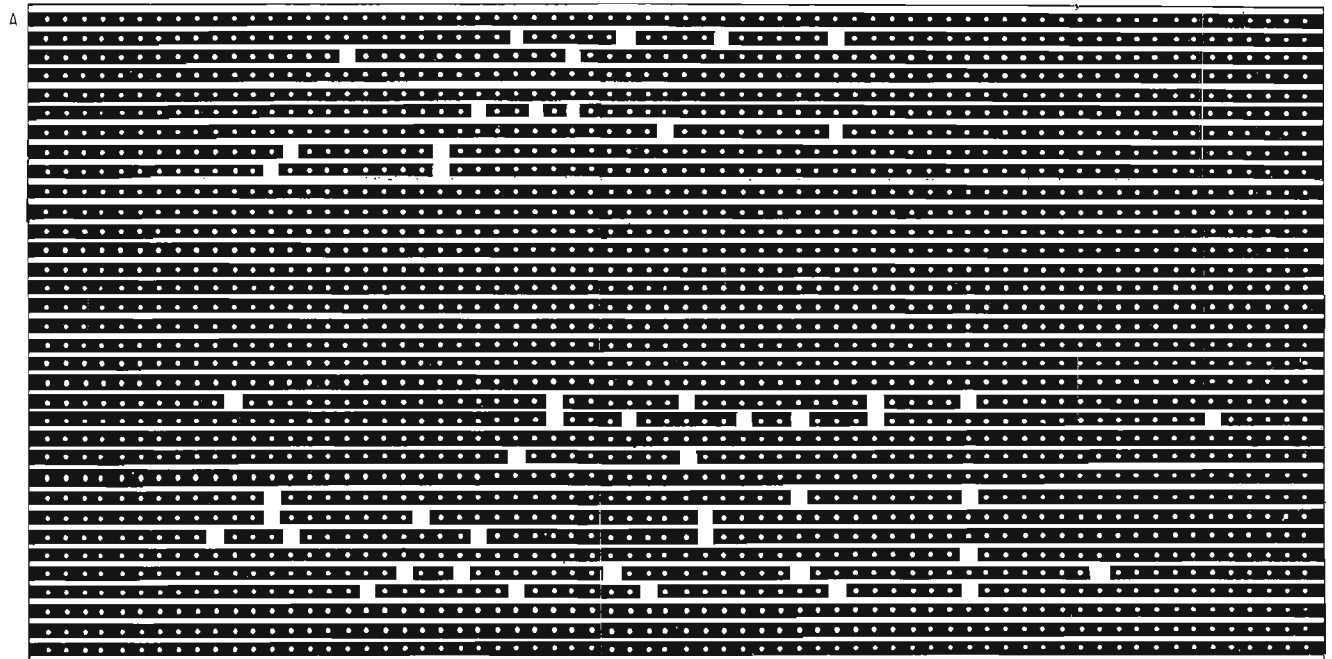
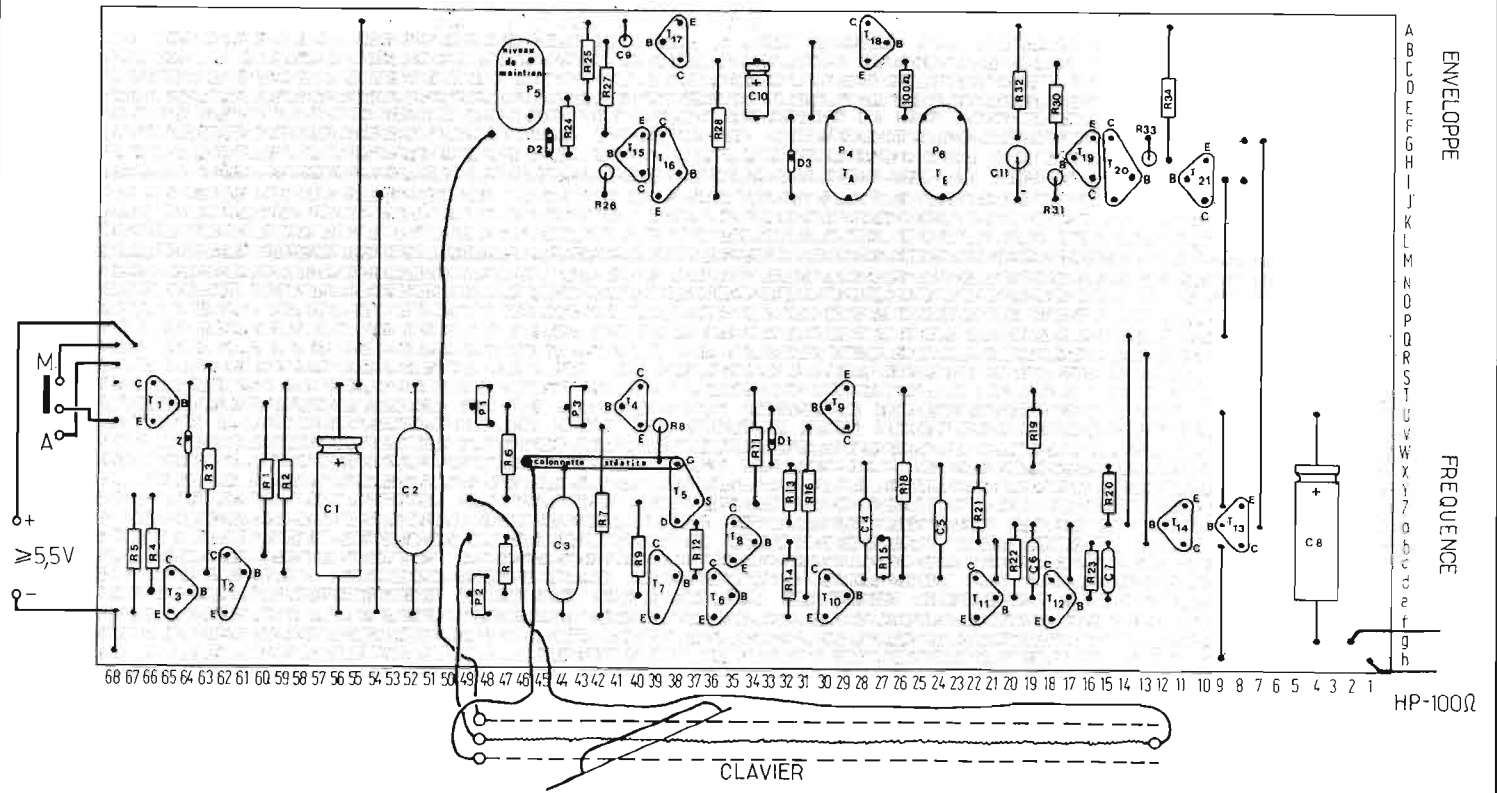


Fig. 20. - Suggestion d'implantation des composants sur un support Veroboard : circuit de la figure 8 ; côté composants !

Une plus grande variété de timbres peut être obtenue en remplaçant le flip-flop par un circuit intégré contenant plusieurs diviseurs, par exemple, ou en prélevant aussi la dent de scie à travers un amplificateur-tampon : les signaux sur les différentes sorties peuvent alors être mixés avec des dosages réglables. A cela, des filtres réactifs peuvent être rajoutés. Un amplificateur/mélangeur sera nécessaire ainsi qu'un étage dont on peut varier le gain : l'élément de variation de gain sera de préférence un JFET (utilisé comme résistance variable) dont la gate sera commandée par l'émetteur de T_{19} . Un système opto-électronique de commande de gain consomme beaucoup plus et est à déconseiller dans un instrument alimenté par piles. Un écrêteur donne lieu à des intermodulations (affreuses en polyphonie) que certains ne manqueront pas de qualifier « effets-spéciaux ».

Un jeu polyphonique est réalisable : un seul mini-archet pourrait commander deux relaxateurs à la fois (même la mémoire pourrait être commune !), les 2 fréquences étant dans un rapport fixe (commutable éventuellement avec différentes valeurs de C_4), pour donner des accords préréglables. Mais le problème du synchronisme entre les deux relaxateurs sur une plage de quelques octaves devient délicat. Il est préférable d'utiliser deux mini-archets, chacun associé à son propre circuit de mémoire et à son propre relaxateur, etc. : le circuit de commande d'enveloppe devrait également être doublé. Insistons toutefois sur le fait que le mini-orgue décrit est bien trop complexe pour être utilisé à 60 exemplaires par exemple dans un orgue de 5 octaves avec clavier à touches !

On ne peut impunément rajouter des circuits sans revoir le régulateur de tension. Avec les valeurs des composants indiquées la régulation est tout juste suffisante pour le faible courant consommé par les quelques circuits élémentaires de la figure 18, ceci dans un souci de prolonger au maximum la durée de vie des piles.

La description détaillée de chaque circuit utilisé, avec modes de calcul, devrait permettre à l'expérimentateur de modifier dans le bon sens les valeurs des différents composants en fonction de ses besoins.

Enfin, le « clavier » que nous avons proposé sera certainement critiqué par certains. D'autres approches, peut-être meilleures du point de vue de la technique du jeu, conservant les possibilités appréciées des glissandos et des vibratos manuels, ne sont pas à exclure a priori : peut-être, les expérimentateurs-musiciens veulent-ils bien faire part de leurs suggestions, basées sur une réelle pratique du jeu avec l'instrument proposé, exploitant notamment les circuits de mémorisation et d'enveloppes ?

G. J.-J. ARIANE

Pour monter votre kit, prenez d'abord une paire de ciseaux.

Le premier outil qu'il faut savoir manier pour monter vous-même votre Kit, c'est une paire de ciseaux. Vous découpez ce bon et vous recevez le catalogue gratuit Heathkit, en couleur. Il ne vous reste qu'à choisir votre Kit parmi plus de 100 modèles Hi-Fi, appareils de mesure, radio amateur.

Le montage c'est un jeu d'enfants avec le manuel clair et détaillé qui accompagne chaque Kit.

Alors, si vous savez manier les ciseaux, vous saurez sans aucun doute monter votre Kit Heathkit.

Adresse en France : Heathkit
47, rue de la Colonie - 75013 Paris - Tél. 588 25 81
En Belgique : Heathkit
Av. du Globe, 16-18, 11-90-Bruxelles - Tél. 44.27.32

Nom

Prénom

N° Rue

Code postal Ville

HEATHKIT
Schlumberger



Hi-Fi, appareils de mesure, radio amateur dans le nouveau catalogue gratuit Heathkit tout en couleur.

HP 1275 C

Participation frais d'envoi . FF 1,90 / FB 19

COMMENT AMELIORER

LA PRESENTATION DES CHIFFRES 6 & 9

DES AFFICHEURS 7 SEGMENTS

PILOTES PAR UN CI 7447

LORSQU'ON utilise un C.I. 7447 pour commander la visualisation d'un chiffre sur un afficheur 7 segments, on obtient le résultat donné par la figure 1.

On remarque que la présentation des chiffres 6 et 9 n'est pas très élégante et on pourrait éventuellement dire la même chose pour le chiffre 7. Pour

pallier à ce « défaut », il est possible d'utiliser un C.I. du type 74247 mais ce dernier est plus coûteux que le 7447 et est plus difficile à se procurer. La forme des chiffres 6 et 9 obtenue avec le 74247 est donnée par la figure 2.

Le dispositif que nous proposons ci-après nous permettra, par l'adjonction d'un sim-

ple C.I. bon marché et avec un simple 7447, d'obtenir l'affichage du 6 et du 9 comme sur la figure 2.

La table de fonctionnement du 7447 est rappelée figure 3.

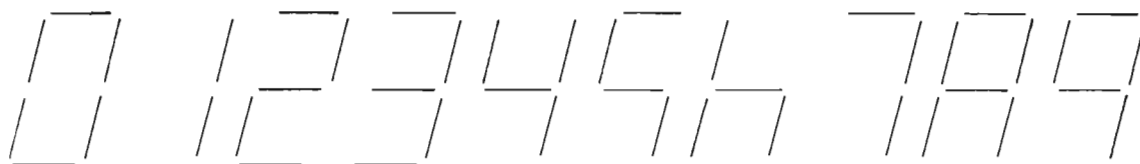
Pour obtenir le résultat recherché, il faudrait que :

- pour le 6, la sortie « a » du 7447 soit au niveau « bas » (0)
- pour le 9, la sortie « d » du

7447 soit au niveau « bas » (0) au moment où ces chiffres sont commandés par les informations ABCD présentes sur les entrées du 7447. Les niveaux encadrés sur la figure 3 montrent que ce n'est pas le cas.

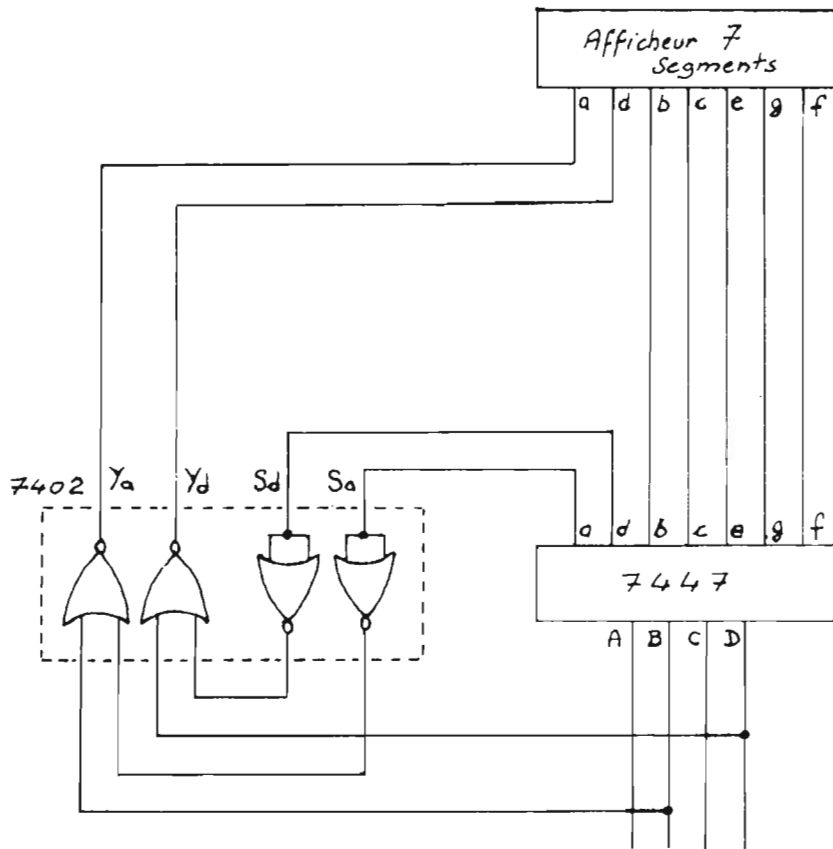
Analysons les conditions d'allumage des segments

Figure 1



Chiffres obtenus avec un 7447

Figure 5



S _a	S _a	B	Y _a
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0

S _d	S _d	D	Y _d
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0

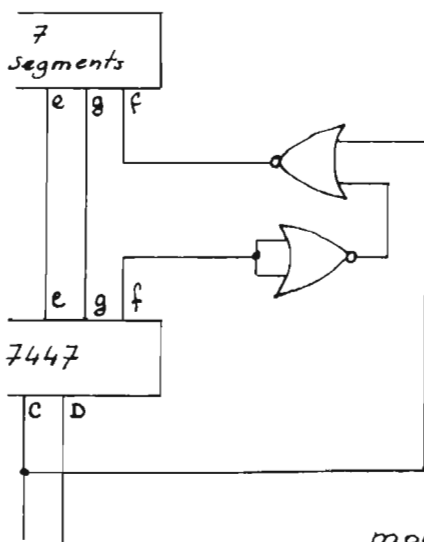
modification du 6 et du 9

Figure 6

niveau bas (0) segment allumé
niveau haut (1) segment éteint

A	B	C	D	a	b	c	d	e	f	g	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0
1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0
0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0

Figure 7
(complément de la figure 5)



1/2 7402

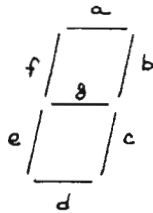
modification du 7

Table de fonctionnement du montage de la figure 5

Figure 2



6 et 9 obtenus avec un 74247



réparage des segments

Figure 4

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Table de vérité du 7402

Figure 3

niveau bas (0) segment allumé
niveau haut (1) segment éteint

A	B	C	D	a	b	c	d	e	f	g	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	2
1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	3
0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	4
1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	5
0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	6
1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	7
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	8
1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	9

Table de fonctionnement avec 7447

« a » et « d » selon la table de la figure 3 :

— le segment « a » est allumé pour les chiffres « 0, 2, 3, 5, 7, 8 et 9 »

— le segment « d » est allumé pour les chiffres « 0, 2, 3, 5, 6 et 8 ».

Si nous commandions l'allumage des segments « a » et « d » respectivement par des niveaux « haut » présents sur les entrées B et D du 7447, nous aurions :

— « a » allumé pour les chiffres « 2, 3, 6 et 7 »

— « d » allumé pour les chiffres « 8 et 9 ».

Nous voyons que, en réali-

sant une fonction « OU » pour « a » et B ainsi que pour « d » et D, nous aurons :

— « a » allumé pour les chiffres « 0, 2, 3, 5, 6, 7, 8 et 9 »

— « d » allumé pour les chiffres « 0, 2, 3, 5, 6, 8 et 9 ».

Rien ne sera changé pour les autres segments correspondant à ces chiffres.

Pour réaliser cette fonction « OU », nous utiliserons un C.I. 7402 (quadruple porte NOR à deux entrées dont la table de vérité est rappelée figure 4). Les sorties « a » et « d » du 7447 sont inversées chacune par un élément de 7402 comme indiqué sur la

figure 5 ; les informations « (a' + B)' » et « (d' + D)' » sont envoyées respectivement sur les broches « a » et « d » de l'afficheur. Les tables de la figure 5 montrent le fonctionnement du montage.

Il sera donc nécessaire d'ajouter pour chaque 7447 un 7402 peu coûteux (au prix cependant d'une légère augmentation de la consommation du montage) pour obtenir cette amélioration de l'affichage, mais le prix de revient du système sera avantageux pour l'amateur.

Cette disposition permettra

un fonctionnement selon la table de la figure 6.

Il serait également possible d'améliorer la présentation du chiffre 7 par l'allumage du segment « f » ; la figure 7 qui complète la figure 5 montre que l'information « f » est associée à l'information C pour obtenir ce résultat. Cette disposition ne nous paraît pas indispensable eu égard au fait qu'elle entraîne l'emploi d'un demi-7402 supplémentaire.

B. DOUTREMEPUICH
(B.D.P.)

PRATIQUE des CONDENSATEURS

DANS nos derniers articles, nous avons étudié spécialement les progrès et les transformations des condensateurs électro-chimiques et le remplacement de l'aluminium par le tantale. Peut-être faudrait-il encore signaler quelques dispositifs intéressants permettant la mesure de la capacité, et le contrôle de ces composants qui doivent être étudiés de façon un peu particulière en raison de leurs caractéristiques spéciales.

Il est également intéressant de signaler les transformations des éléments céramiques, qui offrent des particularités originales ; mais ce sont, sans doute, les transformations des résistances et leurs progrès qui méritent aussi d'être signalés, en raison de leur importance pour la qualité des montages amplificateurs

**UN APPAREIL DE
MESURE EFFICACE
POUR LE CONTRÔLE
DES CONDENSATEURS
ÉLECTROLYTIQUES**

Les capacités réelles de certains condensateurs électrolytiques sont souvent différen-

tes de celles qui sont indiquées sur leurs boîtiers ; plus souvent encore, les valeurs sont difficiles à contrôler, parce que les indications sont peu visibles par suite de l'effacement de l'encre, de l'oblitération, de l'érosion, etc. Il y a encore d'autres problèmes à considérer, lorsqu'on envisage la pratique de ces éléments.

Parmi d'autres questions, on peut se demander comment il faut appliquer une tension de polarisation pour être sûr que l'électrolyte du condensateur est bien formé, et que le condensateur peut réellement fonctionner correctement. On peut aussi vouloir se rendre compte si un condensateur électrolytique présente ou non des fuites gênantes.

Il y a, sans doute, des appareils d'essais plus ou moins coûteux qui peuvent être utilisés pour résoudre de tels problèmes, mais l'emploi d'appareils de haute précision n'est pas toujours nécessaire et recommandable parce que ces condensateurs électrolytiques ont des tolérances relativement élevées.

Pour une dépense beaucoup plus réduite, on peut réaliser un appareil de mesure de condensateurs électrolytiques fournissant efficacement les

indications désirées. Cet appareil permet de mesurer les valeurs de capacités de 10 à 100 000 microfarads en quatre

gammes avec une précision de l'ordre de 10 % ; il peut servir à « former » les condensateurs, et il indique si ceux-ci

*tournez
la page*

infra
vous
informe

Fig. 1

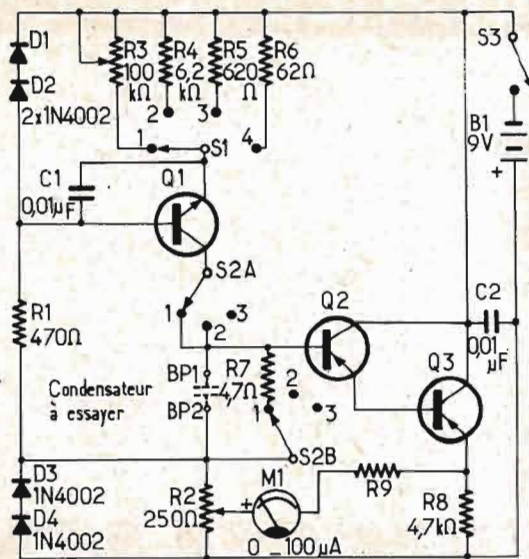
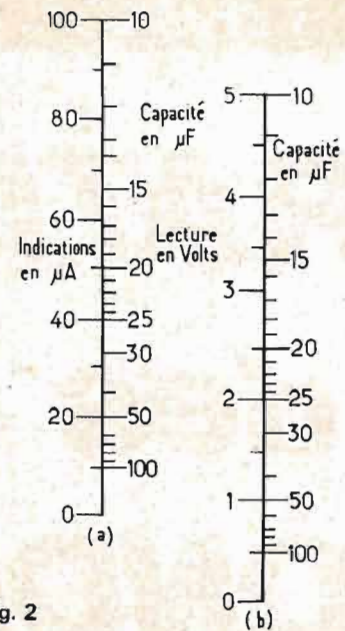


Fig. 2



présentent ou non une fuite gênante.

Comme on le voit sur la figure 1, le circuit de mesure est divisé en deux sections ; il comporte une source de courant constant avec un transistor Q_1 et un circuit de voltmètre à haute résistance avec des transistors Q_2 et Q_3 , et un appareil de mesure de 0 à $100 \mu A$.

Examinons le schéma. Lorsque le condensateur à essayer est relié entre les bornes BP_1 et BP_2 , négative et positive, le commutateur S_2 est d'abord placé dans la position 2 et la source de courant constant commence à fournir une charge appliquée sur le condensateur de capacité inconnue.

La tension aux bornes de ce condensateur augmente linéairement avec le temps, et elle est mesurée par le circuit de mesure. L'augmentation de tension en volts par seconde est égale au courant évalué en ampères provenant du transistor Q_1 divisé par la capacité en farads.

Ainsi, avec un ampère et un farad, la tension augmente à une valeur de 1 volt par seconde. La valeur demeure constante, de telle sorte que la tension augmente de 1 volt par seconde pour des courants

de $1 \mu A$, $10 \mu A$, $100 \mu A$ et des capacités de $1 \mu F$, $10 \mu F$ et $100 \mu F$ respectivement.

Une charge est appliquée sur le condensateur à essayer pendant cinq secondes, et ensuite la tension est contrôlée sur le cadran de l'appareil de mesure ; la déviation totale sur l'échelle de ce dernier correspond à 5 volts. Ainsi, si le courant constant est de $10 \mu A$ et si l'appareil de mesure indique une déviation totale sur toute l'échelle après 5 secondes, la valeur de la capacité est de $100 \mu F$. Des valeurs plus élevées de capacités fournissent des indications de tension plus faible.

La quantité de courant fournie par le transistor Q_1 est déterminée par le réglage du commutateur unipolaire S_1 à 4 positions. Dans la position 4, le courant est de 10 mA, dans la position 3 de $1000 \mu A$, dans la position 2 de $100 \mu A$ et dans la position 1 de $10 \mu A$.

La résistance R_3 est constituée par un potentiomètre réglé à l'avance de $100 k\Omega$ au total, parce que le courant de fuite du transistor Q_1 peut déterminer la production du courant désiré avec une légère différence par rapport à la valeur calculée théoriquement. Le courant direct trop faible peut aussi provenir

d'une légère perte de tension à travers la jonction base/émetteur.

Une fois le réglage de R_3 effectué le courant du collecteur demeure cependant constant à une valeur de $10 \mu A$.

Les transistors Q_2 et Q_3 forment une paire de Darlington ayant une résistance d'entrée très élevée. La résistance de charge de l'émetteur, R_8 , de 4700Ω , transmet environ 1 mA lorsque la tension à ses bornes est de 5 volts. L'appareil de mesure M_1 utilise une résistance en série R_9 d'une valeur telle que l'appareil de mesure indique une déviation totale de l'aiguille sur l'étendue du cadran lorsqu'une tension de 5 volts est appliquée sur le système. Cette résistance est de $50 k\Omega$, moins la résistance de l'appareil de mesure.

Parce qu'il se produit une chute de tension entre la base de Q_2 et l'émetteur de Q_3 , la polarisation de la borne de liaison BP_2 est élevée au-dessus de la masse par les diodes D_3 et D_4 . Cependant, en pratique, la tension aux bornes des deux diodes, est légèrement plus élevée que celle aux bornes de R_8 et la borne positive de l'appareil de mesure est connectée au potentiomètre R_2 de façon que l'aiguille

puisse être ramenée au zéro.

Les condensateurs C_1 et C_2 ont pour but d'éviter la tendance du circuit à osciller sur la gamme 4, lorsque des câbles d'essais assez longs sont utilisés aux bornes de connexion.

LES VALEURS DES COMPOSANTS

Les valeurs des composants sont indiquées sur le schéma. Les résistances ont une puissance admissible de 1/4 watt ; le commutateur S_1 est un appareil rotatif à une direction à 4 positions ; le commutateur S_2 est, de même, un appareil rotatif bipolaire à 3 positions ; enfin, S_3 est un interrupteur. Q_1 est un transistor du type HEP 735 ou équivalent, Q_2 et Q_3 sont des transistors au silicium pnp pour l'usage général.

RÉGLAGE DE L'APPAREIL

Pour régler le potentiomètre R_3 , on place le commutateur S_1 dans la position 1 et le commutateur S_2 dans la position 3. Connectons un appareil

de mesure pour courant continu pour $10\ \mu\text{A}$ entre le collecteur de Q_1 et la borne positive de la batterie de 9 volts. Réglons R_3 pour obtenir la résistance maximale, et ensuite mettons l'appareil sous tension.

Réduisons avec précaution la valeur de la résistance R_3 jusqu'au moment où l'appareil de mesure indique une valeur de $10\ \mu\text{A}$.

N'utilisons pas un courant trop élevé pour éviter les risques de détérioration du transistor et l'appareil de mesure.

Les résistances fixes R_4 , R_5 et R_6 doivent assurer des courants utiles nécessaires ; cependant, pour obtenir une précision plus grande, il est préférable d'utiliser des petits potentiomètres trimmers en remplacement de ces résistances fixes et de 10 000, 1 000 et 100 ohms respectivement. Ensuite, réglons les potentiomètres de façon à obtenir respectivement $100\ \mu\text{A}$, 1 mA et 10 mA.

Avec les circuits ainsi réglés, et sans relier le condensateur en essai aux bornes de liaison, replaçons les câbles du montage et réglons la résistance R_2 de façon à amener l'aiguille du mini-ampèremètre M_1 sur la graduation 0.

Nous pouvons, d'ailleurs, remplacer l'appareil de mesure M_1 et la résistance en série R_6 constituant un voltmètre sensible, par un voltmètre extérieur pour courant continu, ayant une échelle de 5 volts et au minimum une résistance d'entrée de 10 000 ohms par volt.

Dans ce cas, relierons la borne positive de l'appareil de mesure extérieur au curseur du potentiomètre R_2 et la borne négative à la jonction de la résistance R_3 et de la liaison avec l'émetteur de Q_3 .

FONCTIONNEMENT DE L'APPAREIL

Connectons le condensateur électrolytique de capacité inconnue aux bornes de liaison,

BP_1 négative et BP_2 positive ; plaçons le commutateur S_1 sur la position correspondant à la gamme de capacités envisagée, et disposons le commutateur S_2 sur la position 1. Attendons pendant environ 2 secondes la décharge complète du condensateur de valeur inconnue, et ensuite mettons l'appareil sous tension en fermant l'interrupteur S_3 .

Observons le battement à la seconde d'une montre ou d'une petite pendule en considérant le déplacement de l'aiguille trotteuse, plaçons le commutateur S_2 dans la position 2 pendant 5 secondes et notons l'indication de l'aiguille de l'appareil de mesure M_1 sur le cadran. A la fin de l'intervalle de 5 secondes, plaçons le commutateur S_2 dans la position 3, et lisons l'indication de l'appareil de mesure.

La capacité peut être trouvée en utilisant l'échelle de conversion indiquée sur la figure 2a et la position du commutateur S_1 . Si nous utilisons un voltmètre extérieur de 5 volts, utilisons l'échelle de conversion indiquée sur la figure 2b.

Si le condensateur essayé n'a pas été employé pendant quelque temps, il est recommandable de lui appliquer quelques charges et décharges au moyen de l'appareil de

mesure avant d'effectuer des mesures efficaces ; cela permet à l'électrolyte de se former, de sorte que les caractéristiques du condensateur prennent leur valeur finale.

On peut se demander si le condensateur en essai ne risque pas de se décharger à travers sa propre résistance de fuite, ou en raison du courant de base à travers le transistor Q_2 lorsque le commutateur S_2 se trouve dans la position 3. En pratique, les condensateurs électrolytiques modernes permettent d'obtenir une lecture de l'appareil de mesure assez stable pour fournir une bonne indication. Si le condensateur essayé présente une résistance de fuite beaucoup trop faible, les indications données par l'appareil de mesure varient très rapidement, mais il est encore possible d'obtenir une indication initiale utile.

LE CONTRÔLE DE LA CAPACITÉ PAR COMPTAGE D'IMPULSIONS

Dans les appareils de mesure numériques ou digitaux, les valeurs à contrôler sont obtenues en mesurant des charges et décharges de condensateurs déterminant des impulsions, et des comp-

teurs d'impulsions peuvent être utilisés ainsi pour mesurer les capacités en se basant sur la possibilité de mesurer les intervalles de temps. On peut ainsi envisager des circuits, comme celui qui est indiqué ci-contre sur la figure 3, et qui est basé sur la charge des condensateurs à essayer au moyen d'un courant constant.

Le courant constant produit une augmentation linéaire de tension et le temps nécessaire au courant pour déterminer une variation déterminée de tension est directement proportionnel à la capacité à contrôler.

On voit ainsi sur le schéma de la figure 3 le principe d'un appareil de ce genre. Deux points adjacents d'un diviseur de tension sont déterminés par la charge d'un condensateur C , et sont détectés par des comparateurs IC_2 et IC_3 ; les deux tensions sont comparées et produisent une impulsion, dont la largeur est proportionnelle à la capacité.

Le transistor Q_1 , les diodes D_1 , D_2 , D_3 et la résistance R_3 forment une source de courant constant permettant de charger le condensateur en essai. Une autre source de courant constant comportant la résistance R_2 et le transistor Q_2 et utilisant D_1 , D_2 , D_3 et R_3 , fournit un courant qui traverse les résistances R_4 , R_5 et R_6 et produit une faible tension de référence.

Lorsque l'interrupteur S_1 est ouvert, le condensateur se charge linéairement, et l'amplificateur 740 sert d'intermédiaire pour adapter la tension provenant des impédances d'entrée relativement faibles de IC_2 et IC_3 . IC_2 , dont la sortie est normalement à la masse, présente une tension de sortie positive, lorsque la tension provenant de l'amplificateur IC_1 devient plus grande que la tension de référence de IC_2 .

Un court espace de temps après, lorsque la tension provenant du système intermédiaire atteint le niveau de référence de IC_3 , la sortie de IC_3 passe d'une valeur positive au

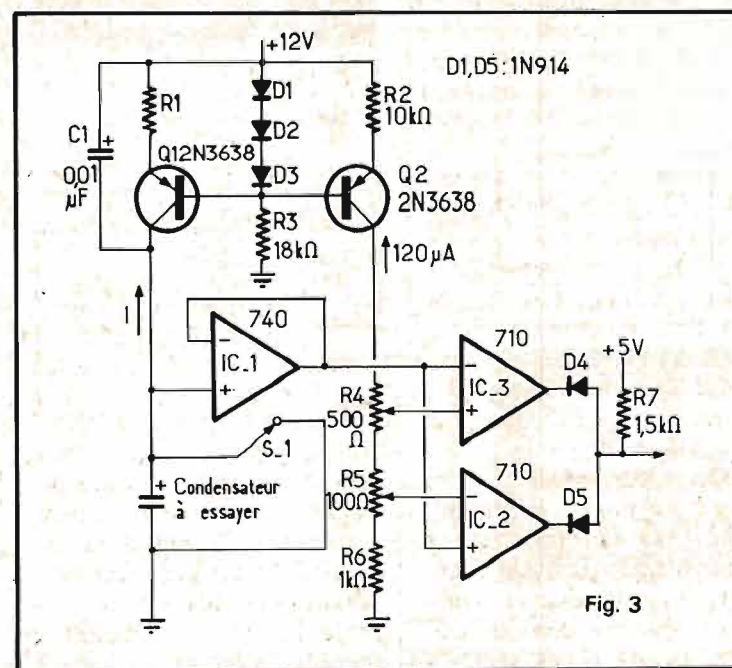


Fig. 3

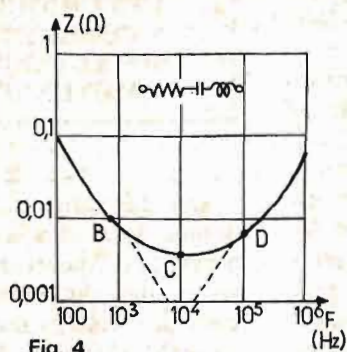


Fig. 4

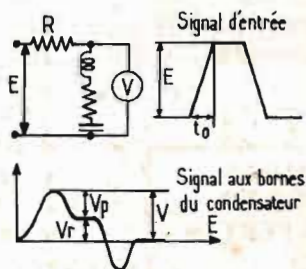


Fig. 5

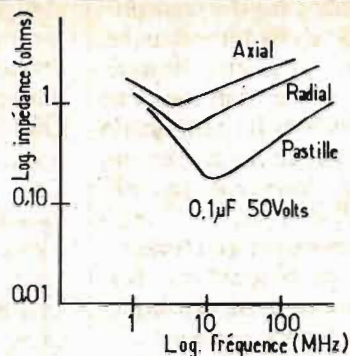


Fig. 6

niveau de la masse. Il y a ainsi un léger chevauchement lorsque les deux sorties sont positives.

Les diodes D_4 et D_5 détectent cette condition, et lorsque cela se produit, la résistance R_7 détermine une valeur positive sur la jonction des diodes, en produisant une impulsion ayant une largeur proportionnelle à la capacité du condensateur en essai.

La résistance variable R_4 permet d'obtenir un réglage rapide et approximatif, et la résistance R_5 un réglage de précision. R_6 a une valeur déterminée de telle sorte que le circuit IC_2 est toujours déclenché pour une tension supérieure à 0,1 V, ce qui évite les déclenchements accidentels au moment où l'interrupteur S_1 est ouvert.

Avec des condensateurs de types standard, on peut obtenir une précision de l'ordre de 0,1 % ; le montage est relativement insensible aux variations de l'alimentation, puisque les références sont obtenues par une source à courant constant.

Le tableau 1 indique les valeurs correspondantes du courant, de la résistance R_1 placée dans l'émetteur, de l'émetteur du transistor Q_1 et de la capacité.

LA MESURE DE L'INDUCTANCE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

La mesure de l'inductance interne des condensateurs électrolytiques peut avoir bien souvent un intérêt, mais elle est beaucoup moins connue que le contrôle de la capacité ; on peut cependant utiliser deux procédés assez simples.

La première méthode consiste à étudier, en contrôlant la fréquence F , ou, ce qui revient au même, la pulsation $\omega = 2\pi F$, du courant appliqué sur le condensateur, les variations de l'impédance Z de ce dernier (fig. 4).

En examinant la pente positive de la courbe représentative, il est alors possible de calculer la self-induction L , en négligeant la résistance série R , mais il est nécessaire de prendre des précautions pour éviter les effets du câblage du circuit de mesure.

La réactance d'un condensateur idéal serait négative, nous l'avons déjà noté, mais, en raison des pertes du boîtier des connexions, il ne peut en être ainsi ; il existe une inductance dont la valeur est variable. Lorsqu'on augmente la fréquence, la réactance positive augmente aussi ; tout condensateur présente une résonance propre à une certaine fréquence, qui dépend de sa construction et il faut considérer une impédance complexe capacitive, dans une certaine gamme, résistive dans

une autre, et inductive dans une troisième.

Une deuxième méthode de contrôle consiste à utiliser un signal d'entrée de forme trapézoïdale, qui permet de négliger la composante capacitive.

Le signal d'entrée a une certaine pente égale au quotient de l'amplitude E par le temps de montée t_0 du signal d'entrée ; on peut désigner par L l'inductance du condensateur, et par r sa résistance série. Considérons la figure 5 ; les tensions V_p et V_r caractérisent les conditions du signal recueilli aux bornes du condensateur C et ont respectivement pour expressions :

$$m L.R/(R + r)^2$$

$$\text{et } V_r = r.E/(R + r)$$

En mesurant les tensions V_p et V_r et en connaissant la pente, la résistance série R et la tension E , on peut déduire par le calcul les valeurs inconnues de l'impédance du condensateur L et la résistance série r .

LES TRANSFORMATIONS DES CONDENSATEURS CERAMIQUES

Les condensateurs à diélectrique céramique sont capables de supporter des conditions d'utilisation très sévères, en raison du fait que la couche isolante a été frittée à des températures de cuisson supérieures à 1 200 °C. Les diélectriques complètement inertes

dans les conditions normales d'emploi peuvent supporter presque indéfiniment leur tension de service, et maintenir constantes leurs formes et leurs caractéristiques physiques.

La technologie des condensateurs céramiques favorisée par la demande de plus en plus grande des condensateurs de dimensions réduites, attire de plus en plus l'attention des fabricants et des utilisateurs. Les condensateurs en forme de pastilles permettent l'utilisation dans des emplacements très réduits, et ont des capacités que l'on ne peut obtenir avec des condensateurs à film épais ou mince.

Les limites de capacité des condensateurs à film mince sont de l'ordre de 1 à 2 000 pF ; la technologie des films épais permet d'atteindre des valeurs de l'ordre de 10 000 pF ; cependant, on peut facilement réaliser des capacités de 100 000 pF avec des éléments multicouches, qui mesurent par exemple 3,5 x 2,5 mm. Les condensateurs en forme de pastilles sont utilisés en grand nombre dans les circuits intégrés hybrides, et dans les éléments de dérivation et de couplage pour les circuits intégrés digitaux.

Les condensateurs céramiques existent sous trois formes essentielles, qui ont chacune leurs avantages et leurs faiblesses ; il y a les éléments à plusieurs couches, les disques, et les modèles tubulaires (fig. 6). Les résistances internes et les impédances varient et correspondent.

COURANT	R1	CAPACITE
0,25 µA	4,7 MΩ	1 µF
2,5 µA	470 kΩ	10 µF
25 µA	4,7 kΩ	100 µF
250 µA	4,7 kΩ	1000 µF
2,5 mA	470 Ω	10000 µF

Réalisés avec des diélectriques à constante élevée, moyenne ou faible, ils fonctionnent sur une large gamme de tensions et de températures, et peuvent être établis dans des dimensions très différentes ; de plus, leurs caractéristiques peuvent être déterminées en faisant varier le mélange des poudres céramiques qui les composent.

Deux facteurs, sans doute, ont déterminé l'intérêt technique actuel des condensateurs céramiques et le premier réside dans leur prix relativement faible, l'autre dans le progrès des éléments en pastille monolithique à plusieurs couches, qui possèdent de faibles dimensions, une capacité élevée et présentent des performances à haute fréquence supérieures à celles des éléments correspondants au tantale.

Par exemple, une comparaison entre les éléments au tantale et céramique indiquée sur le tableau 2 montre que les éléments céramiques ont un facteur de dissipation d'un à deux fois plus faible au minimum que celui des éléments au tantale, ce qui indique leur supériorité pour les fréquences élevées.

Cependant, le condensateur au tantale a des avantages en ce qui concerne le rendement volumétrique, ce qui le rend supérieur pour les emplois où il faut envisager des valeurs élevées de capacités avec des volumes réduits.

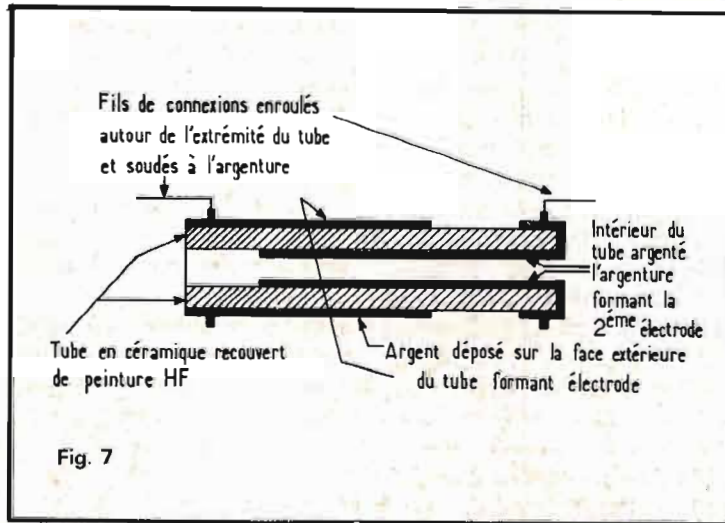
En outre, plus un condensateur à couches multiples comporte un nombre de couches élevé, plus son fonctionnement est sûr, et plus il est coûteux. Un nombre d'environ 100 couches semble constituer une limite industrielle pour la production courante, ce qui détermine une limite supérieure de fonctionnement de l'ordre de 2 à 3 μF .

Dans les applications des condensateurs en dérivation, des éléments à couches multiples sont utilisés, parce qu'ils ont un rendement volumétrique plus élevé que les disques céramiques, et parce qu'ils

peuvent être utilisés sous des formes qui peuvent être montées à proximité des circuits intégrés au moyen d'un matériel facile à être employé.

LES ÉLÉMENTS CÉRAMIQUES À FAIBLES PERTES ET À FAIBLE CONSTANTE

Les condensateurs de petite puissance sont généralement en forme de tubes filés, de disques pressés, ou de rubans laminés. La figure 7 représente une construction typi-



que de condensateur tubulaire dit isolé et non isolé selon qu'il possède ou ne possède pas une enveloppe protectrice extérieure.

Les condensateurs à faibles pertes et à faible constante étaient généralement fabriqués à partir de la stéatite (dénommée communément « talc » dont la constante diélectrique est de 8 environ.

Cette substance était additionnée de feldspaths, de carbonate de Baryum non alcalin d'argile, etc.

Dans le cas d'un diélectrique de forme tubulaire, on réalise un condensateur en métallisant une partie des surfaces interne et externe du tube. Cette opération se fait généralement en les badigeonnant d'une peinture d'argent, badigeonnage suivi d'une cuisson ; parfois, on trempe directement le tube muni des caches appropriés, dans la peinture d'argent.

La cuisson destinée à réduire l'oxyde d'argent à l'état métallique s'exécute généralement à la tempéra-

ture de 700 à 800 °C. Si l'application de l'argent n'est pas faite avec un soin suffisant, des phénomènes de scintillation peuvent survenir ; on contrôle donc soigneusement les opérations de broyage, de nettoyage, de peinture, etc. Un dépôt d'argent défectueux est, en outre, susceptible d'affecter le coefficient de température.

LES CONDENSATEURS CÉRAMIQUES À CONSTANTE DIÉLECTRIQUE MOYENNE

Les diélectriques de cette famille sont tous à base de bioxyde de Titane (TiO_2) ou de ses dérivés, les titanates des métaux divalents ou tétravalents (MO , TiO_2 ou MO_2).

Les propriétés physiques de tous ces diélectriques sont semblables entre elles et leur méthode de préparation est analogue ; cependant, les opérations de cuisson sont un peu plus difficiles par suite du danger de réduction partielle de TiO_2 et de la nécessité d'un contrôle précis de la température.

Ces matériaux sont excessivement durs, réfractaires et inertes du point de vue chimique ; au point de vue électrique, ce sont d'assez bons isolants, bien que leur tension disruptive soit plus basse que celle du mica ou de la stéatite, et que la conductivité électrique atteigne des valeurs non négligeables aux températures de 150 °C et plus.

La constante exceptionnellement élevée du bioxyde de Titane sous ses trois formes minérales a été observée pour la première fois par Schmidt en 1902 : il avait trouvé que dans le cas du rutile elle atteignait la valeur de 170 dans la direction parallèle à l'axe de cristallisation et de 80 dans la direction normale.

La capacité est sujette à des variations relatives en fonction de la température, de l'ordre de -800×10^{-6} par °C, dans le cas du TiO_2 . Pour les fréquences radioélectriques, le facteur de puissance est, en général, inférieur à 0,0003. La haute valeur de la constante se maintient jusqu'aux très hautes fréquences radioélectriques. Dans le cas de TiO_2 , seules les pertes augmentent aux basses fréquences, parfois jusqu'à 1 ou 2 % à 1 kHz et deviennent très élevées à quelques centaines de Hz ; ces

TABLEAU 2

TYPES	Capacités en μF	Tensions admissibles	Facteur dissipation	Résistance isolement	Dimensions
Tantale sec	0,047-330	6-35 continu alternatif	à 120 Hz 10 % max	Perte à 25 % 0,02 $\mu\text{A}/\mu\text{F}/\text{Volt}$	Très réduites
Céramique métarches	0,000005 à 2,5	20-200 continu	0,01 à 2,5 % à 1000 Hz	100 000 Mégohms à 25 °C	Réduites

perdes peuvent cependant être fortement diminuées en ajoutant à TiO_2 des oxydes convenables (ZrO_2).

Si l'on ajoute des proportions croissantes d'oxyde de Baryum, la constante diminue d'abord pour augmenter par la suite et le coefficient de température change de signe à partir d'une certaine proportion de Baryum. Dans certaines conditions de frittage, les caractéristiques linéaires persisteraient jusqu'au point où les proportions du mélange sont presque équimoléculaires, de sorte que le mélange d'oxyde de Titane et de Baryum se comporterait alors comme un diélectrique normal de constante plus élevée que 80 sans hystérésis apparente, mais de pertes cependant assez élevées.

Les mélanges frittés de bioxyde de Titane et d'oxyde de Calcium se comportent de façon semblable, mais toujours avec des pertes très faibles, et il est possible de préparer des diélectriques utilisables avec des compositions se rapprochant de très près du Titane de Calcium (constante de 150 environ, coefficient de température de $-1\ 200 \times 10^{-6}$ par $^{\circ}C$).

Les combinaisons de Magnésie et de bioxyde de Titane donnent des constantes plus faibles pour des compositions se rapprochant du Titanate de Magnésium, elles sont de 14 à 16, le coefficient de température étant positif ($+100 \cdot 10^{-6}$ par $^{\circ}C$).

Au moyen de mélanges convenables de bioxyde de Titane et d'autres oxydes métalliques, le coefficient de température peut être contrôlé de façon à obtenir de faibles augmentations de la capacité entre les températures élevées et les températures inférieures à $0^{\circ}C$ (coefficients de température négatifs de 0 à $-470 \cdot 10^{-6}$). Dans le cas des condensateurs possédant une constante moyenne de 70 à 100, l'allure de la courbe capacité/température est représentée par la figure 8.

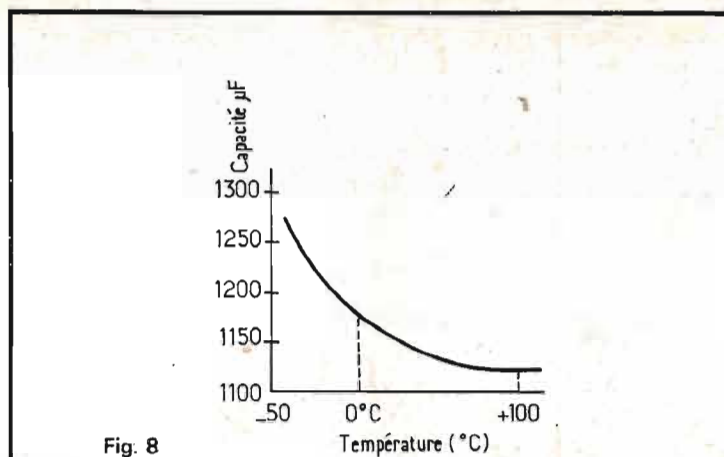


Fig. 8

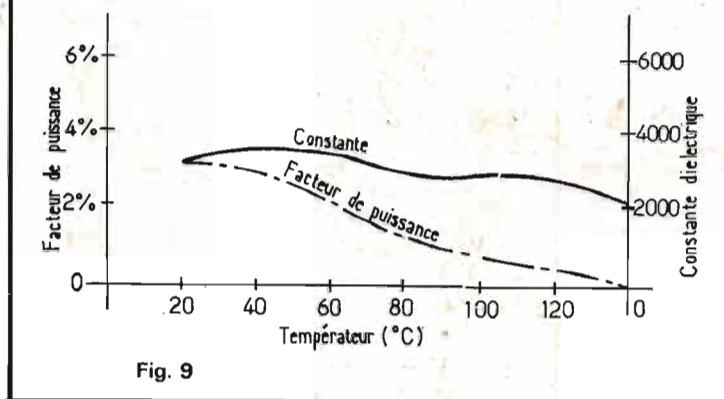


Fig. 9



devenez un RADIO-AMATEUR !

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant. Notre cours fera de vous l'un des meilleurs EMETTEURS RADIO du monde. Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT !

Documentation sans engagement.
Remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE

Enseignement privé par correspondance

35801 DINARD

NOM :

ADRESSE :

HPA 512

LES CONDENSATEURS CÉRAMIQUES À HAUTE CONSTANTE

L'avantage principal de ce type de condensateur réside dans la possibilité d'obtenir des capacités élevées sous un faible volume ; des constantes de 500 à 10 000 ou au-delà sont réalisables, mais évidemment sous certaines restrictions.

La figure 9 représente une courbe type relative à un bon condensateur, entre 20° et $100^{\circ}C$; cette courbe est sensiblement en palier. Pour une plus grande marge de température, ces condensateurs classiques utilisent un diélectrique de constante 3000.

En appliquant une forte tension de polarisation sur le condensateur, on aplanit cette courbe ; l'importance de cet effet dépend d'ailleurs, de la température d'utilisation du condensateur, au-dessous et en-dessus du point de Curie.

(à suivre)
R.S.

ERRATUM

Dans notre numéro 1521 du 15 octobre 1975 à la page 283 une erreur d'impression nous a fait attribuer au groupe ITT la propriété d'un nouveau condensateur au tantale dopé qui a été entièrement étudié, réalisé et commercialisé par LTT.

Nous prions nos lecteurs et la société LTT (Lignes Télégraphiques et Téléphoniques) de bien vouloir nous excuser de cette erreur.



LE précédent article nous a permis d'avoir une idée sur le principe général d'une transmission en télévision. Nous savons que l'image de la scène est explorée ligne par ligne et que chacune de ces lignes sont composées de points qui sont transmis **successivement**. Ces points plus ou moins teintés sont convertis en courants plus ou moins élevés grâce au tube de prise de vue de la caméra.

Nous savons également que plus le nombre de lignes explorées est élevé, plus fine est la trame de l'image, et meilleure est l'image reproduite, car l'œil a du mal à distinguer deux lignes très rap-

prochées. C'est à cause de cette caractéristique de l'œil que nous avons cette impression de perfection.

ANALYSE ENTRELACÉE

L'impression de mouvement, elle, est due comme au cinéma, à une succession très rapide d'images. Ce rythme d'images est de 24 par seconde pour le cinéma. Nous concevons qu'en télévision une cadence de 25 images par seconde pourrait nous convenir, car elle correspondrait à la moitié de la fréquence du secteur (50 périodes/seconde), et

que les problèmes de synchronisation seraient bien facilités.

Mais à cette cadence de 25, on a une impression gênante de papillotement. C'est pour cela que la technique de **l'analyse entrelacée** (ou **interlignage**) a été adoptée. Elle consiste à explorer l'image en deux fois.

Les lignes impaires sont explorées d'abord ; puis à la fin de la dernière ligne impaire, l'analyse de l'image est reprise, et ce sont les lignes paires qui sont explorées. Autrement dit : pendant $1/50^e$ de seconde : balayage lignes **paires**, pendant le cinquième de seconde suivant : balayage lignes **impaires**, et

ainsi de suite. En $1/25^e$ de seconde, l'image a été complètement analysée et cette impression de papillotement a disparu. On dit que la fréquence trame est de 50 trames par seconde, et que la fréquence image est de 25 images par seconde. Pour le standard 625 lignes, il y a donc $625/2$ soit 312,5 lignes paires et 312,5 lignes impaires.

CHOIX DU NOMBRE DE LIGNES

On peut déjà se rendre compte que pour obtenir une image de bonne qualité, il faut

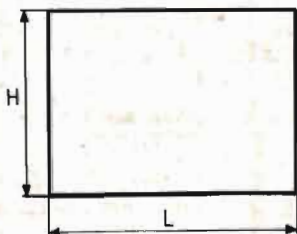


Fig. 1 : Format L/H de l'image.

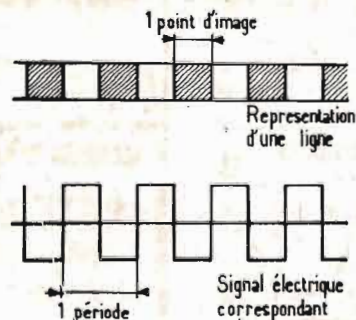


Fig. 2 : Représentation d'une ligne et de son signal correspondant.

un nombre élevé de lignes, mais qu'il est parfaitement inutile d'analyser séparément deux points très proches que l'œil est dans l'impossibilité de séparer. Les experts sont donc arrivés à la conclusion qu'un nombre de 500 ou 600 lignes donnera entière satisfaction. Ce nombre 625 a été retenu pour le standard européen. Un nombre supérieur, comme 819 donne certes une image d'une qualité légèrement supérieure, mais d'autres problèmes interviennent, notamment celui de la complexité de l'émetteur et du récepteur, ainsi que celui de la bande passante comme nous allons le voir.

NOMBRE DE POINTS ET LARGEUR DE BANDE

Considérons donc une image qui se compose de 625 lignes et dont le format est de

4/3. Le format de l'image est le rapport L/H, de sa longueur sur sa hauteur (fig. 1).

La hauteur de l'image se compose de 625 points et sa longueur contient 625 x 4/3 = 833 points. Le nombre total de points de l'image est :

$$833 \times 625 = 520\ 625 \text{ points}$$

Puisque pendant une seconde, on transmet 25 images complètes, le nombre de points élémentaires transmis en une seconde est : 520 625 x 25 soit environ 13 millions. Si ces 13 millions de points d'image représentent une succession de points alternativement blancs et noirs, le courant correspondant variant de sa valeur maximale à sa valeur minimale, on s'aperçoit en composant les deux phénomènes, qu'un point d'image correspond à une demi-période du signal électrique (fig. 2). Les 13 millions de points d'image transmis par seconde correspondent alors à 13 mil-

lions de demi-périodes par seconde soit à :

$$\frac{13\ 000\ 000}{2} = 6,5 \text{ millions}$$

de pér./sec., soit 6,5 Mégahertz (6,5 MHz). Il s'agit en fait d'un cas extrême et on considère que la transmission de 5 MHz est suffisante. Les amplificateurs doivent donc avoir une bande passante de 5 MHz, ce qui est énorme, si on sait que la bande passante en radio-diffusion est de 9 kHz. (C'est-à-dire 9 000 périodes par seconde, au lieu de 5 000 000).

FREQUENCES UTILISEES EN TELEVISION

La transmission d'une émission télévisée ne tiendrait même pas dans notre gamme PO. C'est pour cette raison

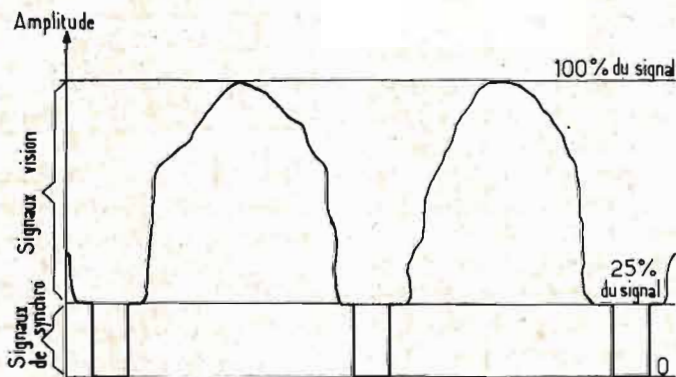
que la télévision occupe des gammes d'ondes très courtes, correspondant à des fréquences supérieures à 41 MHz (pour la bande I) et de 470 à 790 MHz (pour les bandes IV et V). En ce qui concerne ces dernières bandes, il est possible d'y placer près de 50 émissions de télévision.

On sait que 41 MHz correspond à une longueur d'onde

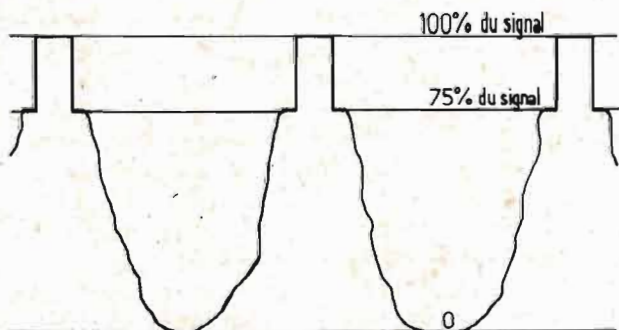
$$\lambda = \frac{300}{f} = \frac{300}{41} = 7,30 \text{ m}$$

et que la gamme 470 à 790 MHz correspond à une gamme de longueur d'onde allant de (300/470 =) 0,64 m à (300/790 =) 0,38 m.

Cette exigence d'utiliser absolument les ondes très courtes a des conséquences importantes. Ces ondes ont une propagation tout à fait semblable à celle des rayons lumineux. Elles ne sont pas, comme les ondes courtes, réfléchies par les couches ionisées de la bande atmosphère.



a) modulation positive (standard français)



b) modulation négative

Fig. 3 : Signaux vision et de synchronisation.

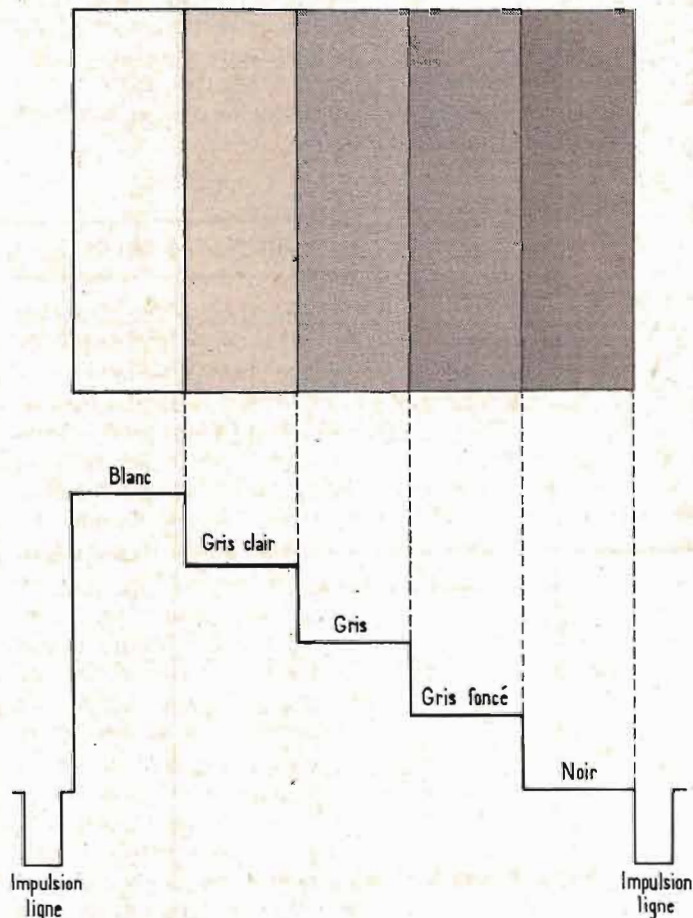


Fig. 4 : Mire à « échelle des gris » et son signal correspondant.

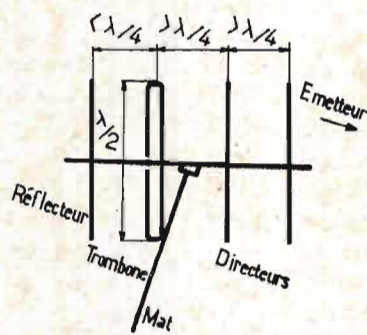


Fig. 5 : Antenne avec réflecteur et directeurs.

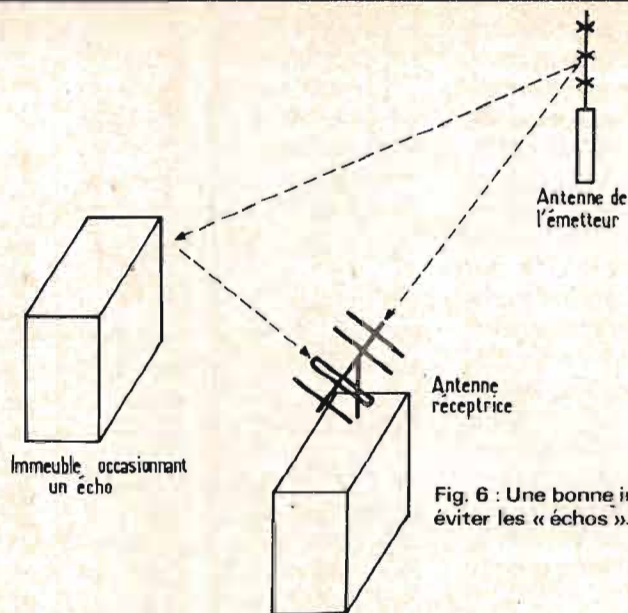


Fig. 6 : Une bonne installation doit éviter les « échos ».

Il en résulte que seule une propagation directe est possible, ce qui signifie qu'une réception n'est réalisée que dans un rayon de 100 à 150 km autour de l'émetteur. D'autre part, une montagne située entre l'antenne de l'émetteur et celle du téléviseur pose de sérieux problèmes. C'est pour cette raison qu'un réseau de ré-émetteurs a été prévu sur tout le territoire français. Une implantation encore plus élaborée a été réalisée dans les régions montagneuses.

LE SIGNAL DE TELEVISION EN NOIR ET BLANC

Nous savons (voir article précédent) qu'en télévision noir et blanc, il ne faut pas seulement considérer l'intensité lumineuse de chaque point, mais aussi les impulsions brèves ou « tops », afin de conserver un synchronisme entre l'émetteur et le téléviseur.

Comment va donc se présenter ce signal ? Puisque les renseignements ou informations constituant l'image étant transmis successivement, nous concevons que ce signal comportera successivement l'information d'une ligne (signal vision), puis une impul-

sion de fin de ligne, le signal vision de la ligne suivante, une autre impulsion de fin de ligne... et ceci jusqu'à la fin de l'image où nous aurons une impulsion de fin d'image.

Les signaux vision et de synchronisation sont de nature très différente, et le téléviseur doit pouvoir les distinguer sans aucune ambiguïté. Cette distinction se fait par la forme et l'amplitude du signal.

SIGNAL VISION

L'amplitude de ce signal est fonction de la luminosité de chaque point exploré. Plus la luminosité du point sera élevée, plus grande sera l'amplitude du signal vision. On dit qu'il s'agit de **modulation positive**. Ce type de modulation est utilisé notamment dans les normes françaises : A un certain niveau minimal correspond un noir absolu, tandis qu'à une image toute blanche correspond une amplitude maximale. Entre ces deux valeurs se trouve toute la gamme des gris (fig. 4).

Cette augmentation d'amplitude en fonction d'une augmentation de luminosité est une pure convention. On peut très bien définir qu'à un minimum d'amplitude correspond un maximum de lumino-

sité. C'est le système à **modulation négative** utilisé en Allemagne et en Amérique.

SIGNAUX DE SYNCHRONISATION

Ces signaux ont pour but d'annoncer la fin de la ligne d'exploration, et la fin de chaque image. Il y a donc deux catégories de signaux que nous appelons : les signaux de synchronisation lignes et les signaux de synchronisation images.

La séparation entre les signaux vision et de synchronisation est réalisée grâce à la différence d'amplitude.

On peut se demander quel est le meilleur système de modulation. Est-ce celui à modulation positive ou celui à modulation négative ? Chacun a ses avantages et ses inconvénients. Dans le cas d'une réception polluée par des parasites, ceux-ci se traduisent par des points blancs sur l'écran pour la modulation positive et par des points noirs pour la modulation négative. Mais en modulation négative, un niveau trop élevé de parasites peut entraîner une déformation des « tops » de synchronisation pouvant se traduire par une déchirure de l'image. Ceci pourrait faire croire que la modulation négative

est moins intéressante. Cependant ce système a pour avantage que l'amplitude émise est toujours de 100 %, d'où meilleure utilisation de la puissance émettrice et découpage des signaux plus facilement réalisable.

LES « NORMES » D'UNE EMISSION DE TELEVISION

Les fréquences d'émission, le nombre de lignes, la modulation, les caractéristiques des signaux de synchronisation... constituent ce qu'on appelle les normes. Ces caractéristiques précises ont été déterminées lors de conférences internationales. Les ingénieurs doivent les observer scrupuleusement, surtout lorsqu'il faut réaliser un téléviseur destiné aux régions frontalières.

Sachez seulement que la première chaîne (TF1) est actuellement émise en VHF (« very high frequency ») dans les bandes I et III (41... 68 MHz et 174... 223 MHz) et que la définition de l'image est de 819 lignes.

Les programmes A2 et FR3 sont émis en UHF (« ultra high frequency ») dans les bandes IV et V (470... 582 MHz et 606... 790 MHz) et que la définition de l'image est de 625 lignes.

PRINCIPE GENERAL DU TELEVISEUR NOIR ET BLANC

L'antenne :

Avant de parler du téléviseur proprement dit, il est nécessaire de parler de l'antenne. Ce composant est absolument indispensable pour la réception d'une image. C'est grâce à l'antenne que les ondes électro-magnétiques envoyées par l'émetteur donnent naissance à une tension qui sera ensuite amplifiée. On ne répètera jamais assez que de la qualité de cette antenne et du soin apporté à son installation dépend la qualité de l'image.

La constitution de l'antenne est pourtant très simple, mais sa forme, ses dimensions, le diamètre de ses éléments ont une grosse importance. Sa partie principale est le dipôle ou **doublet** constitué par deux tiges ou tubes symétriques en alliage léger d'une longueur totale d'environ la moitié de la longueur d'onde ($\lambda/2$) de

l'émission à recevoir. Tel quel le doublet ne peut capter l'émission que si la distance émetteur-récepteur est courte. Dans la pratique, on lui ajoute deux sortes d'éléments différents (fig. 5). Un **réflecteur** également rectiligne de longueur légèrement supérieure à $\lambda/2$ et situé derrière le doublet à une distance $\lambda/4$. En avant du doublet sont placés plusieurs **directeurs**, également rectilignes et de longueur plus courte que le doublet lui-même. Ceux-là ont pour but d'augmenter le gain de l'antenne et sa directivité. Le doublet est souvent remplacé par un doublet replié, dit « trombone » et l'ensemble s'appelle antenne Yagi, du nom de l'ingénieur japonais, son inventeur.

L'antenne est donc caractérisée principalement par ses dimensions, qui sont choisies suivant le canal utilisé, et du nombre d'éléments qui dépend de la distance entre émetteur et récepteur. Trois éléments suffisent si cette distance est inférieure à 20 km, au-delà de 50 km, 6 ou même

9 éléments sont indispensables. L'antenne peut se trouver dans une zone de réception réputée difficile, comme par exemple derrière des collines ou des tours d'habitations. On a alors avantage à utiliser un nombre supérieur d'éléments pour augmenter la directivité (fig. 6). Ces obstacles diminuent le signal et occasionnent souvent des échos se traduisant souvent sur l'écran par une image superposée et décalée.

L'installation d'une antenne a en effet une très grosse importance, elle doit être placée le plus haut possible et être bien dégagée. Combien d'utilisateurs augmenteraient la qualité de réception en rehaussant leur antenne de quelques mètres ! Il faut noter également que les éléments sont disposés soit verticalement soit horizontalement, tout dépend de la polarisation des ondes envoyées par l'émetteur. En haut du mat, le câble de l'antenne VHF (bandes I et III) et celui de l'antenne UHF (bandes IV et V) sont reliés dans un boîtier appelé **cou-**

pleur permettant l'utilisation d'un seul câble de descente d'antenne. Près du téléviseur un boîtier **séparateur** partage à nouveau les voies VHF et UHF. Les câbles sont repérés par des couleurs, blanc pour la VHF et vert pour la UHF. Si le câble est très long (plusieurs dizaines de mètres) ou si l'antenne est éloignée de l'émetteur (70-100 km) un amplificateur est placé le plus près possible des antennes. Peut-on employer une antenne intérieure ? Rien ne remplace une antenne bien installée en haut de l'immeuble. Mais si par chance vous n'habitez pas très loin de l'émetteur et que vous êtes en vue directe, il est possible d'obtenir une bonne image avec cette antenne.

SCHEMA SYNOPTIQUE DU TELEVISEUR NOIR ET BLANC

L'antenne nous fournit donc les signaux de haute fréquence envoyés par les émet-

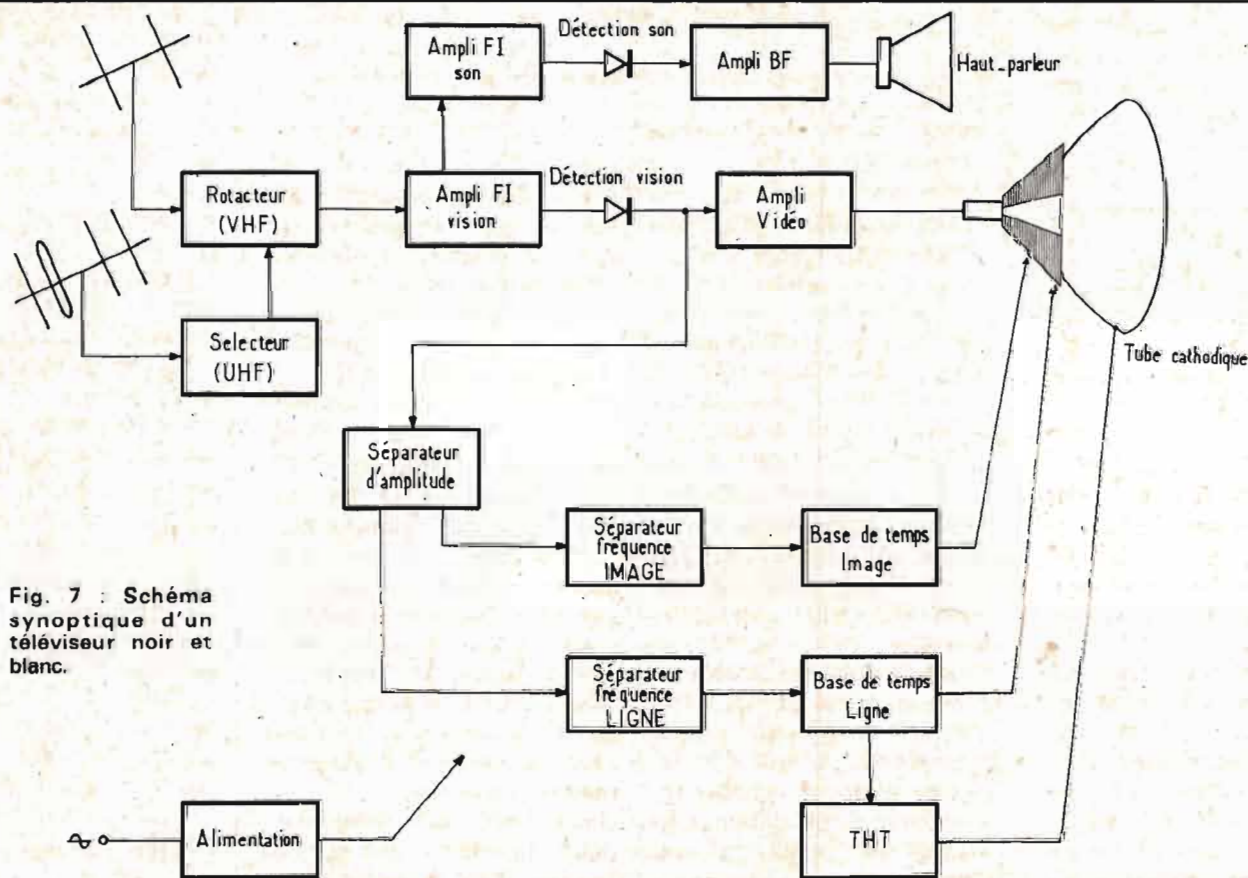


Fig. 7 : Schéma synoptique d'un téléviseur noir et blanc.

teurs La différence très grande entre les fréquences des différentes bandes oblige, comme nous l'avons vu, à employer deux antennes, elle oblige également à utiliser deux amplificateurs distincts à l'entrée

Pour les canaux VHF (bandes I et III) recevant la première chaîne ou TF1, le signal d'antenne est reçu par le **rotacteur** (fig. 7) constitué par un amplificateur HF, un étage mélangeur et un oscillateur. Les signaux dont la fréquence correspond aux canaux UHF (bandes IV et V) recevant les programmes A2 et FR3, sont amplifiés par le **sélecteur** ou tuner. Le sélecteur comporte également un amplificateur HF et un oscillateur mélangeur.

Les signaux amplifiés et convertis sont transmis à l'amplificateur de fréquence intermédiaire (FI) afin d'avoir une amplitude suffisante pour être détectés. Les tensions après détection sont encore trop faibles pour être utilisées directement, un amplificateur de vidéo-fréquence est donc inséré entre la détection et le tube cathodique.

Le signal son est transmis par l'émetteur sur une onde porteuse totalement séparée de l'onde vision. Ce signal son est également amplifié par le rotacteur ou le tuner, convertis comme le signal vision. Il est ensuite amplifié sur une voie différente, puis détecté. Le signal de fréquence audible est amplifié par la chaîne BF jusqu'au haut-parleur.

Immédiatement derrière le détecteur vision, ou après l'amplificateur vidéo, se trouve le filtre séparateur d'amplitude dont le but est de séparer les signaux de synchronisation du courant de modulation vision. A la sortie de ce circuit séparateur d'amplitude, nous avons des impulsions de synchronisation de ligne et d'image. Il s'agit maintenant de les séparer entre eux, ce qui est facile si on agit sur leur fréquence. Les

signaux de ligne ont une fréquence élevée (15 625 périodes par seconde pour le standard 625 lignes et 20 475 périodes par seconde pour le standard 819 lignes), alors que la fréquence des signaux image est de 50 périodes par seconde.

Les impulsions ligne sont ensuite envoyées dans le circuit « base de temps » dans le but de synchroniser l'oscillateur ligne. Une **base de temps** est un générateur de courant en dents de scie. Il y a deux bases de temps dans un téléviseur. La base de temps ligne commande les déplacements du faisceau dans le sens horizontal, et la base de temps image commande ces déplacements dans le sens vertical. Les bases de temps sont syn-

DEVIATION STATIQUE ET DEVIATION MAGNETIQUE

Dans les prochains articles nous parlerons beaucoup plus en détail de tous ces circuits et du tube cathodique. Ce dernier est la pièce maîtresse du téléviseur. Mais sachez dès maintenant que, puisqu'un faisceau d'électrons peut être dévié aussi bien par un champ magnétique que par un champ électrique, il existe deux types de tubes cathodiques : ceux à déviation magnétique et ceux à déviation statique. Ils ont chacun leurs avantages et leurs inconvénients. **Les téléviseurs modernes sont tous équipés de tube cathodique à déviation magnétique.** Dans

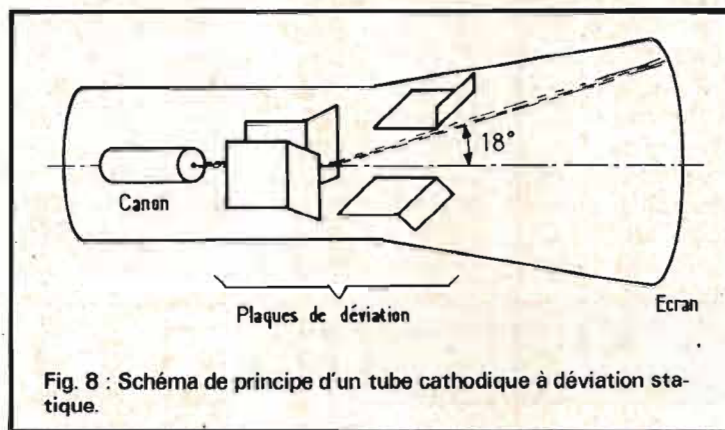


Fig. 8 : Schéma de principe d'un tube cathodique à déviation statique.

chronisées par les signaux émis par l'émetteur. Les écarts de fréquence de la base de temps sont alors corrigés dans un sens ou dans l'autre ; le synchronisme sera donc parfait entre le balayage du tube de prise de vue dans le studio, et le balayage du tube cathodique du téléviseur.

Le schéma synoptique indique donc deux voies séparées pour les impulsions ligne et les impulsions image. A la sortie des bases de temps se trouvent des signaux amplifiés en puissance qui attaquent les enroulements du déflecteur placé sur le col du tube cathodique. C'est le champ magnétique créé par le courant en dents de scie traversant ces bobinages qui commande les déplacements du faisceau électronique.

ceux-ci le système de déviation (les enroulements du déflecteur) est placé à l'extérieur du tube, le faisceau d'électrons décrit un arc de cercle et il est possible d'obtenir un angle de déviation totale de l'ordre de 110°.

Dans les tubes à déviation statique les plaques de déviation sont placées à l'intérieur du tube. L'angle de déviation est limité par la longueur de ces plaques et par leur écartement (fig. 8). Réduire leur longueur et augmenter leur distance, c'est diminuer la sensibilité du tube. Le résultat pratique est qu'un tube à déviation statique est beaucoup plus long qu'un tube à déviation électro-magnétique.

Un petit calcul mathématique permet d'ailleurs de connaître ce que serait la pro-

fondeur d'un tube de télévision à déviation statique. Considérons l'angle de déviation de chacun des tubes entre le centre de l'écran et un coin de l'écran. Pour le tube à déviation statique il est de l'ordre de 18° (tube D14-III). Pour le tube à déviation magnétique il est de 55° (tube A61-130 W). Le rapport de longueur des deux tubes est exactement le rapport des tangentes des deux angles $\text{tg } 55^\circ = 1,42$ (tube à déviation magnétique), $\text{tg } 18^\circ = 0,32$ (tube à déviation statique). Le rapport $1,42/0,32$ est de l'ordre de 4,4. Donc pour une même diagonale d'écran, le tube à déviation statique est 4 à 5 fois plus long. Imaginez un téléviseur dont la profondeur serait cinq fois plus grande que ce qu'elle est actuellement, et excusez-nous de cette démonstration mathématique.

Pour conclure, disons que les tubes à déviation statique sont utilisés dans les oscillographes cathodiques, et qu'il est parfaitement possible de recevoir une excellente image TV sur un écran d'oscillographe. Il suffit que les bases de temps de celui-ci soient correctement réglées et qu'un petit amplificateur ait été prévu pour les signaux reçus par l'antenne.

Fermons cette parenthèse et terminons l'examen du schéma synoptique. Il ne nous reste qu'à parler de l'alimentation. Celle-ci poursuit les tensions demandées par les différents circuits et ne pose pas de problème. Par contre, le tube cathodique exige une tension anodique élevée (THT) de plusieurs milliers de volts 16 000 volts pour un tube de 61 cm. Comme nous le verrons, cette tension est fournie par les impulsions très élevées occasionnées par le retour de balayage ligne.

Dans le prochain article nous présenterons le principe général du téléviseur couleur, après quoi nous reprendrons l'étude de chaque élément en détail.

J. PATTE

Qu'est-ce Que ?

L'ADAPTATION DE PUISSANCE EN ALTERNATIF

INTRODUCTION

NOS lecteurs sont familiarisés avec la condition d'adaptation de puissance en continu, à savoir l'indispensable égalité entre la résistance de source r et la résistance de charge R du circuit.

Avec l'alternatif, c'est la notion d'impédance qui l'emporte, c'est-à-dire que les composants inductifs et capacitifs du réseau ne sont plus négligeables dans les équations et jouent un rôle physique important en fonction de la pulsation ω .

Nous aurons donc affaire, présentement, à des **impédances de source** (alternative, z) et **d'utilisation** (Z) qui possèdent des **réactances inductives** (ωL , pour l'une; $L\omega$, pour l'autre) ou **inductances** et des **réactances capacitives** (respectivement, $1/c\omega$ et

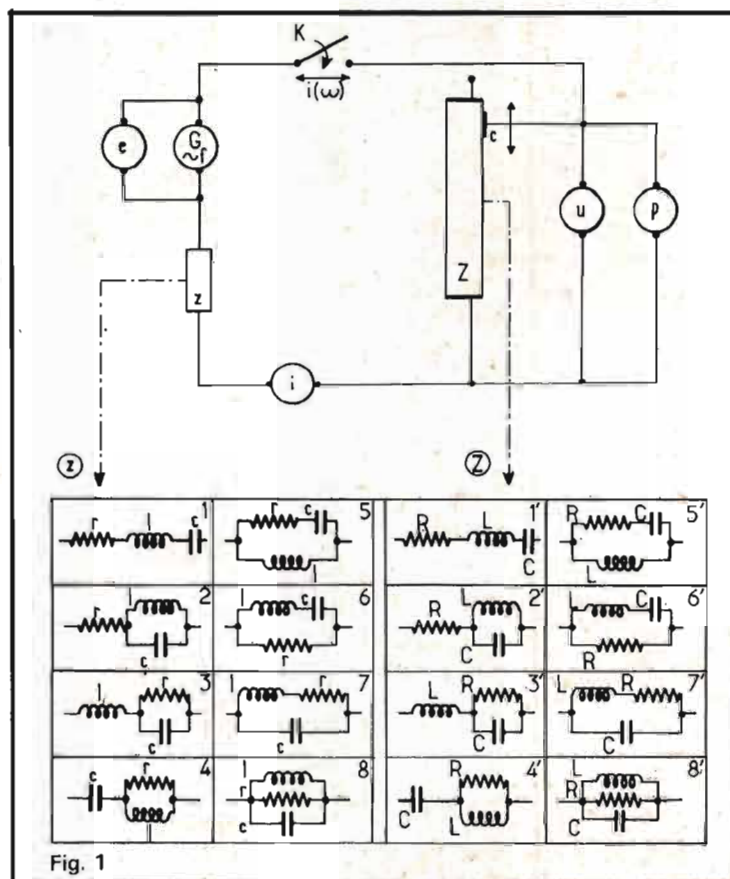


Fig. 1

$1/C\omega$) ou **capacitances** pour une fréquence pure donnée

$$f = \frac{\omega}{2\pi}$$

en hertz (Hz) (ou raie spectrale).

Nous ne traiterons ici que du cas où la fréquence f est seule, c'est-à-dire que nous ne ferons pas intervenir la largeur de bande

$B = \Delta f = f_r - f_i$, où f_r est la fréquence finale (dite de coupure à x dB) et f_i la fréquence initiale (dite de sensibilisation). Cet aspect des choses reviendra plus tard dans cette rubrique lorsque nous parlerons de l'adaptation des cellules de filtrage.

1 - MONTAGE ADOPTÉ

Le réseau de mesure est schématisé figure 1. Le générateur alternatif G_r délivre une puissance instantanée $e_{(v)} \cdot i_{(A)}$ à la pulsation ω nF,

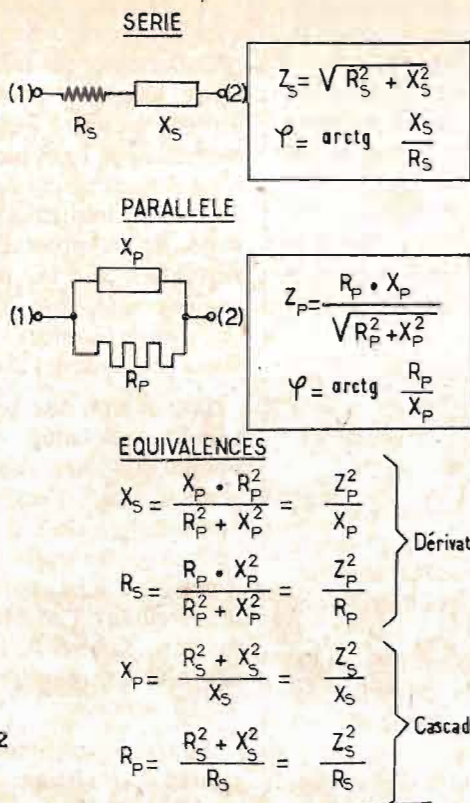


Fig. 2

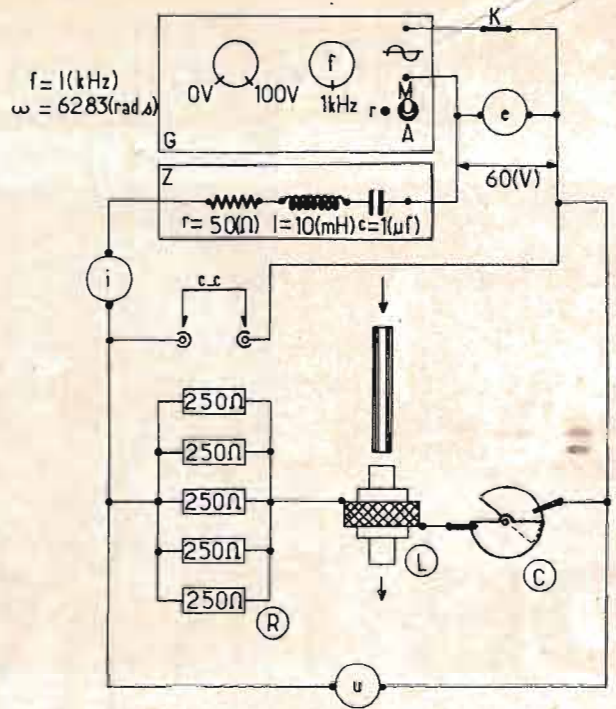


Fig. 3

lorsque K est fermé, le curseur c de la résistance de charge variable Z étant poussé sur un plot de contact. La d.d.p. périodique n apparaît aux bornes de Z ainsi qu'une puissance consommable p.

Nous désirons connaître la condition qui rend p maximale.

Les impédances z et Z peuvent se présenter sous huit formes différentes classées de 1 à 8 et de 1' à 8' pour chacune d'elles. Il se peut, d'ailleurs, qu'à l'une quelconque des combinaisons série-parallèle de r, l, c, constituant z, correspond l'une quelconque des associations R, L, C de Z.

Ceci implique la possibilité d'avoir r, l, c non identiques, terme à terme, à R, L, C, bien que Z doive être égale à z pour obtenir la meilleure adaptation en puissance, ainsi qu'en continu nous avions r = R.

Nous sommes contraints de raisonner ici en tensions et en courants efficaces (qui se rapportent à des grandeurs moyennes qui diffèrent des puissances instantanées.

Nous considérons acquis le fait que le maximum de puissance active sera obtenu lorsque les résistances pures des deux impédances z et Z seront égales.

Il suffit, maintenant, de démontrer expérimentalement que l'on doit aussi avoir des puissances réactives égales en z et en Z.

Quelles que soient les combinaisons série-parallèles auxquelles on a affaire, elles peuvent toutes se traduire par des équivalences (figure 2), donc les associations 1-8 et 1'-8' se ramènent à des expressions en cascade ou en dérivation sans aucune difficulté sinon un peu de patience dans les triturations algébriques.

Nous arriverons donc à $x = X$ et le maximum de puissance s'écrira :

$$P_{\text{mMAX}} = U_{\text{eff}} \cdot i_{\text{eff}} = Z \cdot i_{\text{eff}}^2$$

$$= \frac{Z}{(Z+z)^2} \cdot \frac{E^2}{(\sqrt{2})^2} \cdot \cos^2 \omega t$$

Avec : $r = R$ et $x = X$, nous avons $z = Z$, d'où :

$$P_{\text{mMAX}} = \frac{Z}{(2Z)^2} \cdot \frac{E^2}{2} \cos^2 \omega t$$

$$= \frac{E^2}{8Z} \cos^2 \omega t$$

Le cosinus carré, au temps $t = T$, qui correspond à la période vaut :

$$\cos^2 \omega t = \cos^2 \frac{2\pi T}{T}$$

$$= \cos^2 (2\pi) = 1$$

d'où :

$$P_{\text{mMAX}} = \frac{E^2}{8Z}$$

Ce calcul n'est qu'intuitif, car il ne fait pas apparaître la détermination de la moyenne du terme trigonométrique dont l'évaluation nécessite l'usage d'une intégrale simple, mais hors de propos dans cette approche préliminaire.

2 - EXPÉRIENCE

Nous choisirons d'avance de poser $r = R = 50 [\Omega]$ puisque nous savons déjà que cette condition réalise l'égalité des puissances actives.

En revanche, nous réalisons un montage dans lequel L et C seront variables, alors

que let c, de z, resteront fixes.

Un branchement série confirmera, ou infirmera, notre hypothèse $x = X$ puisque tous les cas de réactance peuvent s'y réduire.

L'inductance L variera par introduction d'un barreau de ferrite au milieu du cylindre constitué par ses spires.

La variation de C sera due à un condensateur d'accord dont le stator porte des lames fixes équidistantes, où pénétreront les lames mobiles du rotor. Le modèle choisi est à « variation linéaire de capacité » (C croît dans le même sens, comme l'angle α de rotation ; l'axe de pivotement se trouve au milieu des lames).

Le générateur hétérodyne G produit une f.é.m. alternative de 60 [V]. Il est calé sur 1 [kHz], c'est-à-dire que sa pulsation voisine les 6 283 [rad/s].

Avec les composants retenus pour fabriquer z, à savoir $l = 10$ [mH], $c = 1$ [μ F] et $r = 50$ [Ω], on trouve un courant maximal de 500 [mA] quand Z est court-circuitée par le cavalier C-C. Les variations des grandeurs calculées et observées sont imputables

en vente partout 5f

LE HAUT-PARLEUR

ELECTRONIQUE PRATIQUE



découvrez l'électronique

sans connaissances théoriques préalables, sans expérience antérieure sans "maths"

notre méthode : **faire et voir**



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ELECTRONIQUE

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

GRATUIT!

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP)

ADRESSE

HP S 512

aux indéterminations de fabrication des pièces et des instruments de mesure.

La puissance maximale est de 5,3 [W], principalement encaissés par la résistance de charge R, qui est une 50 Ω, 10 [W] (5 résistances de 250 [Ω] dissipant 2 W chacune). Elle est telle que $r = R = 50 [Ω]$ et

$$x^2 = \left(C\omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2$$

$$= \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2 = X^2$$

ce qui ne permet pas de conclure que $l = L$, ni que $c = C$. Seules les réactances (et les puissances réactives) sont égales.

La courbe $P_z = f(Z)$ a une allure similaire de celle qui représente en continu $P_R = f(R)$.

La mathématique des classes de terminale des collèges techniques est bien suffisante pour démontrer, sans conteste, les résultats énumérés ci-dessus. Nous nous tenons au service de nos lecteurs qui désireraient voir publier ces formules sans lesquelles il faut augmenter son degré de confiance.

3 - EXEMPLES PRATIQUES

Ces calculs sont vrais dans tous les cas expérimentaux, évidemment.

C'est ainsi que, lorsqu'on charge un amplificateur B.F. de puissance ayant une impédance de sortie de 8 [Ω], il faut placer deux haut-parleurs de 4 [Ω] chacun en série, ou deux haut-parleurs de 16 [Ω] chacun, en parallèle, si l'on veut le meilleur rendement énergétique et sonore.

Toute combinaison de $[\pm m (Z_1)]$ pour un haut-parleur donné (ou plusieurs) doit être contre-balançée par une association de $[\pm n (Z_2)]$ haut (s) - parleur (s) de façon que les diverses configurations cascade-dérivation acquises aboutissent à une impédance $Z = f(Z_1, Z_2)$ toujours égale à $z = 8 [Ω]$, dans cet exemple.

A ce propos, signalons qu'il vaut mieux répartir plusieurs haut-parleurs de faible puissance, en phase, pour couvrir un hall, un vaste local, ... plutôt que deux haut-parleurs de forte puissance qui rendraient les sons inintelligibles par suite de réverbérations désagréables sur les piliers de soutènement, sur les murs, etc. (interférences, diffractions, absorptions, diverses).

Lorsqu'une tête piézo-électrique de platine d'électrophone doit être adaptée (en général, sur l'entrée d'un amplificateur de 100 ohms) et activée par un signal de 5 mV, il convient de l'associer avec une cellule d'adaptation de manière que ses 47 [Ω] internes soient équilibrés par 53 [Ω] apportés.

Le tracé expérimental de la courbe dans chaque opération particulière est vivement recommandé. On peut directement se servir du disque comme générateur audio-fréquences, à condition de contrôler la d.d.p. de sortie de la tête piézo-électrique du bras microphonique à l'aide d'un voltmètre électronique, ou numérique, qui, dans la solution idéale, sera un voltmètre efficace (afin de lire des puissances moyennes directement).

B. MARIN

DE LA STEREOPHONIE

A

L'AMBIOPHONIE

NOUVEAUX PROCÉDES ET MONTAGES D'AMATEURS

LES appareils à haute fidélité ont pour but de restituer les sons musicaux enregistrés et transmis sous une forme qui donne à l'auditeur la sensation, sinon l'illusion, d'entendre les sons initiaux naturels, tels que ceux qui ont été produits dans la salle de concert. Ce résultat idéal est extrêmement difficile à atteindre, en raison de la complexité de la sensation auditive et de la différence des conditions de production des sons musicaux dans une salle de concert et dans la chambre d'écoute habituelle.

En fait, il s'agit toujours de rendre la musique enregistrée suffisamment proche de celle qu'on peut entendre dans de bonnes salles de concert, et les facteurs qui entrent en jeu sont extrêmement nombreux ; il n'y a pas seulement la qualité des signaux musicaux produits à la sortie de l'appareil électro-acoustique,

mais les caractéristiques des haut-parleurs, leur disposition dans la chambre d'écoute, et surtout les caractéristiques acoustiques de celle-ci, sans compter les facteurs physiologiques et psychologiques inhérents à l'auditeur lui-même.

Comparés avec le relief et la clarté des grandes formations orchestrales écoutées en direct, les qualités des sons émis par les haut-parleurs de nos installations bien étudiées paraissent souvent trop ternes et insuffisantes aux mélomanes exigeants.

C'est qu'en effet la qualité musicale dépend d'un très grand nombre de facteurs complexes que l'on néglige trop souvent. Il ne s'agit pas d'étudier des phénomènes distincts sans tenir compte des autres.

Ce sont surtout les phénomènes de réflexion sonore dont il faut tenir compte ; la position de l'auditeur par rapport aux sources sonores, les caractéristiques physiologiques de son ouïe, les caractéristiques acoustiques de la salle, ne sont pas moins

importantes ; l'ensemble des phénomènes divers forme un tout.

Ce principe est encore plus évident et les risques sont devenus plus grands depuis la naissance et l'utilisation des méthodes stéréophoniques et dérivées, qui consistent à utiliser, non plus un seul canal sonore mettant en action un haut-parleur, mais trois, quatre ou même un plus grand nombre de canaux sonores actionnant des haut-parleurs, qui ne sont plus disposés seulement devant l'auditeur, mais tout autour de lui.

Le problème consiste toujours à obtenir généralement dans une salle de dimensions réduites des résultats acoustiques donnant des sensations analogues à celles que l'on peut obtenir dans une salle de dimensions plus ou moins vastes. L'enregistrement est généralement effectué dans un studio qui ne présente pas les caractéristiques habituelles des réflexions sonores musicales ; de là, l'étude des dispositifs et des procédés qui ont pour but de restituer à la

reproduction musicale l'ampleur et la résonance qui lui font défaut.

Il ne suffit pas d'envisager les procédés stéréophoniques à plusieurs canaux, il faut souvent faire appel aux méthodes qui ont pour but de compenser les différences des conditions de réflexion des sons dans les salles de concert, les studios d'enregistrement et les salles d'écoute, en introduisant des effets de réverbération sonore convenablement étudiés.

Il est également désirable d'obtenir, si possible, dans une salle de caractéristique acoustiques plus ou moins normales des effets sonores particuliers, spatiaux ou panoramiques, sans modifier les caractéristiques de la salle elle-même, et les procédés généralement récents étudiés dans ce but constituent des méthodes ambiophoniques, mot dont l'origine est facile à comprendre (ambie = entourer).

LES REFLEXIONS SONORES : PHENOMENES ESSENTIELS

Pour se rendre compte des nécessités des procédés destinés à corriger ou à assurer les effets musicaux des réflexions sonores assurant la qualité de l'audition dans les salles de concert, il n'est pas inutile de rappeler d'abord comment les sons parviennent normalement à l'auditeur.

a) Il y a d'abord les ondes sonores directes émises par la source musicale qui arrivent directement sans réflexion sur les parois.

b) Des sons réfléchis parviennent à l'oreille avec un décalage inférieur à 1/10 ou 1/15 sec., suivant qu'il s'agit de sons brefs ou de musique. Dans ces conditions, l'oreille ne peut les distinguer des sons directs et ils augmentent seulement l'intensité et la facilité de l'audition.

Suivant la nature des parois, le son peut ainsi subir 200 à 300 réflexions avant de s'éteindre complètement, mais il arrive un instant plus ou moins éloigné de la production initiale où l'intensité est trop faible pour permettre l'audition normale et la réflexion ne joue plus alors aucun rôle notable.

c) Lorsque les sons réfléchis parviennent à l'oreille avec un décalage supérieur à 1/10 ou 1/15 seconde après la perception directe, il se produit une traînée sonore. Les sons supplémentaires conti-

nent, en quelque sorte, l'audition des sons utiles et constituent ce qu'on appelle le phénomène de réverbération ou improprement de résonance sonore.

Ce phénomène, qui prolonge le son, peut avoir une influence favorable sur la sonorité musicale et lui donner une ampleur de cathédrale ; mais, par contre, s'il est exagéré, peut rendre la parole inintelligible.

UN PHENOMENE TROP NEGLIGE : L'EFFET HAAS

La nécessité d'obtenir dans tous les points d'une salle un son uniforme d'un niveau égal et présentant des qualités musicales également uniformes, attire l'attention sur un phénomène additionnel important, qu'on appelle « l'effet Haas », et concerne les phénomènes produits dans une salle, dans laquelle se trouvent deux ou plusieurs haut-parleurs.

L'auditeur a la sensation d'entendre seulement le haut-parleur le plus rapproché, lorsque les niveaux des volumes sonores sont analogues, parce que le son qui provient de cet élément est le premier qui atteint ses oreilles.

Les sons entendus directement par un auditeur proviennent de différents points de la salle ; ils parviennent d'abord à ses oreilles, et sont suivis par les multiples sons réfléchis provenant de la même source, grâce aux réflexions sur les murs et les plafonds.

Ce phénomène permet,

grâce à la perception binauriculaire, d'analyser et de localiser les sons. Il n'en est pas ainsi avec des appareils monophoniques, et il n'est pas évident que deux canaux monophoniques complètement séparés assurent parfaitement des conditions analogues. Il y a seulement deux sources ponctuelles constituées par les haut-parleurs, et non par une suite d'images sonores étendues entre ceux-ci.

On voit, sur la figure 1, le phénomène dû à l'effet Haas, et concernant la relation existant entre le temps et l'intensité lorsque deux haut-parleurs reproduisent le même son, mais avec une durée et une intensité variables représentées par la courbe, de façon à produire, en quelque sorte, une image fictive D entre les haut-parleurs A et B.

Lorsque le son provenant du haut-parleur B est décalé par rapport à celui du haut-parleur A, l'auditeur placé en C a la sensation d'entendre aussi la source sonore D, qui se déplace progressivement vers le haut-parleur A. Avec un écart de quelques millisecondes, l'effet sonore reste en A ; mais, lorsque le décalage augmente, le son parasite commence à devenir plus perceptible.

Lorsque le décalage atteint 50 millisecondes, l'auditeur entend deux sons distincts, c'est-à-dire un effet d'écho. En fait, on a utilisé un effet synthétique analogue à celui qui se produit dans une salle de concert, c'est-à-dire la production d'un son direct suivi par une réflexion de ce son,

provenant d'une autre direction et avec un décalage plus long.

Ces conditions peuvent être reproduites dans un dispositif stéréophonique, si l'écartement des microphones est réalisé, comme on le voit sur la figure 2 ; mais, on peut avoir recours, comme on le voit sur la figure 3, à un effet acoustique auxiliaire, avec un décalage réduit des deux ondes directes représentées en traits pleins et on envisage seulement l'influence des effets directionnels des sons reproduits.

Les sons transmis directement proviennent ici de la gauche et les sons réfléchis représentés en lignes pointillées de la droite ; les sons directs et les sons réfléchis produisent, en quelque sorte, des images sonores, qui semblent remplir l'espace entre les haut-parleurs.

Dans la pratique, lorsqu'un signal déterminé parvenant directement à l'oreille de l'auditeur et la première réflexion sonore se succèdent très rapidement avec un intervalle de 40 millisecondes environ, même s'ils proviennent de directions différentes, le son qui arrive le premier détermine la direction de la source, même lorsque le second est beaucoup plus intense que le premier.

La première répétition et les suivantes ont seulement une influence sur l'intensité et la qualité, et, dans certaines salles, le premier son est ainsi normalement le son direct original. Les réflexions n'altèrent donc pas l'impression de

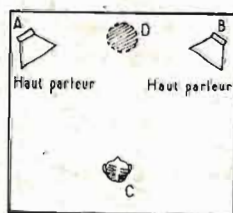
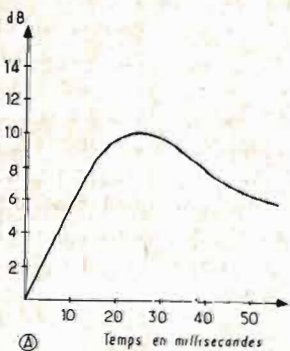


Fig. 1

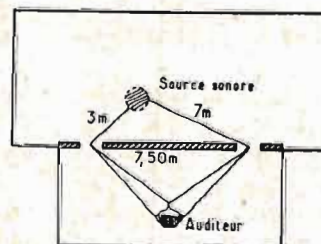


Fig. 2

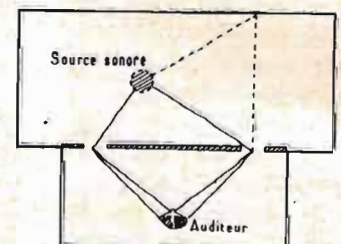


Fig. 3

direction et ce fait est très important pour la technique sonore.

Ce phénomène se produit tant que le second haut-parleur n'est pas placé à une distance différant de plus de 15 mètres du premier ; car, à ce moment, le son provenant du second haut-parleur a l'apparence d'une sorte d'écho, ce qui réduit l'intelligibilité. Une distance de l'ordre de 15 mètres correspond déjà, en effet, à un retard de propagation du son de 50 millisecondes.

Dans les salles de grandes dimensions de plus de 15 mètres de long, il faut donc éviter les troubles de reproduction pour certains auditeurs, lorsque plusieurs haut-parleurs fonctionnent en même temps, et les phénomènes sont surtout difficiles à éviter dans les coins, et sous les balcons, par exemple.

L'amélioration peut être obtenue en contrôlant les effets directifs avec des colonnes sonores, et en réglant avec soin les contrôles de volumes individuels, reliés aux haut-parleurs disposés rationnellement. L'effet désiré consiste toujours à donner à l'auditeur l'impression d'entendre localement une seule source sonore déterminée.

Mais, pour les sonorisations dans les grands espaces, tels que les cathédrales et les halls par exemple, les très grandes salles de spectacles avec une grande durée de réverbération, ou sur de larges surfaces en plein air, un dispositif de retard correspondant à la vitesse du son et à la distance peut ainsi devenir nécessaire, d'où l'étude de systèmes de retard sonore, que les acousticiens envisagent maintenant dans les grandes salles.

En fait, le premier son est normalement le son direct original ; la première répétition et les suivantes affectent uniquement l'intensité et de la qualité sonore. Les répétitions dont l'intensité peut être modifiée naturellement ou artificielle-

ment ne modifient pas l'impression de direction ; si elles parviennent suffisamment tôt pour ne pas produire d'échos, elles sont utiles pour améliorer la qualité et la clarté du son, un certain retard est surtout nécessaire pour que le second son n'ait pas d'influence sur la détermination de la direction. L'effet Haas a une grande importance pour les réalisations électro-acoustiques ; il permet d'établir des installations augmentant l'intensité sonore sans permettre à l'auditeur d'avoir son attention attirée par la présence des haut-parleurs.

REVERBERATION ARTIFICIELLE ET STEREOPHONIE COMBINEES

La stéréophonie est effet de distribution et de sélection dans l'espace des sources musicales ; on atteint ce but par l'emploi de deux canaux sonores au minimum, attaquant deux haut-parleurs ou deux groupes de haut-parleurs suffisamment séparés et écartés l'un de l'autre. La vraie stéréophonie situe les « cordes » à gauche, et les « cuivres » à droite, par exemple.

Parallèlement, on a imaginé des systèmes dits de « pseudo-stéréophonie », dont l'un des effets essentiels consiste à assurer et à provoquer un décalage dans le temps entre les sons des canaux de droite et de gauche, à partir d'un premier canal sonore initial unique, transmis par radio ou enregistré sur disque ou sur bande. Certes, cela produit un effet de présence agréable ; mais ce n'est pas du tout de la stéréophonie.

En effet, pour reprendre notre premier exemple, avec ce système nous entendrons les « cuivres » et les « cordes » aussi bien à gauche qu'à droite ; nous obtiendrons en supplément qu'un effet d'étalement, effet de présence dû au décalage de temps, entre le

reproducteur de gauche et celui de droite. C'est la raison pour laquelle ces procédés sont dits « pseudo-stéréophoniques ».

Ce décalage de temps dans la reproduction d'une émission ou d'un enregistrement constitue l'« écho synthétique » ou réverbération artificielle. Stéréophonie et réverbération sont deux choses totalement différentes, mais non incompatibles. Cela veut dire qu'un système de réverbération artificielle pourra aussi bien être appliqué à un ensemble de reproduction stéréophonique qu'à un appareil monophonique.

Le décalage dans le temps réalisé dans le système amplificateur de reproduction peut être obtenu par un dispositif de retard électronique par résistance et condensateurs, ou par un dispositif de retard électro-acoustique, ou encore par un dispositif électro-mécanique.

En pratique, seuls les dispositifs électro-acoustiques ou électro-mécaniques sont employés ; le système par résistances et capacités ou ligne de retard est difficile à mettre en œuvre, compte tenu de l'ordre de grandeur des fréquences présentes dans le registre sonore.

Les dispositifs acoustiques ou mécaniques doivent évidemment être soigneusement étudiés, afin d'éviter les distorsions et les déphasages pouvant être produits par les actions mutuelles des oscillations des différentes fréquences.

Dans les installations professionnelles, lors de l'enregistrement des disques, on réalise des échos artificiels, grâce à certains truquages possibles au moment de l'enregistrement préalable sur bande magnétique avec têtes d'enregistrement décalées, etc.

Mais, avant l'emploi des enregistreurs magnétiques, on obtenait l'effet d'écho en couplant un microphone avec un haut-parleur à l'intérieur d'une chambre acoustique

destinée à assurer une durée de transmission assez longue correspondant au décalage souhaité. Ce système électro-acoustique simple ayant donné de bons résultats ; il est normal que l'on ait cherché également à l'adapter sur les chaînes de reproduction.

Des essais dans ce sens ont été effectués et l'on a purement et simplement repris le même principe, mais, toutefois, sous une forme plus simple et plus moderne. Il s'agissait surtout de réduire le volume de la chambre acoustique, ou chambre à échos, de façon à permettre l'utilisation du système même sur des appareils « commerciaux », sans que ceux-ci atteignent des dimensions exagérées.

PRINCIPES DE L'AMBIOPHONIE

Ces phénomènes désormais classiques, étudiés avec de plus en plus d'attention, ont permis, d'une part, de modifier bien souvent les caractéristiques acoustiques des salles d'écoute ou de spectacle, d'améliorer les matériels d'enregistrement et de lecture, et, de plus, spécialement de mettre au point des montages de réverbération artificielle ou des chambres d'écho, qui ont pour but d'obtenir au moment de la lecture, et même dans une salle absorbante de petites dimensions, des effets sonores donnant l'illusion d'une écoute dans une grande salle.

Mais, un autre problème se pose parfois dans certaines salles ; il s'agit de créer, en quelque sorte, un « décor sonore » renforçant l'effet dynamique de l'action, grâce à l'accompagnement sonore de l'action scénique qui crée l'ambiance, au même titre que la lumière et le décor visuel donnent au spectateur la sensation de se trouver dans l'atmosphère même de l'action.

La technique adoptée dans les salles à installation électroacoustique a reçu le nom

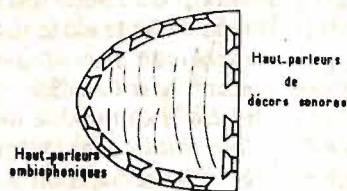


Fig. 4

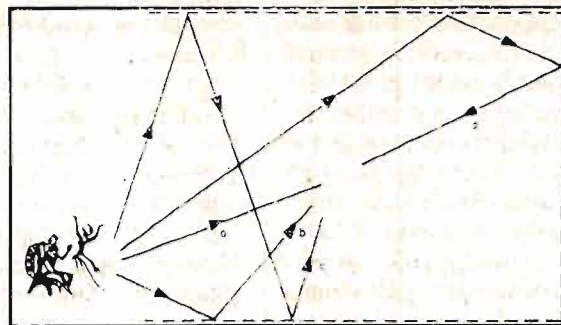


Fig. 5a

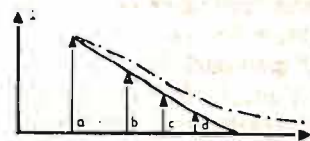


Fig. 5b

de « stéréo réverbération », ou « ambiophonie », parce qu'elle permet d'assurer une **ambiance sonore**.

Le système est donc basé sur le fait qu'un enregistrement stéréophonique d'orchestre dans une salle de concert donne bien l'impression d'une répartition spatiale des sources sonores, mais non, le plus souvent, de l'ambiance acoustique de la salle, déterminée par les réflexions et la durée de réverbération. Même si un microphone additionnel est prévu pour donner cette ambiance, on ne peut obtenir, en fait, qu'une mesure du champ acoustique, et non sa diffusion spatiale.

Un principe de base consiste à utiliser un enregistrement stéréophonique, par exemple, sur bande magnétique, permettant d'actionner deux haut-parleurs, mais aussi alimentant un système mettant en action une série de haut-parleurs additionnels, avec un certain décalage de temps par rapport aux haut-parleurs normaux, par exemple, de 40, 78, 125 et 150 millisecondes. Un potentiomètre permet de régler l'intensité de ces sons successifs, qui correspondent ainsi aux sons naturels réfléchis de réverbération.

Les haut-parleurs peuvent être répartis tout autour de la salle, comme on le voit sur la figure 4, et les sons émis par les différents groupes ne peuvent parvenir simultanément aux oreilles de l'auditeur.

Ce système convient particulièrement bien pour améliorer l'acoustique d'une salle, par exemple, lorsqu'on veut entendre de la musique, alors que le temps de réverbération normal convient au théâtre.

S'il s'agit de décalages inférieurs à quelques millisecondes, on peut aussi utiliser des systèmes plus simples à ligne de retard à résistance et condensateur. Les dispositifs de ce genre permettent d'améliorer ainsi les conditions artistiques et théâtrales et de transformer la salle en studio d'enregistrement, et en auditorium de haute fidélité.

Il devient possible de créer, en quelque sorte, des décors sonores complets et saisissants, de diffuser dans la salle des sons stéréophoniques ou panoramiques, en utilisant des enregistrements des prises de sons directes.

Il est également possible de modifier les caractéristiques acoustiques de la salle pour obtenir des reproductions musicales ou des effets sonores particuliers, restituer les ambiances sonores d'une salle d'assemblée, d'une salle de congrès, d'une église, d'un temple, etc.

L'équipement de la salle ambiophonique est désormais adapté aux exigences diverses des spectacles, depuis la musique jusqu'aux décors sonores, grâce à l'utilisation réglable et progressive des phénomènes de réverbération, obtenus artificiellement par un procédé électroacoustique.

La machine utilisée produit, par exemple, quatre répétitions du signal initial ; un circuit de réinjection permet de répéter le signal un nombre de fois déterminé et de régler progressivement la durée de réverbération.

Les signaux provenant des amplificateurs de reproduction sont diffusés dans la salle par des chaînes sonores comportant des amplificateurs et des haut-parleurs disposés en plusieurs groupes.

On peut ainsi modifier les conditions acoustiques d'une façon variable et progressive selon la nature des morceaux à reproduire, et l'importance de l'effet recherché ; un dispositif de réglage permet de maintenir l'intensité des sons diffusés vers les spectateurs, tout en assurant le déplacement apparent des sources sonores.

Les spectateurs peuvent ainsi avoir l'impression d'être baignés, en quelque sorte, dans l'atmosphère imaginée par l'auteur. Les haut-parleurs peuvent également être utilisés individuellement, en groupe ou en totalité, pour la réalisation des décors sonores, et un groupe central, généralement au centre du plafond, assure des effets particuliers.

Enfin, les effets stéréophoniques sont assurés essentiellement par des groupes de haut-parleurs convenablement écartés, et orientés, qui assurent la restitution des enregistrements stéréophoniques.

LA REALISATION DES SALLES AMBIOPHONIQUES

Dans les salles d'un certain volume, il devient donc désormais possible de modifier les caractéristiques acoustiques pour obtenir des reproductions musicales et des effets sonores particuliers, créer des décors sonores enregistrés de très haute qualité, diffuser des sons stéréophoniques ou panoramiques avec des prises directes ou des enregistrements, modifier artificiellement les réponses acoustiques de la salle, en vue d'obtenir des reproductions musicales et des effets sonores particuliers, restituer, par exemple, l'ambiance d'un hall ou d'une cathédrale.

La difficulté essentielle consiste à obtenir un son homogène d'un niveau pratiquement égal à toutes les places et d'une fidélité satisfaisant l'auditeur.

L'intelligibilité de la parole ou du chant dans une salle exige que le son réfléchi atteignant l'oreille des auditeurs soit presque en phase avec le son émis directement ; l'intelligibilité de la parole est ainsi, rappelons-le, inversement proportionnel à la durée de la réverbération.

La durée de persistance de l'impression tympanique étant de l'ordre de 1/10 de seconde, au-dessus de cet écart l'oreille perçoit un deuxième son réfléchi dont le décalage varie en fonction du

temps, et qui est déterminé par la formule :

$$T = \frac{1/6 V}{A}$$

Dans laquelle, T est le temps de réverbération exprimé en secondes, V le volume total de la salle, et A l'absorption.

L'intelligibilité d'une salle dépend également du niveau sonore, dont l'intensité exprimée en watts par cm² est égale au produit de la puissance W de la source sonore par l'inverse de la surface sphérique de diffusion, soit :

$$I = \frac{W}{4 \pi R^2}$$

L'intensité I du son direct est ainsi inversement proportionnelle, nous le savons, au carré de la distance à la source.

En désignant par i l'intensité moyenne du son indirect ou réfléchi, par W la puissance en watts de la source sonore, et par A l'absorption par cm², i peut être exprimé par la relation :

$$i = \frac{4 W}{A}$$

L'intensité totale du son perçu dans la salle est ainsi la somme de ces deux intensités, mais, en raison de la différence des trajets parcourus, les sons directs et réfléchis parviennent aux auditeurs à des instants différents et à des niveaux divers, et leurs interférences rendent la parole inintelligible.

Si la salle est fortement amortie avec des surfaces absorbantes, l'absorption réduit rapidement le niveau de la réverbération, il se produit des répétitions graduellement décroissantes du son original (fig. 5). Si la salle est ainsi sourde et sèche, le temps de réverbération est court, ce qui est, par exemple, le cas d'une bonne salle de spectacle, dans lequel le temps de réverbération est inférieur à 1 seconde.

Au contraire, si la salle est moins amortie avec des surfaces réfléchissantes, le temps nécessaire pour l'extinction de la réverbération est plus long ; la perte de niveau à chaque réflexion est plus faible, la

salle correspondante à un temps de réverbération plus long.

Le temps de réverbération d'une bonne salle de concert est ainsi de 3 secondes environ normalement ; mais, par suite de l'amortissement sélectif produit par l'air, le temps de réverbération diminue généralement au fur et à mesure de l'élévation des fréquences, comme on le voit sur la figure 6.

Le temps de réverbération dépend ainsi de la fréquence car, abstraction faite des pertes dans l'air pour les fréquences élevées, les matériaux de revêtement des murs ont aussi généralement des coefficients d'absorption différents pour les diverses fréquences. Le coefficient d'absorption varie entre 0 et 1, il indique la quantité des sons non réfléchis ; un coefficient d'absorption de 0,1 normal pour une salle signifie ainsi que 90 % de l'énergie est réfléchi (fig. 7).

La réverbération a une influence essentielle égale-

ment sur le timbre de la musique, qui paraît sèche et sans expression lorsque le temps de réverbération est trop court. L'audition musicale à haute fidélité exige l'établissement d'un rapport convenable entre le son direct et le son réfléchi. Comme le montre la figure 7, l'intensité sonore est, en fait, concentrée dans une salle dans une portion de l'espace, dont l'angle de dispersion dans le plan horizontal est d'environ 150 degrés, et l'angle dans le plan vertical de 20 degrés. La hauteur de cet espace dépend de la hauteur de l'enceinte, mais elle est toujours plus grande que celle-ci.

La qualité musicale obtenue avec des haut-parleurs dans des salles de dimensions réduites exige de plus en plus l'emploi de haut-parleurs multiples, avec des ensembles de haut-parleurs pour les fréquences médium et aiguës orientés de manière à obtenir une diffusion sonore homogène sur toute l'étendue de la salle et, d'autre part, au

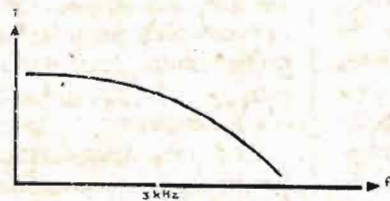
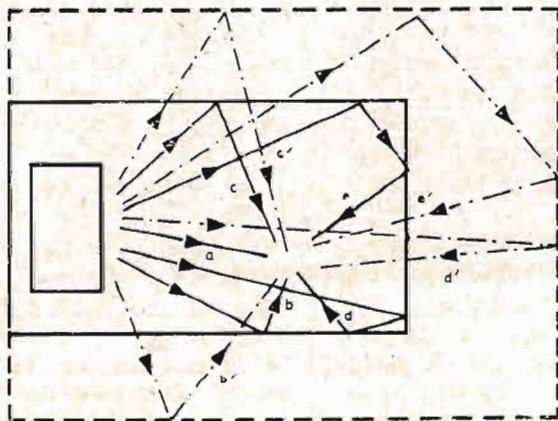


Fig. 6

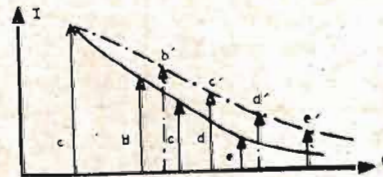


Fig. 7

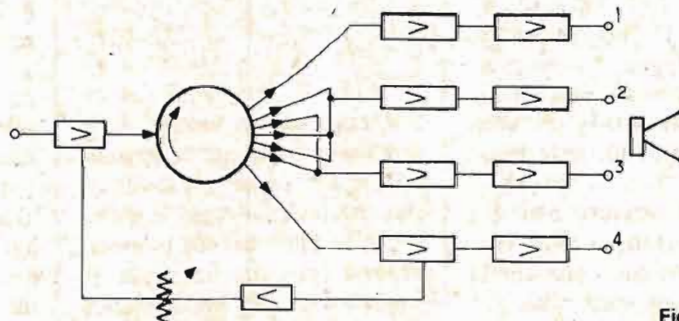


Fig. 8

moyen de groupes de haut-parleurs montés par des enceintes acoustiques pour la reproduction des sons graves.

L'ensemble peut être complété au moyen d'un nombre souvent élevé de haut-parleurs répartis à la périphérie supérieure de la salle pour la diffusion des signaux réfléchis et réverbérés.

L'organe principal consiste encore dans un système retardateur magnétique d'enregistrement et de reproduction continus produisant, en quelque sorte, une réverbération artificielle. Suivant la méthode habituelle, l'appareil comporte une bande magnétique courte entraînée à une vitesse assez élevée de l'ordre de 76 cm/seconde. Cette bande passe sur une tête d'enregistrement, puis sur plusieurs têtes de lecture produisant une série de répétitions retardées, puis subit un effacement de sorte qu'elle passe à nouveau sans modulation sous la tête d'enregistrement.

Cette introduction de la réverbération artificielle permet de modifier la réponse acoustique de la salle considérée d'une façon variable selon la nature des exécutions et l'importance de l'effet recherché. L'effet d'un accroissement de réverbération ou du retard correspond à une réduction de l'absorption, ou, ce qui revient au même, à une augmentation du volume apparent de la salle. Les limites de variation de ce décalage sont déterminées de façon à pouvoir doser l'impression de profondeur en fonction des caractéristiques de réponse propre de la salle et de la valeur maximale de l'amplitude de l'exposé direct (fig. 8).

Le système de diffusion à canaux multiples permet d'assurer un déplacement du son autour des auditeurs, en utilisant une source de modulation et un dispositif potentiométrique maintenant une puissance sonore constante au cours du déplacement. Un sélecteur permet d'agir sur la répartition d'un certain nom-

bre de circuits sonores pour obtenir une combinaison d'effets sonores, tels que la rotation à vitesse lente ou rapide dans les deux sens, la traversée des sons sur un des côtés ou les deux ensembles. On peut ainsi avoir une illusion de la traversée de la salle par une troupe qui envahit la salle de chaque côté, depuis l'arrière vers l'avant.

Il est également possible d'obtenir des déplacements sonores dans toutes les diagonales et des effets de quinconce, de sorte que les spectateurs peuvent, en quelque sorte, être baignés dans

panoramiques du pourtour de la salle indiqués plus haut, pour produire des effets de masse, de troupe, d'orage, de bataille, ou des dialogues, l'apparition de voix, de bruits lointains, des ambiances diverses de fêtes, de kermesses ou de carnaval.

Il est même possible de reproduire sur une scène directement des décors sonores séparément et simultanément par l'intermédiaire d'enceintes acoustiques alimentées par deux voies de modulation pour produire, par exemple, des bruits de foule, de quais, de gares, d'aérodro-

scène, et la complexité croissante des mises en scène et des équipements de sons et d'éclairage impose des liaisons permanentes entre les multiples techniques.

Il existe maintenant en France un certain nombre d'installations de ce genre réalisées en particulier par **Philips** ; des décors sonores spaciaux ont ainsi été réalisés à la Maison de la Culture de Reims, pour l'exploitation de deux salles ayant respectivement 1 200 et 470 places.

Il s'agissait toujours de créer des décors sonores enregistrés de très haute qualité,

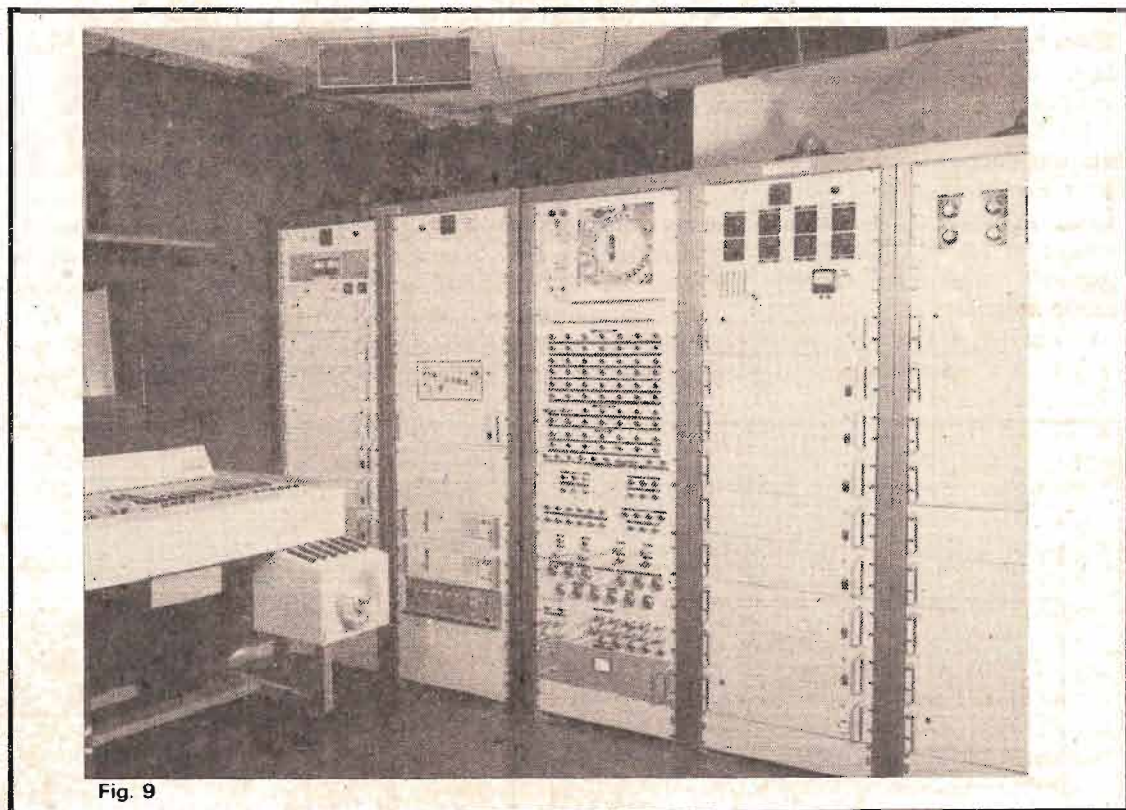


Fig. 9

l'atmosphère sonore correspondant à la nature du programme.

Les haut-parleurs peuvent également être utilisés individuellement en groupes ou en totalité pour la réalisation de véritables décors sonores dans la salle, tandis que le groupe de haut-parleurs disposé au centre du plafond est réservé à la production d'effets particuliers, tels que les chœurs, les sons de cloche, les voix célestes, etc.

Ce système peut être complété par des haut-parleurs

mes, d'arrivée et de départ d'avions.

Enfin, sur la scène, un autre groupe de haut-parleurs peut modeler, en quelque sorte, le volume sonore, suivant les jeux de scènes, le lieu, le temps et la musique, réaliser une mise en scène abstraite, qui combine le réalisme d'action à l'effet d'atmosphère obtenu.

Une telle installation est souvent extrêmement complexe, elle peut comprendre plus de cent haut-parleurs répartis dans la salle et sur la

de diffuser des sons panoramiques dans chaque salle, avec des prises de sons directs d'enregistrement et de modifier artificiellement les réponses acoustiques pour obtenir des reproductions musicales ou des effets sonores particuliers.

Le déplacement des sons autour des spectateurs est assuré par un dispositif de diffusion à 6 canaux, avec six amplificateurs alimentant des enceintes acoustiques disposées tout autour des spectateurs, tandis qu'un sélecteur



Fig. 10

Ce sont des problèmes du même genre qui ont été étudiés pour la Maison de la Culture de Châlon-sur-Saône, pour l'exploitation de deux salles ayant respectivement 1 000 et 500 places. Cette installation comporte aussi 21 amplificateurs de 150 watts efficaces pour la grande salle et 19 pour la petite. Les sons parviennent à l'ensemble de 300 haut-parleurs répartis dans les deux salles, les scènes et les plateaux, soit un total de 500 haut-parleurs pour l'ensemble de l'édifice. Ces chiffres montrent bien la complexité des installations ambiophoniques de ce genre.

P. HEMARDINQUER
(à suivre)

répartit les circuits sonores pour obtenir les effets sonores désirés.

Les décors sonores peuvent être restitués directement sur scène séparément ou simultanément par des enceintes acoustiques pour les bruits de foule, les bruits de gare, d'aérodrome, de défilé, de course, de rue, d'arrivée ou de départ d'avions, etc.

Les multiples possibilités de ces systèmes sonores sont commandés depuis un ensemble de console de régie groupant tous les organes de commande et de contrôle, avec une table de mélange à 14 voies d'entrée, 6 voies de sortie, 12 voies d'exploitation et de réverbération. Il y a des prises pour les 107 haut-parleurs de salles et de plateaux, les haut-parleurs de contrôle, des prises de microphones de salle et de microphones d'enregistrement, les sorties de tourne-disques et de magnétophones.

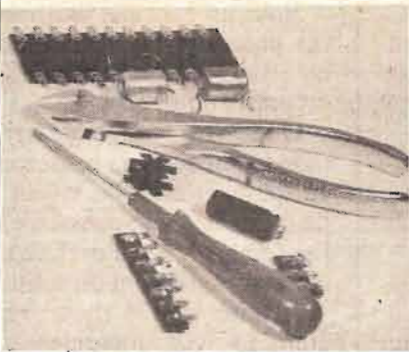
Dans chaque régie, les sources de modulation sont constituées par des consoles de magnétophones professionnels et des platines de lecture stéréophoniques pour disques; les machines de

réverbération et leurs circuits sont contenus dans un meuble métallique particulier; un ensemble de racks renferme les 21 amplificateurs de 70 et 140 watts modulés; la cabine technique est isolée phoniquement du studio d'enregistrement par une cloison vitrée.

La table de mélange de petite dimension comporte 26 claviers à touches lumineuses, 12 vu-mètres et 400 transistors au silicium; les sons sont transmis à l'ensemble des haut-parleurs par plusieurs kilomètres de câbles (fig. 9, 10, 11).



Fig. 11



ABC de L'ELECTRONIQUE

LES TABLES DE MIXAGE

RAPPEL

DANS la première partie de l'étude des tables de mixage, on a indiqué les principes généraux de ces montages. On a pu voir que les tables de mixage (ou de mélange) sont constituées d'éléments BF classiques, mais réunis en vue d'une application précise : le mélange de signaux de toutes natures avec possibilité de dosage, de correction, de réamplification.

De plus, l'utilisateur pourra régler selon ses goûts, la tonalité de chaque signal et lui ajouter des effets spéciaux, comme la réverbération par exemple.

Une autre possibilité est la vérification individuelle de chaque signal après « traitement » sans empêcher sa participation au mélange.

Jusqu'ici on n'a considéré que les ensembles monophoniques. On trouvera ci-après des indications sur les ensembles stéréophoniques à deux ou plusieurs canaux.

TABLES DE MIXAGE STÉRÉOPHONIQUES

On ne reprendra pas ici, l'étude générale de la stéréophonie qui a été faite par ailleurs dans d'autres articles et dans des ouvrages traitant de basse fréquence.

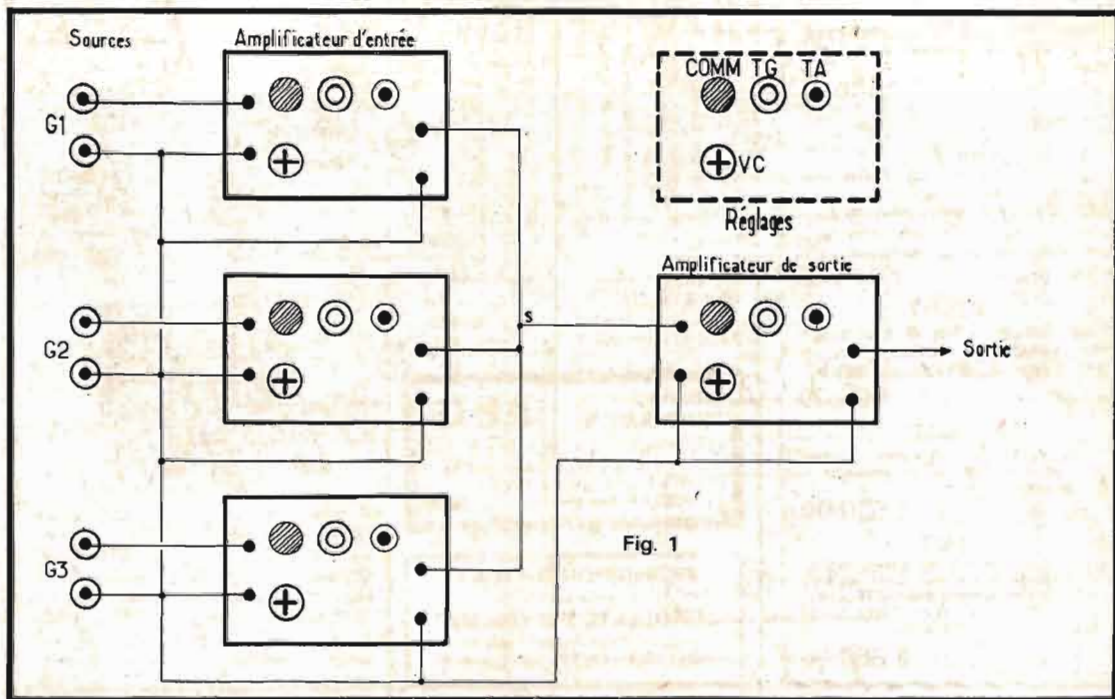
Revoyons toutefois rapidement le principe de la composition des ensembles stéréophoniques qui sera d'ailleurs applicable, tel quel, aux tables de mélange.

Il s'agit de montrer comment on passe d'un montage monophonique à un montage stéréophonique.

Soit le cas de la table de

mélange monophonique de la figure 1, dont le schéma simplifié a été établi pour mettre en évidence les réglages habituels mentionnés précédemment : commutation, COM, tonalités graves TG, tonalités aiguës TA, réglage de gain VC.

Dans l'ensemble monophonique, ces réglages sont mon-



tés dans chaque voie et aussi, facultativement, dans la partie disposée à la sortie et amplifiant le signal mélangé.

On a ainsi, avec trois voies, 3 fois 4 réglages et, éventuellement $12 + 4 = 16$ réglages distincts.

Tous ces réglages, dans l'ensemble monophonique, doivent être indépendants comme il a été expliqué dans la première partie.

Passons maintenant au montage stéréo. Pour simplifier, supposons qu'il est à deux canaux.

Pour ne pas confondre les circuits des signaux à mélanger avec ceux stéréo, nous avons désigné les parcours des signaux à mélanger par **voies** et chaque dispositif stéréo par **canal**.

Le nombre total des voies est alors $n = ms$ où :
 m = nombre des voies par canal ;
 s = nombre des canaux, donc,
 $n = ms = 3 \cdot 2 = 6$ le nombre des signaux à mélanger est 3 et la stéréo est à deux canaux. Les règles générales suivantes adoptées pour la conception de l'ensemble stéréo, à partir de l'ensemble mono :

1) Tous les réglages homologues des canaux seront conjugués ;

2) On ajoutera les réglages d'équilibrage ;

3) On prévoira, avec avantage, des indicateurs de niveaux de sortie, pour chaque sortie de mélange.

Pour réduire le nombre des indicateurs, on pourra prévoir un nombre moindre que n défini plus haut, en utilisant deux ou trois indicateurs, seulement en association avec un système commutateur.

En tenant compte de ces règles, on conjuguera les réglages homologues de la manière suivante :

(a) Un seul bouton agissant sur le VC voie G_1 du canal gauche avec le VC, voie G_1 du canal droit ;

(b) Même procédé pour les commutateurs, les TG et TA des deux canaux.

Lors de la construction de l'ensemble stéréo deux canaux, on montera ensemble les deux dispositifs stéréo homologues et trois ou quatre, s'il y a trois ou quatre canaux.

Ainsi, la voie G_1 du canal de gauche de la figure 1 sera associée sur un même châssis avec la voie G_1 du canal de droite. De cette façon, il sera aisé d'utiliser des potentiomètres doubles ou des commutateurs doubles auxquels on ajoutera le réglage commun d'équilibrage, et les indica-

teurs visuels s'ils sont prévus.

Voici à la figure 2 le montage de la figure 1, transposé en montage stéréophonique à deux canaux.

Sur chaque élément de **voie** stéréo, les mêmes réglages apparaissent et celui d'équilibrage est à ajouter.

Le code désignant les boutons uniques stéréo est indiqué sur la figure 1 et maintenu à la figure 2.

UTILITÉ DES INDICATEURS

Lorsqu'on dispose de signaux aux sorties des amplificateurs, il est utile et parfois indispensable de les mesurer principalement pour connaître leurs tensions et aussi pour vérifier et améliorer visuellement l'égalité des signaux à équilibrer.

L'équilibrage est obligatoire en stéréophonie. Par contre, dans la technique du mixage, l'équilibrage peut être exigé dans certains cas, tandis que dans d'autres, c'est un déséquilibre qui conviendra.

Celui-ci sera constaté, tout comme l'équilibre à l'aide d'indicateurs visuels et il sera réglé par les boutons de VC destinés aux dosages.

Voici un exemple illustrant ces procédés. On retransmet un concert comportant un orchestre et un soliste.

Une voie, généralement monophonique sera consacrée au soliste et une voie stéréo à deux canaux sera consacrée à l'ensemble de l'orchestre d'accompagnement du soliste.

A noter que le mélangeur étant prévu intégralement pour la stéréophonie, on réalisera une voie monophonique en montant en parallèle ses deux canaux ou en n'en utilisant qu'un seul.

Le déséquilibre entre la voie du soliste et la voie de l'orchestre peut être requis pour mettre en évidence le jeu (ou le chant) du soliste.

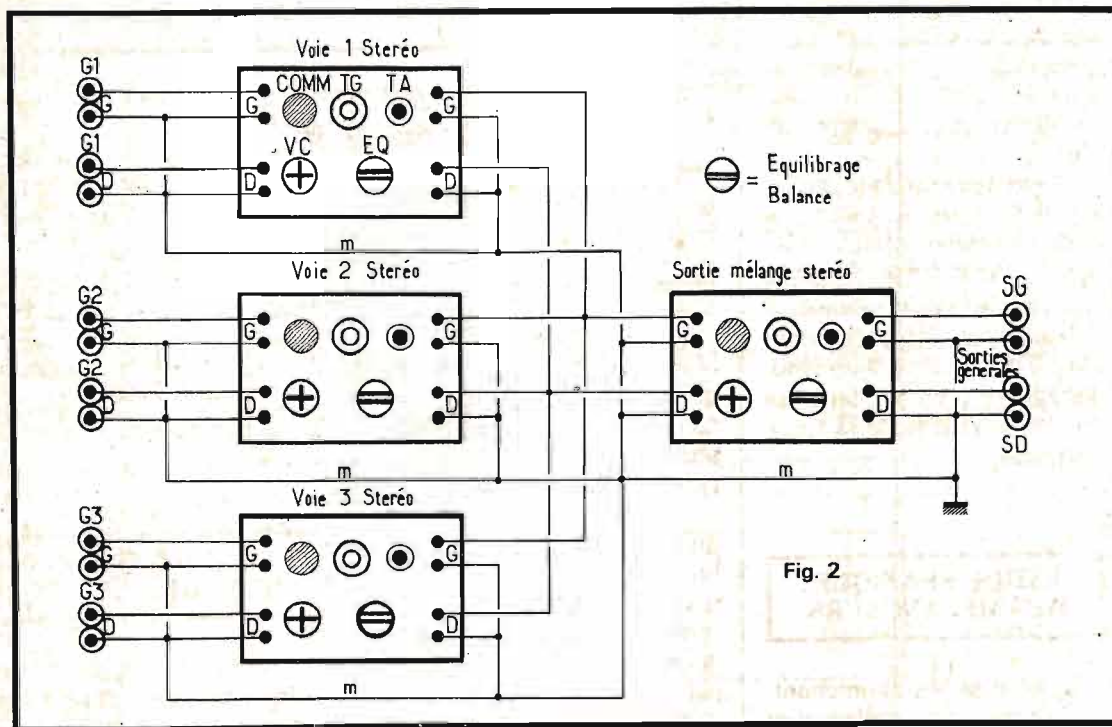
A cet effet, le réglage des VC de l'orchestre étant effectué, on réglera le VC de la voie du soliste, de manière à ce que son signal « sorte » avec plus de puissance.

Bien entendu, l'opérateur aura également la faculté de diminuer la puissance de sortie du soliste, si elle est à l'origine trop puissante, chose plutôt rare actuellement où les chanteurs, en particulier, n'ont plus besoin de chanter fort, les amplificateurs se chargeant de cette mission et leur voix naturelle pouvant être confidentielle !

AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Les réalisateurs de mélangeurs devraient, en principe, se limiter à la partie préamplificatrice dont plusieurs versions viennent d'être analysées.

Les amplificateurs qui en font partie, sont en réalité des amplificateurs de tension, généralement à gain élevé, mais ne donnant à la sortie qu'une tension de l'ordre du volt, donc nécessitant un ou des amplificateurs (un par canal stéréo), afin que la puissance du signal atteigne le niveau requis : depuis quelques watts, jusqu'à des centaines de watts par canal.



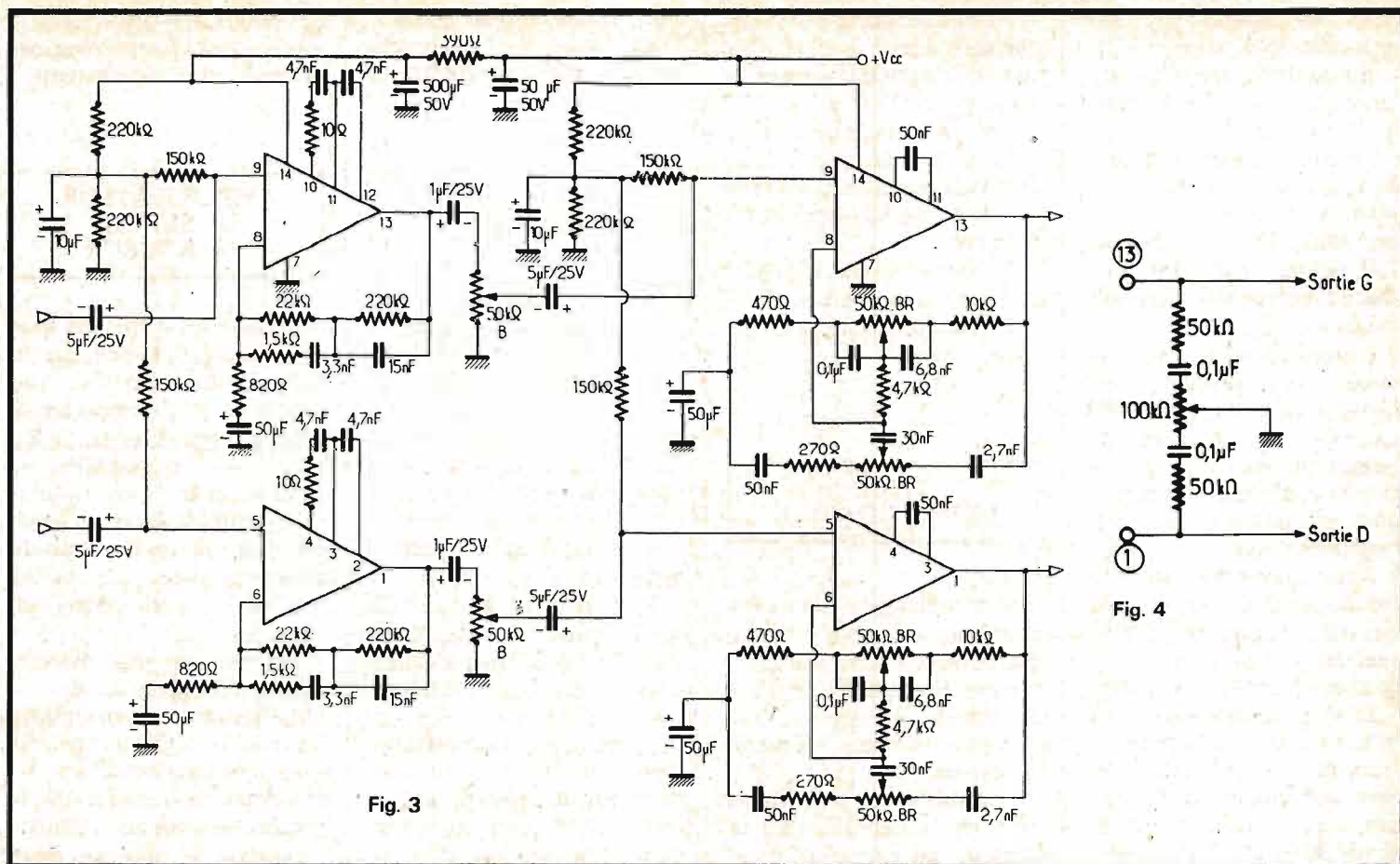


Fig. 3

Fig. 4

Le choix et le montage des amplificateurs de puissance n'ont rien de particulier lorsqu'il s'agit de les disposer à la suite d'un mélangeur à 1 ou plusieurs canaux stéréo, à un nombre quelconque de voies.

Rappelons les conditions d'adaptation d'un amplificateur de puissance à un préamplificateur

- 1) Choisir des modèles ayant la puissance désirée.
- 2) Choisir des modèles dont la qualité sera du même ordre ou supérieure à celle des mélangeurs.

3) Effectuer l'adaptation entre la tension générale de sortie d'un canal à celle d'entrée de l'amplificateur.

En principe, la tension de sortie e_s du mélangeur sera égale à celle d'entrée e_e de l'amplificateur, mais on pourra prévoir avec avantage :

$$e_s > e_e$$

et l'adaptation en tension se fera en réglant e_s avec le VC général de l'amplificateur de sortie du mélangeur, c'est-à-dire en réduisant e_s jusqu'à disparition de la distorsion ou

jusqu'à la puissance de sortie de l'amplificateur désirée.

En effet, si un amplificateur de puissance peut donner 200 W par exemple, cela ne signifie pas qu'il devra fonctionner continuellement sur cette puissance.

Les amplificateurs de puissance ne doivent, en principe, posséder aucun réglage de tonalité, de VC ou tout autre, mais certains possèdent des VC

Il est recommandé de se servir d'amplificateurs de puissance à alimentation autonome, afin de laisser à chaque appareil son indépendance.

Nombreux amplificateurs ont été décrits avec abondance dans notre revue et dans des ouvrages traitant de la basse fréquence.

ETUDE PRATIQUE DES MÉLANGEURS

Il est possible maintenant, le principe des mélangeurs

étant connu, de donner des exemples de montages élémentaires permettant de constituer les **voies** et des **canaux** en cas de stéréophonie, entrant dans la composition des mélangeurs mono ou stéréo.

Les types de composants passifs à utiliser seront indiqués par la suite.

AMPLIFICATEURS CORRECTEURS ET RÉAMPLIFICATEURS

L'examen des schémas simplifiés montre que dans chaque voie monophonique, il y a au moins deux amplificateurs : l'un de correction et l'autre de réamplification pour compenser l'atténuation produite par les circuits de tonalité.

En stéréophonie à deux canaux, il y aura, par conséquent quatre amplificateurs par voie.

A noter que tous ces ampli-

ficateurs étant « de tension », sont désignés généralement sous le nom de **préamplificateurs** mais il n'est pas incorrect de les qualifier d'amplificateurs, terme plus général.

Actuellement, il existe un choix considérable de circuits intégrés de toutes les marques françaises et étrangères, pouvant convenir dans les montages HI-FI et dans les mélangeurs.

Certains CI ne contiennent qu'un seul amplificateur de tension, d'autres deux ou trois et même quatre.

On choisira de préférence les CI à deux ou quatre éléments amplificateurs. Ces éléments devront être identiques pour simplifier l'étude de l'appareil à réaliser.

VOIE D'ENTRÉE PHONOGRAPHIQUE

Voici à la figure 3 un schéma de voie stéréophonique pour PU magnétique avec

le VC, les réglages de tonalité et le préamplificateur.

Il y a quatre amplificateurs, deux par canal. Celui représenté en haut sera par exemple le canal de gauche et celui du bas, le canal de droite.

On a utilisé dans ce montage deux CI du type TBA 230, fabriqué par SGS-ATES chacun contenant deux éléments amplificateurs.

Pour faciliter le dispositif mécanique de conjugaison des réglages homologues, un CI servira pour les deux amplificateurs disposés aux entrées G et D et destinés aux corrections et l'autre CI pour les réamplificateurs.

Remarquons que les réglages de tonalité sont du type Baxandall donc constituant avec les réamplificateurs, des boucles de contre-réaction.

Les potentiomètres de 50 k Ω associés aux condensateurs de 0,1 μ F, règlent les basses et ceux de 50 k Ω associés aux condensateurs de 50 nF, 30 nF et 2,7 nF, règlent les aigus.

Les dispositifs fixes de correction RIAA sont placés dans les boucles de C.R. des amplificateurs d'entrée, entre les points 8 et 13 pour le canal gauche et entre les points 1 et 6 pour le canal droit.

L'équilibre se réalisera comme le montre la figure 4. Les VC sont les potentiomètres de 50 k Ω montés aux sorties des amplificateurs de correction RIAA.

Voici à la figure 5 le branchement des deux CI. Il n'y a pas de commutation dans ce montage.

Les potentiomètres conjugués seront du type à deux éléments identiques montés sur un même axe et tournant ensemble.

Le brochage du TBA 231 est donné à la figure 6.

En bas et à droite, le CI est vu de dessus.

VOIE MONOPHONIQUE

Si le mélangeur est monophonique, on n'aura besoin que de deux éléments amplificateurs. En utilisant un TBA 231, un des éléments sera le correcteur et l'autre, le réamplificateur.

Le schéma est analogue à celui de la figure 3, sauf le choix des éléments du CI unique.

La tension d'alimentation des montages des figures 3 et 7 sera de 18 à 24 (max). La tension de 18 V est suffisante.

Voici les résultats que l'on peut obtenir avec ces montages :

Gain de tension : 54 dB

Niveau de bruit : 68 dB

Tonalité :

Max. basses 100 Hz : 10 dB

Max. aigus 10 kHz : 11,5 dB

Min. basses 100 Hz : 15 dB

Min. aigus 10 kHz : 13 dB
Distorsion totale à 1 kHz pour une sortie de 1 V eff : 0,16 %

VOIES POUR MICROPHONE

Les schémas des figures 3 et 7 restent valables sauf en ce qui concerne la boucle de C.R. destinée à la correction. Pour la correction de microphone (lecture) le réseau RC monté entre une sortie (13 ou 1) et une entrée inverseuse (8 ou 6) sera réalisé comme le montre la figure 8.

Les éléments du montage, R et C, sont disposés de la même manière, mais les capacités ont des valeurs différentes.

Comme indiqué précédemment, un commutateur peut permettre de passer d'une correction de PU à une correction de microphone.

Le schéma à adopter est celui de la figure 9.

Il est également possible de prévoir un commutateur à trois ou quatre positions, deux pour le PU et le microphone et deux « linéaires ».

Ce montage est donné à la figure 10, les valeurs sont celles de la figure 9.

Les résistances sont de l'ordre de 220 k Ω pour R₁, et une valeur moindre pour R₂, destinée à réduire le gain de

l'amplificateur correcteur, la source étant à haut niveau, par exemple un détecteur radio.

AMPLIFICATEUR DU SIGNAL MÉLANGEUR

Lorsque les sorties des trois voies sont réunies, en vue du mélange des signaux (voir figure 11), il faut connecter au point s, la charge de sortie R_o, représentée en pointillés, ou l'entrée d'un amplificateur AG (amplificateur « général ») qui élèvera le niveau du signal-mélange. La sortie « générale » sera alors au point S.

Ce montage est évidemment à dédoubler par un système stéréo à 2 canaux ou à reproduire en N exemplaires s'il y a N canaux stéréo, cela évidemment, quel que soit le nombre de voies des signaux à mélanger, le mélange étant déjà fait.

L'amplificateur AG diffère des amplificateurs de voies, A₁, A₂ et A₃ ou ... A_n s'il y a n voies) par :

1) Le niveau du signal d'entrée (point s) est généralement plus haut que celui d'entrée des amplificateurs de voies ;

2) Il n'est plus nécessaire, en principe de modifier la courbe de réponse, autrement dit AC devrait être linéaire.

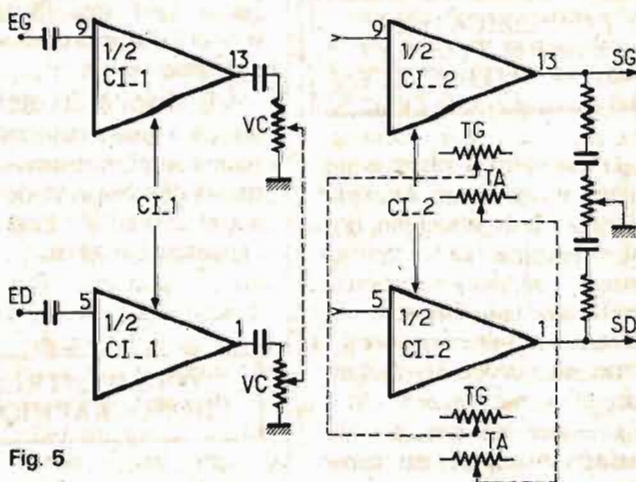
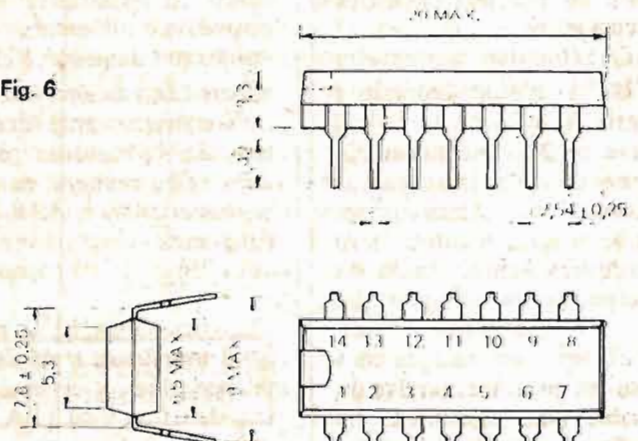


Fig. 5

Fig. 6



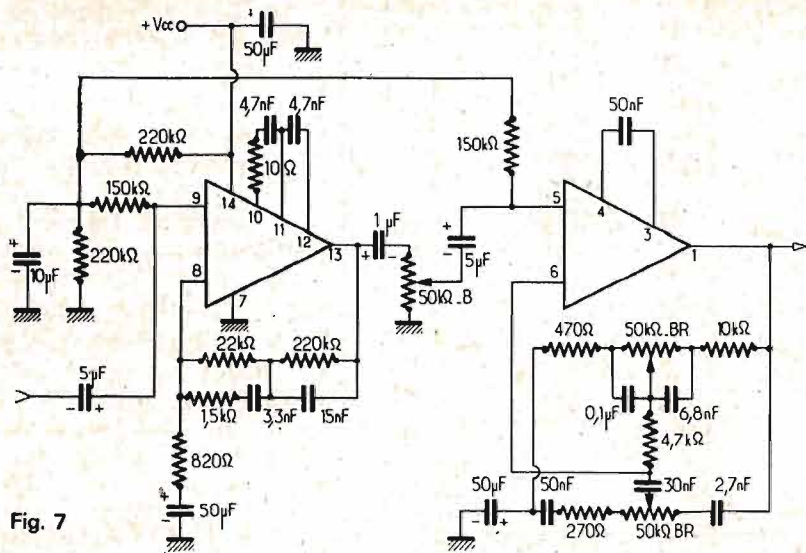


Fig. 7

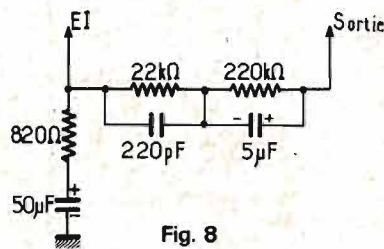


Fig. 8

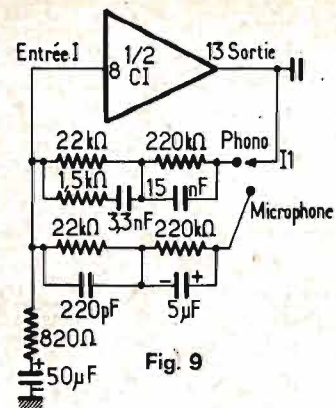


Fig. 9

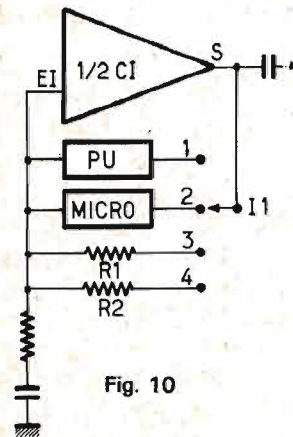


Fig. 10

Pratiquement, ces deux conditions qui simplifient AG ne sont pas toujours observées.

La première disparaît si le réamplificateur (voir par exemple les figures 3, 5, 7) est supprimé, avec les commandes de tonalité ou si le réamplificateur est supprimé, mais les commandes de tonalité subsistent.

Dans ce cas, le niveau du signal-mélange au point s peut être aussi bas que celui des signaux d'entrée, par exemple quelques dizaines de millivolts (au lieu de quelques centaines de mV ou même 1 ou 2 V).

Il sera alors nécessaire de prévoir un AG à grand gain et à niveau d'entrée relativement bas, de manière à ce que la tension de sortie soit de l'ordre du volt, par exemple 0,7 V.

La deuxième condition simplificatrice, l'absence de tout dispositif de correction fixe ou variable peut également ne pas être suivie. En effet, les signaux de voies y ont été corrigés, la reproduction devrait

être correcte après leur mélange. En réalité après les réglages individuels, le signal général peut encore être modifié par l'opérateur pendant le spectacle. Seuls les réglages de tonalité seront disposés dans l'amplificateur général AG.

Une autre condition à imposer à l'AG est de disposer d'une sortie à impédance relativement faible (par exemple 10 kΩ ou moins) afin qu'il puisse être suivi d'un amplificateur de puissance dont l'impédance d'entrée soit supérieure ou égale à 10 kΩ.

Dans des cas simples, AG sera constitué par un seul élément de CI comme réalisé avec un CI à élément (ou deux s'il y a stéréo) ou un CI à deux éléments dont l'autre ne serait pas utilisé en cas de monophonie.

Voici à la figure 12, un montage d'amplificateur du signal-mélange utilisant un seul élément de CI du type TBA 231.

L'élément choisi est celui à entrées sur les points 9 et 8 et sortie sur 13. On aurait pu

aussi bien choisir l'autre élément dont la correspondance des points de branchement (ou broches) est indiquée sur la figure 12, à droite.

AMPLIFICATEUR « GÉNÉRAL » AVEC TONALITÉ

Comme précisé plus haut, l'AG avec réglages de tonalité devra être à deux éléments, l'un associé à ces réglages et l'autre « réamplificateur ».

Le montage de la figure 12 sera, alors suivi d'un élément amplificateur avec réglages de tonalité et l'ensemble AG sera analogue à une voie monophonique comme celle de la figure 7, à dédoubler en cas de stéréo, avec équilibrage.

Voici toutefois à la figure 13 un montage stéréo de voies ou d'amplificateur général AG, dans lequel les réglages de tonalité sont séparés du réamplificateur.

Il est en tous points équivalent à celui de la figure 3.

Les réglages de tonalité sont disposés entre les éléments d'entrée et ceux de sortie.

Pour réaliser un amplificateur général, effectuer les modifications suivantes :

1) Remplacer les boucles de contre-réaction insérées entre les points 13 et 8 (ou 1 et 6) par des résistances de 82 kΩ.

A noter, au sujet de ces résistances de CR « linéaire » qu'il est possible, si nécessaire, d'effectuer une certaine correction fixe à l'aide d'un condensateur shuntant la résistance. Ce montage est montré à la figure 12 où R est de 100 kΩ ou de 82 kΩ.

L'action de C est la suivante : lorsque la fréquence du signal augmente, l'impédance de la boucle RC parallèle diminue car la réactance $1/(2\pi fC)$ de C diminue. De ce fait, si f augmente, la CR devient plus prononcée et le gain diminue.

Ce procédé permet de limiter le gain à des fréquences

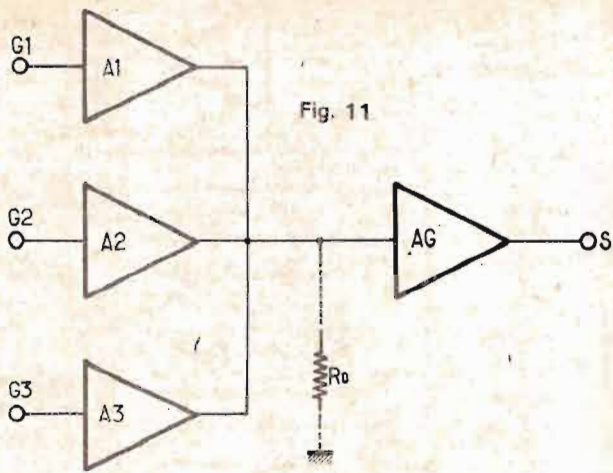


Fig. 11

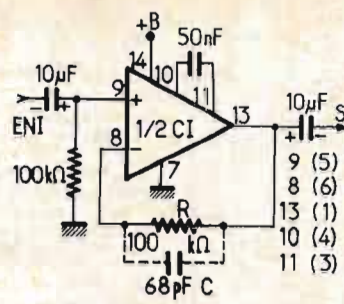


Fig. 12

élevées, dépassant la fréquence limite supérieure prévue, par exemple 5 000, 8 000, 10 000 Hz ou plus.

2) Si le montage proposé (figure 13) doit être monophonique, la partie du bas disparaît.

Dans ce cas, l'amplificateur disposé à la sortie devra utiliser l'élément 1 - 2 - 3 - 4 - 5 - 6 du CI au lieu de l'élément 8 - 9... - 14, utilisé à l'entrée.

La correspondance est indiquée sur la figure 12.

CIRCUIT À TROIS RÉGLAGES DE TONALITÉ

Un montage simple, représenté à la figure 14, nommé filtre de présence (proposé par ITT) permet de relever le gain aux fréquences du « médium », c'est-à-dire vers 4 000 Hz.

Ce filtre sera disposé dans le montage de l'amplificateur général à la sortie.

Lorsque le curseur du potentiomètre est du côté de la résistance de 22 kΩ inférieure, le filtre est sans action.

Si le curseur est du côté « supérieur » sur le schéma, l'action de « présence » est au maximum.

Elle est due au filtre en double T. La fréquence de ce filtre est donnée par la formule $f = 1/(2 \pi RC)$, avec $R = 6,8 \text{ k}\Omega$ et $C = 4,7 \text{ nF}$ ce qui donne $f = 5 \text{ kHz}$ environ.

Pour modifier f agir sur C_1 , C_2 et C_3 .

On aura toujours $C_1 = C_2$ et $C_3 = 2 C_1$ environ.

En augmentant ces capacités, f sera diminuée, ce qui se déduit d'ailleurs de la formule. La montée du gain à la fréquence f est de 12 dB avec curseur du potentiomètre en position du maximum de « présence ».

F. JUSTER

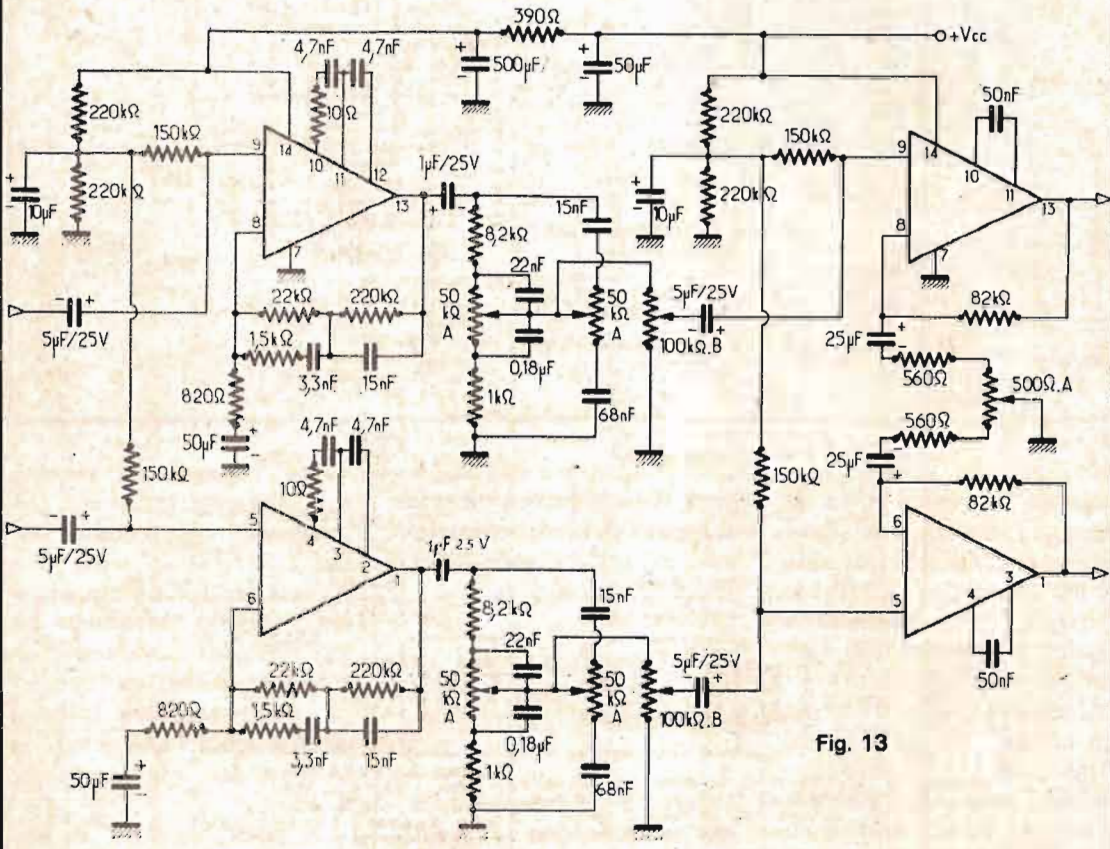


Fig. 13

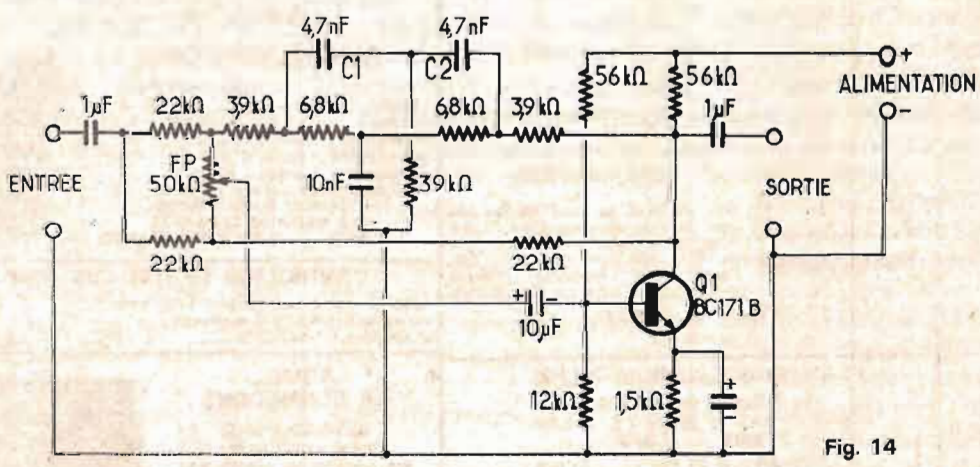


Fig. 14

CONSTRUISEZ vos ensembles de radiocommande

l'ensemble

TF 6/76

par **F. THOBOIS**

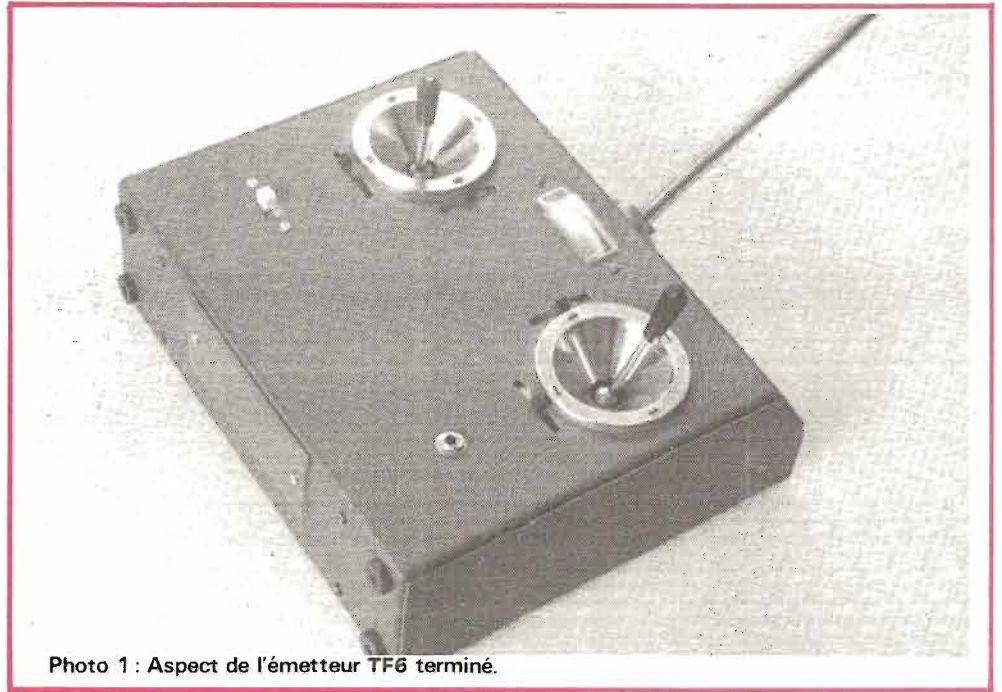


Photo 1 : Aspect de l'émetteur TF6 terminé.

NOTRE ensemble de radio-commande, le TF6, que nous avons décrit en 1971-1972, a eu un très grand succès, succès qui ne se dément pas puisque nous recevons encore régulièrement du courrier à son sujet. Pourtant, nous pensons que le moment est venu de vous présenter un nouvel ensemble, que nous continuerons d'appeler TF6, mais qui sera complètement remanié, remis au goût du jour et surtout au niveau des possibilités actuelles de la technique, laquelle évolue si vite que, d'une année à l'autre, une réalisation peut être démodée.

Quelles seront donc les modifications apportées à ce bon vieux TF6 ?

En fait, beaucoup de changements, voire parfois de bouleversements, que nous allons rapidement passer en revue :

A L'EMISSION

Les manches Kraft, utilisés en 1971, se trouvent maintenant plus difficilement. Leur conception mécanique interdit pratiquement le remplacement du potentiomètre d'ori-

gine, de type bobiné, par un modèle de meilleure qualité. Or ces potentiomètres bobinés finissent toujours par donner des crachements tout à fait indésirables. Malgré cela, ils continuent à être utilisés par les fabricants fournissant nos revendeurs. Heureusement, nous disposons en ce moment d'un manche en kit, de bonne qualité et sur lequel il sera facile de monter d'excellents potentiomètres à piste moulée, garantissant un fonctionnement parfait. Nous avons donc redessiné le boîtier de l'émetteur pour l'utilisation de ces manches.

Deux codeurs vont être proposés :

— Un codeur classique à transistors, identique en tous points à celui de la description de 1971.

— Un codeur à **deux circuits intégrés**, présentant dans ces conditions, la particularité inédite de ne comporter aucun transistor. Ce codeur sera décrit dans la seconde partie de l'article seulement. Ce codeur a l'avantage de comporter un faible nombre de composants, donc d'être d'une réalisation rapide. Toutefois le

fonctionnement n'est pas meilleur que celui de son homologue à composants discrets si on excepte une meilleure indépendance des voies et la possibilité de porter le nombre de ces dernières à 9, sans autre adjonction que celle des potentiomètres correspondants. La description n'en comportera pourtant que 6, ce qui est bien suffisant en pratique (et même trop pour 9 modélistes sur 10 !)

Une disposition mécanique inédite :

— La partie HF de l'émetteur s'enfiche dans le boîtier à la manière d'un tiroir, comme cela se pratique par exemple dans les oscilloscopes de haut de gamme. On peut ainsi, en quelques secondes, passer d'un émetteur 27 MHz à un émetteur 72 MHz. Nous pensions à cette solution depuis pas mal de temps déjà, en observant du coin de l'œil, nos deux émetteurs distincts que nous n'avons jusqu'à présent, jamais réussi à utiliser simultanément !! De plus, la facilité de démontage de la platine HF facilite énormément les possibilités d'intervention, de modification, de dépannage. Il

devient en outre, très facile d'expérimenter de nouveaux schémas, sans remettre en cause ce qui fonctionne déjà. La suite de la lecture va vous montrer que l'occasion ne vous en manquera pas !

— L'emplacement du codeur a été changée pour améliorer l'accessibilité générale.

— L'antenne est inclinée et non plus verticale, ce qui va ravir les partisans de la dernière mode.

A LA RECEPTION

Les dimensions sont restées pratiquement les mêmes. Le bloc de réception n'est sans doute pas ce qui se fait de plus petit sur le marché, mais il a fallu tenir compte du fait que le TF6 doit être réalisable, circuits imprimés compris, par un amateur moyen. Ce n'est absolument pas le cas de certaines réalisations commerciales dont le dépannage s'avère souvent presque impossible, tant les composants sont serrés et le circuit vite détérioré à la moindre intervention.

Ce n'est absolument pas le cas du TF6, dans lequel tous les circuits sont aérés et tou-

jours réalisables par tracé direct à la main. Malgré cela, le bloc de réception ne mesure que 40 x 35 x 58 mm hors tout, dimensions qui permettent de le loger dans tous les modèles de taille raisonnable.

Détail très important : **les connecteurs sont incorporés au boîtier du récepteur**. Les faisceaux de fils d'alimentation et de servo-mécanismes sont ainsi supprimés, amenant une fabrication beaucoup plus facile et surtout une bien meilleure fiabilité. Sur le plan électrique, on notera une **utilisation systématique des circuits intégrés** tant dans le décodeur, ce qui n'est pas nouveau, que dans le récepteur, ce qui l'est beaucoup plus ! Certaines versions du TF6 étant presque intégralement intégrées.

Mais nous vous avons réservé la grosse nouveauté pour la fin :

Nous avons, en effet, le plaisir de vous présenter en première Amateur... (française... ? européenne... ? mondiale.. ?) la possibilité de réaliser facilement un ensemble RC à modulation de fré-

quence de parfait fonctionnement.

Le TF6 sera ainsi décrit en quatre versions :

— **Le TF6-76/27 AM** : en 27 MHz à modulation d'amplitude.

— **Le TF6-76/72 AM** : en 72 MHz à modulation d'amplitude.

— **Le TF6-76/27 FM** : en 27 MHz à modulation de fréquence.

— **Le TF6-76/72 FM** : en 72 MHz à modulation de fréquence.

Vous comprenez peut-être mieux maintenant l'intérêt du tiroir HF de l'émetteur car j'en suis sûr, vous ne résisterez pas à l'envie de tâter de ces quatre versions et vous le ferez... sans changer d'émetteur !

Mais chacun pourra-t-il construire ces ensembles ?

Voilà bien un point délicat ! Le drame, en la matière, c'est que beaucoup d'amateurs commencent leur premier montage électronique avec un ensemble digital. Devant le prix des ensembles commerciaux, on comprend bien vite : c'est si tentant la radio-com-

mande, mais si cher ! Alors peut-être qu'en mettant la main à la pâte ! Oui... mais ! Il faut ce qu'il faut ! D'accord pour l'ensemble monté soi-même, mais à condition, — de savoir travailler proprement. C'est que découper un rectangle parfait (ou presque...) en époxy, pour en faire un circuit imprimé, c'est loin d'être facile. On obtient des parallélogrammes, des losanges, des trapèzes, mais, chose curieuse, jamais un rectangle. Ou alors quand on y est, ce rectangle est nettement trop petit ! Bizarre ? Non ! C'est tout simplement que l'usage de la scie, de la lime, ça s'apprend ! Faire un point de soudure, c'est très simple, mais certains amateurs (et quelques professionnels...) semblent l'ignorer, ou plutôt ignorent la manière de souder simplement, ou simplement ne savent pas souder ! C'est grave, car un ensemble RC contient des dizaines, voire des centaines de soudures et la moindre d'entre elles qui lâche, cause une catastrophe. Ne riez pas ! Un avion modèle

réduit est un engin dangereux et si les accidents avec blessés sont relativement rares, il ne faut pas « jouer avec le feu ».

Très honnêtement, nous sommes obligé de dire qu'il nous a rarement été donné d'avoir entre les mains des montages d'amateurs dont on pouvait dire qu'ils étaient impeccables ! Quelques trop rares exceptions ont eu droit à nos félicitations et ils le savent ! Hélas le soin se perd, mais en la matière, le châtiement est inéluctable. Y aurait-il une justice en radio-commande ?

— d'avoir un minimum de connaissances. Cela peut sembler à priori évident, mais c'est plutôt rare ! Dans ce nouvel article, nous ne répèterons pas toutes les explications théoriques exposées à l'occasion de la description du premier TF6, mais il faudra souvent s'y reporter ! Un conseil : achetez donc un bon ouvrage d'électronique et faites en votre livre de chevet. Ecrivez-nous au besoin, nous vous conseillerons quelques titres, — d'avoir un minimum d'appareils de mesure, et le minimum en l'occurrence c'est :

- un contrôleur universel,
- un oscilloscope,

avec en plus, la manière de s'en servir évidemment. Là encore il y a de la documentation à acquérir. Une utilisation systématique de ces deux appareils les rendant vite familiers et indispensables.

Nous recevons assez souvent la lettre suivante :

« J'ai monté votre ensemble..., mais à la dernière soudure, ça ne va pas ! Les servos vont toujours là où ils ne devraient pas ! Je n'y comprends rien, je n'y connais rien, je n'ai aucun appareil de contrôle. Est-ce que je peux vous envoyer tout ça pour réglage... »

Eh bien, Non ! Nous disons tout net qu'il s'agit-là d'une attitude irresponsable ! Il fallait connaître ces handicaps avant, savoir (et nous prévenons toujours) que l'électronique, ce n'est jamais du « tout

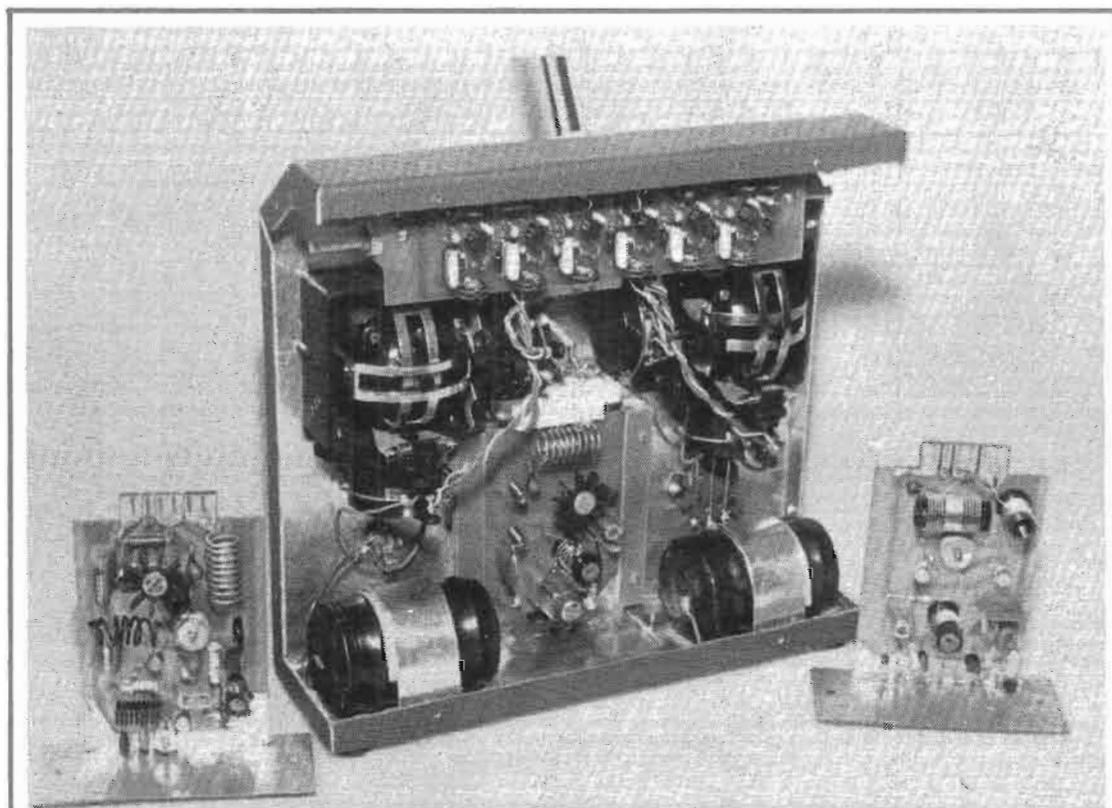


Photo 2 : L'intérieur de l'émetteur du TF6 avec trois de ses tiroirs HF, dont un est monté. Codeur classique à transistors.

cuit ». C'est trop facile de compter sur les autres, pour se tirer de l'ornière, dans laquelle on s'est délibérément jeté !

Quand, personnellement, nous entreprenons quelque montage nouveau, la première réflexion concerne précisément l'évaluation des difficultés probables et des moyens d'y faire face. En 1975, on n'essaie plus, même les enfants, d'attraper les oiseaux, en leur mettant du sel sur la queue. N'en faites pas autant en radio-commande !

En conclusion, si votre intention est de monter un TF6, tant mieux ! Nous espérons de nombreux petits TF6, l'année prochaine, mais attention, voyez d'abord si vous semblez réunir les conditions requises : savoir faire et outillage.

Ces propos... sévères étant achevés, nous allons passer à

l'étude et à la description de l'émetteur, en souhaitant qu'il reste encore quelques lecteurs courageux, que les lignes précédentes n'aient pas découragés.

L'EMETTEUR DU TF6-76

I. ETUDE THEORIQUE

Un émetteur RC comprend deux parties essentielles :

- le codeur chargé de fabriquer les ordres de commande,
- la partie HF chargée de les transmettre.

1. LE CODEUR A TRANSISTORS

Une longue étude de ce montage a été faite dans le n° 1334. Nous y renvoyons les

lecteurs, en souhaitant qu'il reste encore quelques lecteurs courageux, que les lignes précédentes n'aient pas découragés. ment que le codeur d'un ensemble « digital » doit fabriquer un signal semblable à celui de la figure 1. Chaque temps t détermine la position exacte de la gouverne correspondante. La fourchette de variation est de 1,2 à 2,2 ms. Au neutre $t = 1,7$ ms.

Il faut autant de temps t que de commandes envisagées. Le TF6 en prévoit 6, on aura t_1 à t_6 : on dit 6 voies. Ces 6 temps t sont séparés les uns des autres par 7 impulsions. Pour que le décodeur puisse reconnaître la première voie, il faut prévoir un temps de repos nettement plus long que les temps t , en fin de séquence. La figure 2 montre deux séquences consécutives. La durée du cycle (séquence + repos) est constante et dure environ 20 ms. Il y a donc 50 cycles par seconde.

Le temps de repos varie de

$$20 - (6 \times 1,2 + 7 \times 0,3) = 10,7 \text{ ms}$$

$$20 - (6 \times 2,2 + 7 \times 0,3) = 4,7 \text{ ms.}$$

Il reste donc toujours notablement supérieur à t .

La durée du cycle est générée par un multivibrateur constitué par les transistors T_1 et T_2 du schéma de la figure 3. C'est l'horloge du codeur.

Chaque temps t est fabriqué par un montage élémentaire de voie, chacun déclenchant son suivant, le premier actionné par la sortie d'horloge.

Les signaux de chaque montage sont différenciés par une liaison à faible constante de temps, mélangés sur une barre à diodes évitant les interactions, mis en forme et amplifiés par les transistors T_9 et T_{10} . Disponibles en S, sous la forme de la figure 1, ils seront envoyés vers la platine HF.

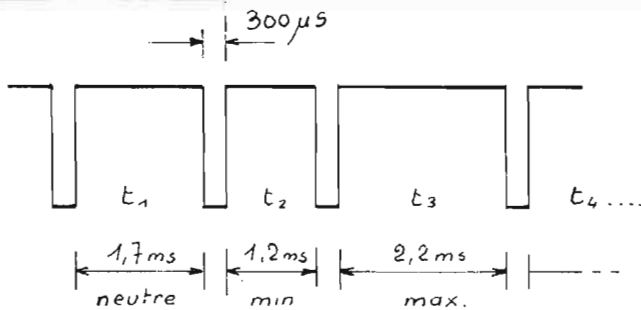


Fig. 1 : Signal digital.

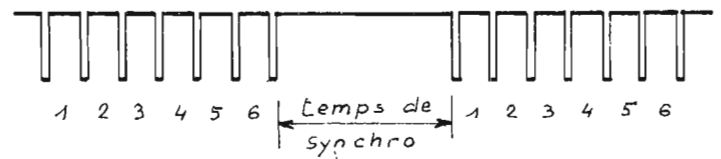


Fig. 2 : Deux séquences.

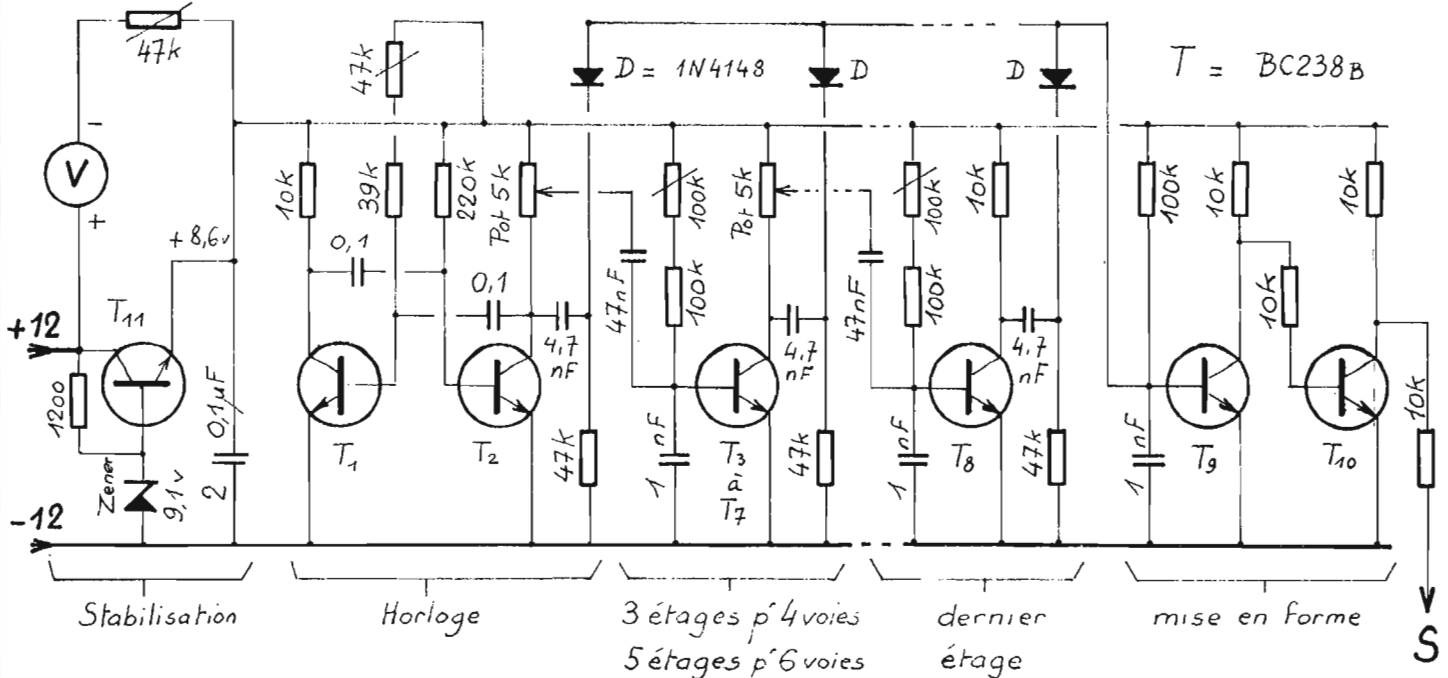


Fig. 3 : Schéma du codeur à transistors.

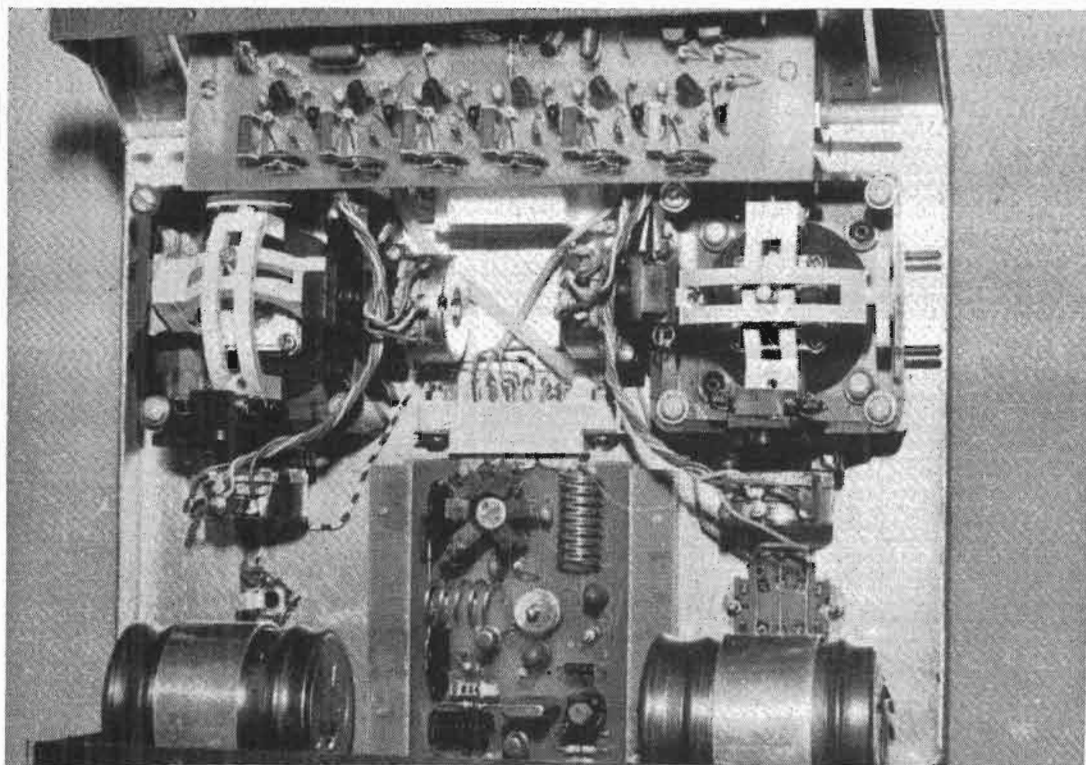


Photo 3 : Autre vue de l'intérieur d'un émetteur TF6, équipé en 72 MHz FM.

L'ensemble du codeur est alimenté sous 8,6 V par un circuit de stabilisation à zener + T₁₁. On en profite pour monter le vu-mètre entre la tension stabilisée et la tension d'entrée. On obtient ainsi une amplification intéressante des variations de la tension batterie. Le vu-mètre HF, un instant à la mode, a été abandonné, car il donne une indication trop fluctuante, avec un montage plus compliqué.

2. LA PARTIE HF

Elle comprend dans tous les cas un oscillateur à quartz, de faible puissance, donnant à l'émetteur une grande stabilité de fréquence, des étages amplificateurs permettant d'avoir une énergie HF suffisante pour garantir un rayonnement efficace de l'antenne, gage d'une portée satisfaisante. Enfin un modulateur chargé d'incorporer le message codé dans la porteuse. Il est évident que nous aurons 4 platines HF différentes, pour les 4 versions du TF6 précédemment mentionnées.

a) HF 27 MHz - AM.

Fidèle à un montage qui nous donne satisfaction depuis des années et qui présente le mérite d'un fonctionnement sans aléas, nous retrouvons en figure 4, le montage du précédent TF6.

Le pilote est équipé d'un transistor NPN silicium assez

quelconque : 2N2926, BC238, mais à grand gain. L'oscillation est franche. La HF disponible est transmise aux bases des deux 2N914 du PA, par le secondaire L₂, à point milieu. Ces transistors, d'excellent fonctionnement, nous donnent une puissance HF comprise entre le 1/3 et le 1/2 W,

ce qui est largement suffisant pour une portée sans problème.

Nous regrettons vivement la solution de facilité, adoptée de plus en plus par les constructeurs, et qui consiste à atteindre ou même dépasser le watt. Ce que l'on oublie souvent, c'est que pour sortir 1 W HF, il faut consommer au moins 1,5 W et que cela tire plus de 100 mA sur la batterie de 12 V. Or, une batterie de 500 mAh qui débite plus de 100 mA (certains émetteurs du commerce accusent plus de 150 mA) ne tient guère plus de 2 heures. Ici, la consommation ne dépassant pas beaucoup 50 mA, on peut tenir une journée.

Bien sûr, on nous rétorquera que cette augmentation de puissance est destinée à éviter les interférences. Il est vrai que la bande 27 MHz est « pourrie ». Infestée par les talkies-walkies, les radio-téléphones, elle sert malheureusement de plus en plus, au défolement de pseudo-amateurs qui émettent illégalement, sans autorisation, sans payer de redevance, en utilisant des radio-téléphones du commerce, parfois suivis d'amplis linéaires à forte puissance, et tout cela pour se dire qu'« ils se reçoivent 5 sur 5 ».

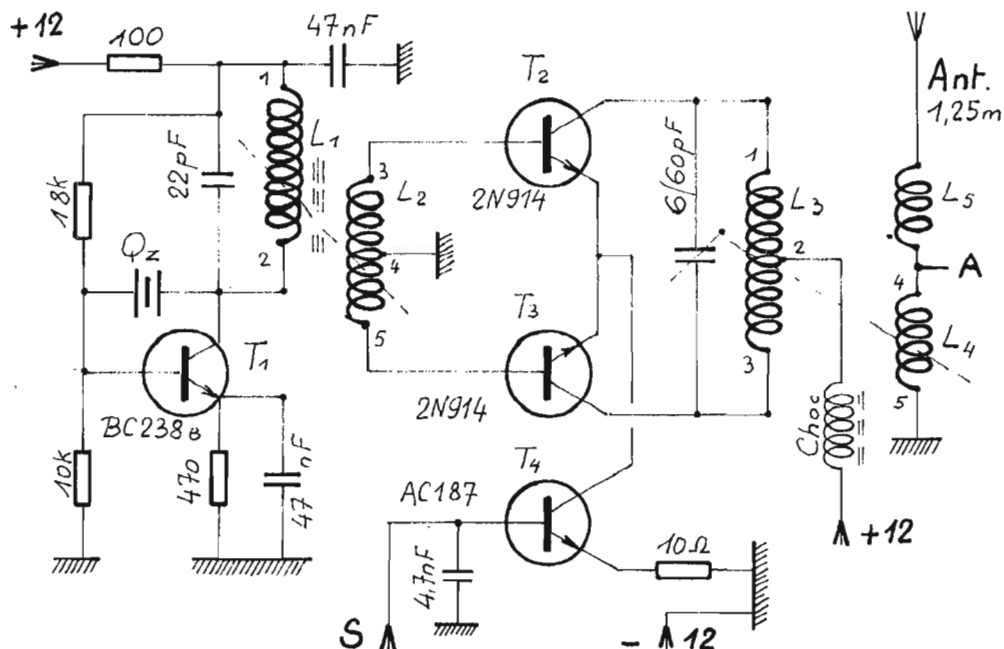


Fig. 4 : Schéma HF 27 MHz AM.

Pourtant, et malgré cela, nous ne croyons pas tellement aux interférences, qui ont causé le dernier crash que vous savez ! Ou alors, c'est que l'émetteur du perturbateur avait la même fréquence, mais dans ces conditions, il n'y a rien à faire.

Nous croyons plutôt que les interférences ont « bon dos » et sont l'excuse vite invoquée de celui qui « casse du bois » ! En effet, si le perturbateur n'est pas sur le même terrain, il faudrait que son émetteur, certainement pas tout à fait sur la même fréquence, soit

diablement puissant, pour couvrir l'émission utile. C'est rarement le cas, surtout si on garde son avion assez près.

Signalons quand même que les radio-téléphones, qui sont les plus perturbateurs, à cause de leur puissance assez élevée (de 5 à 10 W) ont des fréquences, en principe supérieures à 27,250 MHz. Le bas de la gamme 27 MHz est donc plus sûr que le haut.

Nous croyons qu'en réalité, ce sont les modélistes qui se brouillent entre eux, dans la plupart des cas. L'augmentation de la puissance de tous,

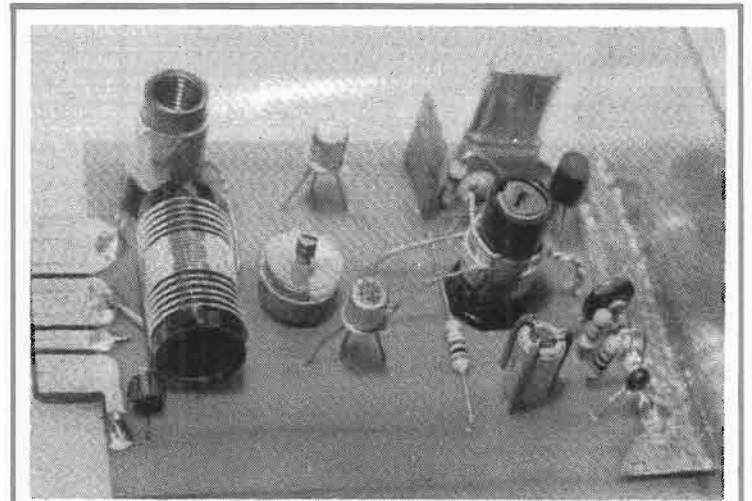


Photo 4 : Le tiroir 27 MHz AM.

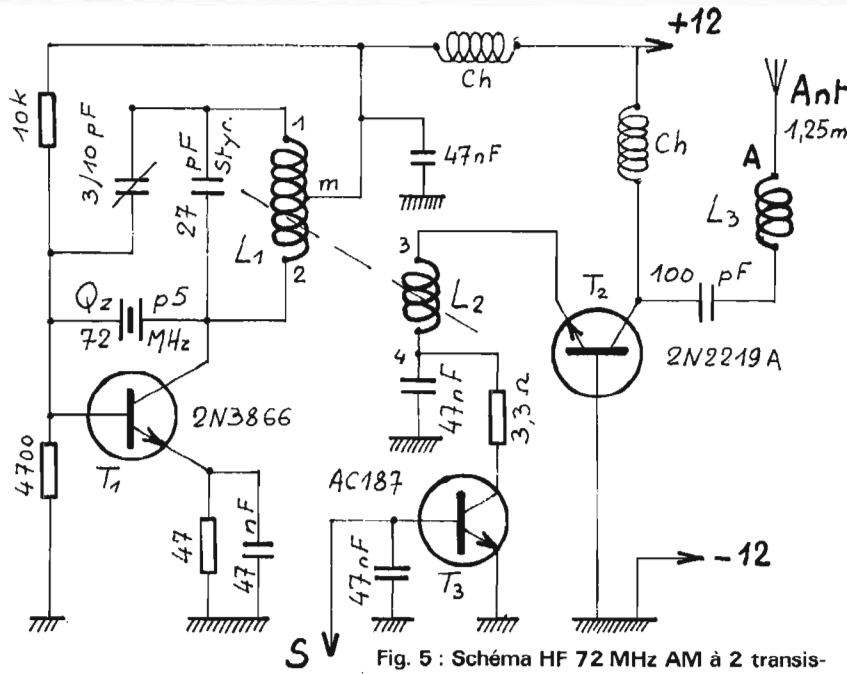


Fig. 5 : Schéma HF 72 MHz AM à 2 transistors.

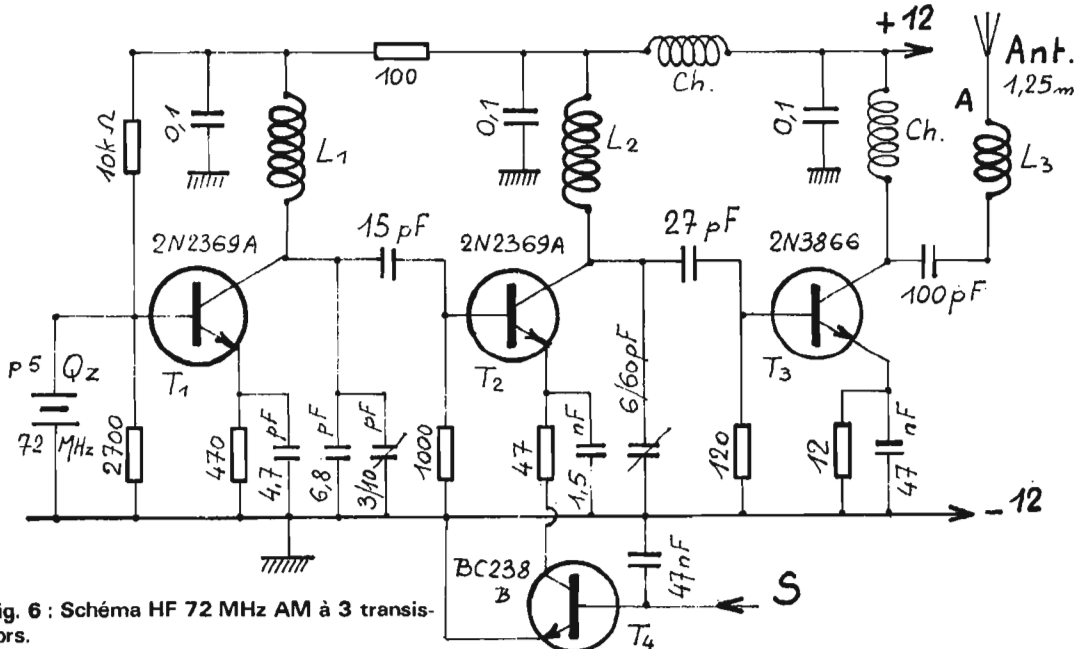


Fig. 6 : Schéma HF 72 MHz AM à 3 transistors.

n'est donc pas une solution évidente du problème.

Pour en terminer avec cette dernière platine HF, signalons que l'antenne est accordée à la base par L5 et que le transistor T4 (AC187) assure une modulation du type interrupteur, c'est-à-dire à 100 %. Les impulsions étroites (0,3 ms) du signal codé, coupant l'émission en bloquant T4, l'émetteur rayonnant au maximum, par ailleurs.

b) 72 MHz - AM.

Le TF6/1971 utilisait une platine HF 72 MHz très simple, dont nous rappelons le schéma figure 5. Deux transistors suffisaient à l'obtention d'une puissance supérieure au 1/2 W, plus que suffisante ; à l'usage, il s'est avéré que ce montage simple était de réalisation plus délicate et cela à cause du quartz. Certains exemplaires de cristaux présentant de fortes anomalies de fonctionnement sur ce montage. C'est pourquoi nous avons étudié une nouvelle version dont le schéma est donné en figure 6 et qui avec un transistor de plus, oscille plus sagement avec tous les quartz overtone 5 et pourrait donner une puissance supérieure au watt si... on le voulait.

Le réglage de l'oscillateur est plus pointu qu'en 27 MHz, c'est normal. Insistons sur le fait que le quartz est un partiel 5, oscillant directement sur 72 MHz. Les couplages entre étages sont capacitifs, ce qui

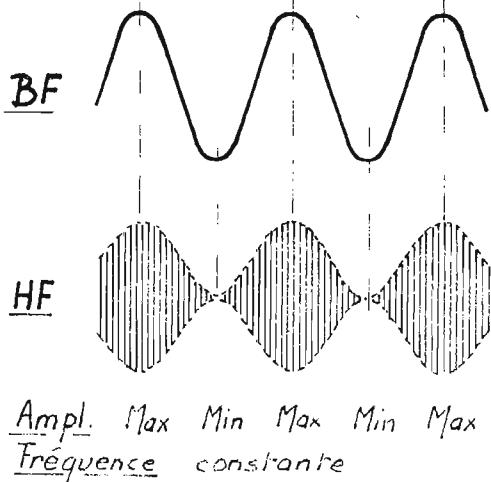


Fig. 7 : AM.

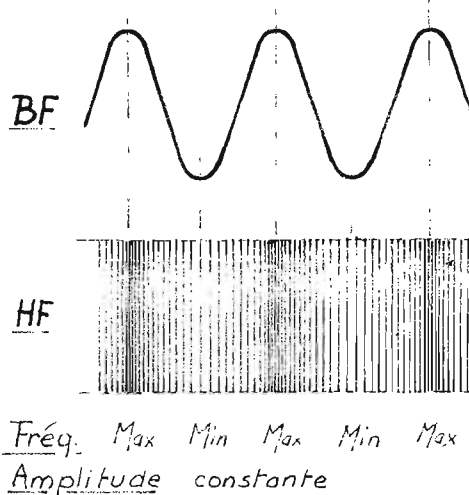


Fig. 8 : FM.

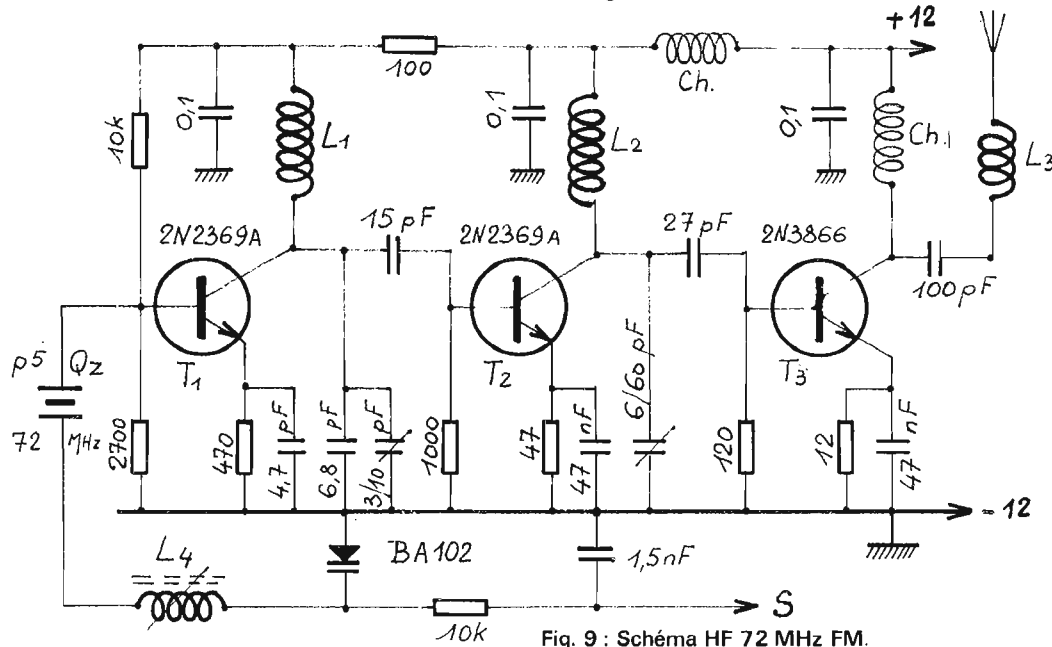


Fig. 9 : Schéma HF 72 MHz FM.

simplifie la confection des bobinages. Le PA est monté en émetteur commun. Le modulateur agit sur l'étage intermédiaire (driver), l'intensité assez faible permet l'utilisation d'un NPN silicium ordinaire. Ne pas s'étonner de la valeur élevée du condensateur de découplage de la base, évitant des retours HF au codeur.

La résistance d'émetteur du 2N3866 est choisie pour ne pas dépasser les 100 mA de consommation globale. Ne cédez pas à la tentation. Dans ces conditions, la portée du TF6 est de l'ordre du km au sol.

c) 72 MHz - FM.

Un mot d'abord sur la distinction AM - FM.

En AM, la fréquence de l'émetteur est fixe. La modulation agit sur la puissance émise (voir fig. 7).

En FM, la puissance émise est fixe, la modulation agit sur la fréquence qu'elle fait varier **légèrement** (voir fig. 8).

Ainsi en radio-diffusion (FM à large bande), la variation de cette fréquence est de ± 75 MHz au maximum, pour une porteur de quelque 100 MHz.

En radio-téléphonie (FM à bande étroite, dite NBFM - Narrow Band Frequency Modulation) elle est de ± 5 kHz, quelle que soit la fréquence émise.

Pour la radio-commande, c'est évidemment la NBFM qu'il faut utiliser, avec une

variation de fréquence (on dit « excursion » de fréquence ou Swing) de seulement $\pm 2,5$ kHz.

Ainsi, si notre émetteur rayonne, au repos, une porteur de 72 MHz, en modulation de fréquence, celle-ci passera de $72\ 000 - 2,5 = 71\ 997,5$ kHz à $72\ 000 + 2,5 = 72\ 002,5$ kHz, la puissance restant constante.

Les avantages de la FM sont connus :

- Bonne qualité de la transmission, ce qui est peu important en RC où le signal transmis est rudimentaire.
- Bonne insensibilité aux parasites, ce qui est par contre important.
- Meilleure résistance aux

perturbations diverses, ce qui est appréciable.

Signalons en plus deux autres avantages moins évidents :

— Amplitude parfaitement constante du signal à la réception, cette amplitude ne dépendant que du swing de l'émetteur. Avec l'éloignement, le signal se noie progressivement dans le bruit. Cette particularité simplifie les conditions de fonctionnement du circuit intégré du codeur.

— Elimination totale du difficile problème de la résistance à la saturation du récepteur, lorsqu'il se trouve très près de l'émetteur : aucun circuit de CAG n'est nécessaire à la réception. L'avantage n'est pas mince !

Le swing est volontairement limité, car les récepteurs RC sont très sélectifs et leur largeur de bande est de 5 à 10 kHz. Il ne faut donc jamais déborder de cette bande, sous peine d'un mauvais rendement de la transmission.

Le schéma de la platine HF 72 MHz FM est donnée en figure 9. Comme on peut le constater, elle n'est pas plus compliquée que l'AM à laquelle elle ressemble beaucoup. Bien entendu, le modulateur en interrupteur a disparu. Par contre, le pilote comporte des éléments nouveaux : le quartz ne retourne plus directement à la masse mais par l'intermédiaire de L4 et d'une diode Varicap BA102.

Cette diode reçoit sur sa cathode les signaux de modulation. Lorsque ce signal vaut 0 (pendant les impulsions de 0,3 ms) la diode présente une capacité maximum. Lorsqu'il vaut +8 V (entre ces impulsions) elle présente une capacité minimum. Ces variations de capacité, associées à la présence de L4, provoquent les variations de fréquence du pilote.

L4 contribue à augmenter l'efficacité de la BA102, son réglage détermine le swing mais en même temps la fréquence centrale : Noyau dévissé (donc L4 minimum)

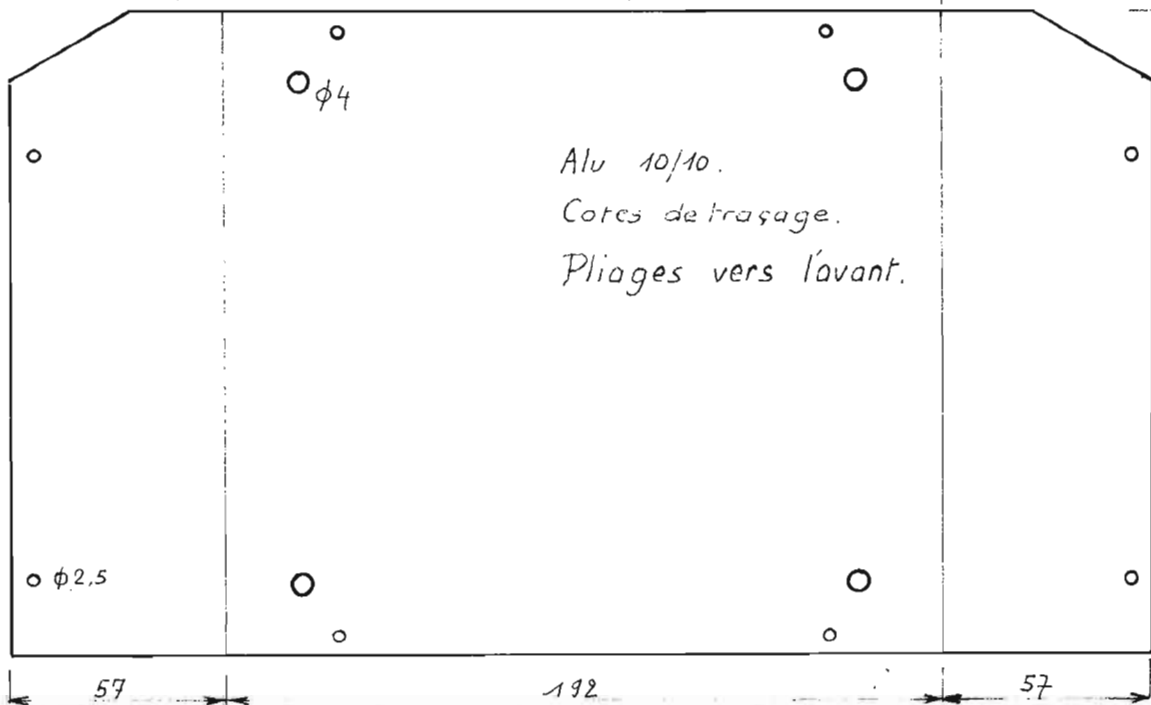
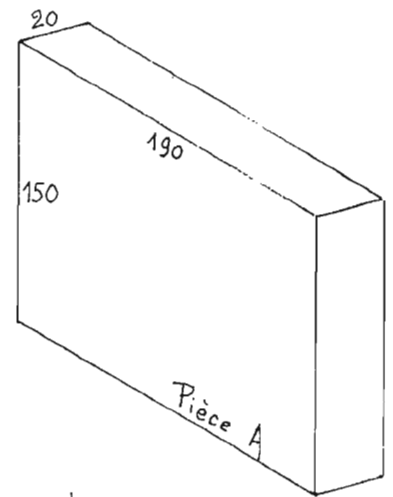
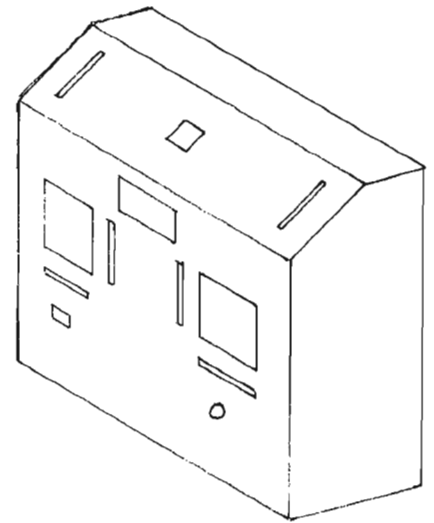
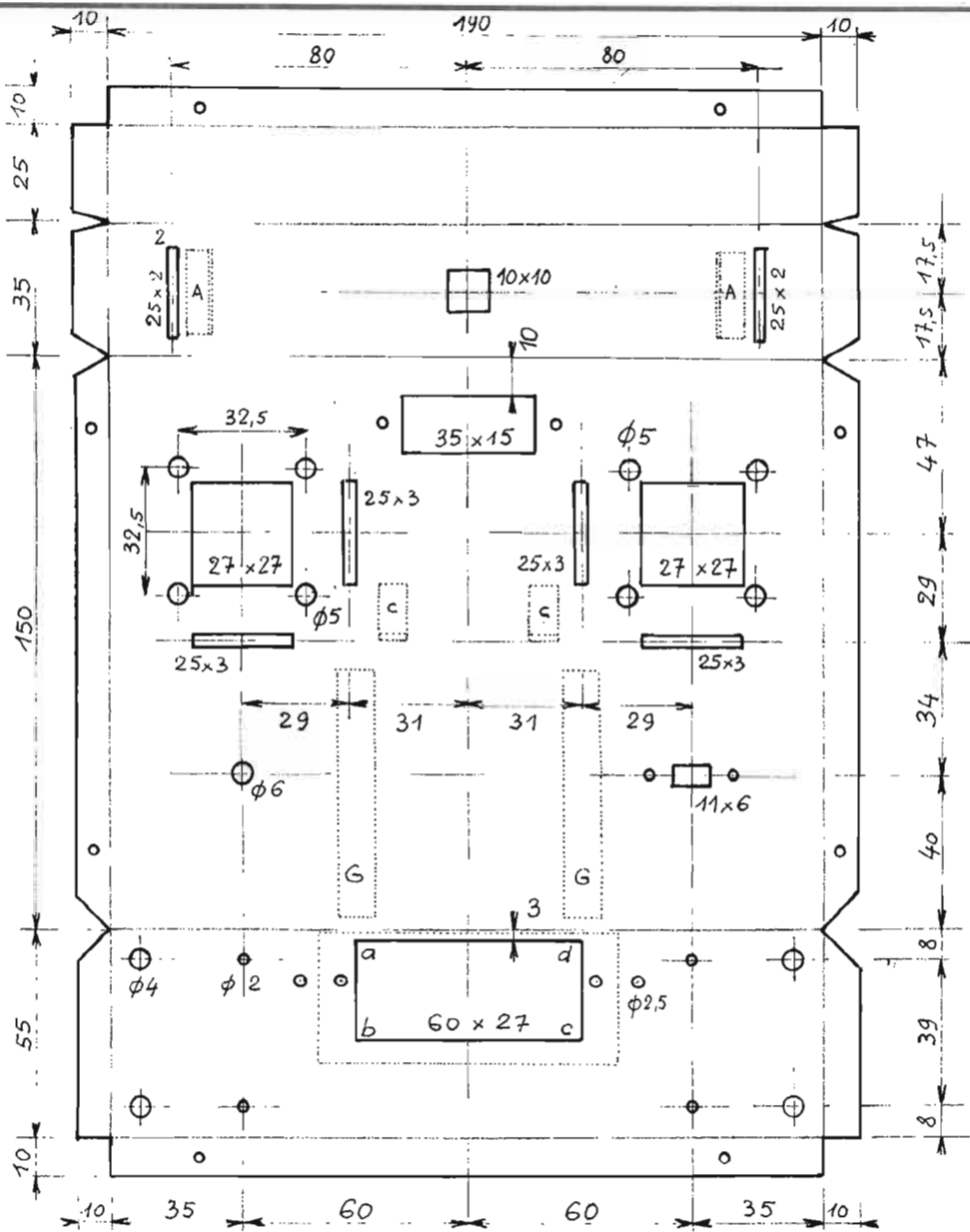


Fig. 10 : Le boîtier.

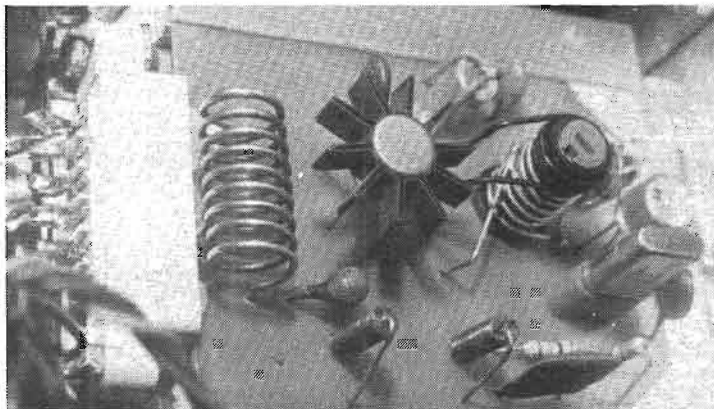


Photo 5 : Tiroir 72 MHz Am à 2 transistors.

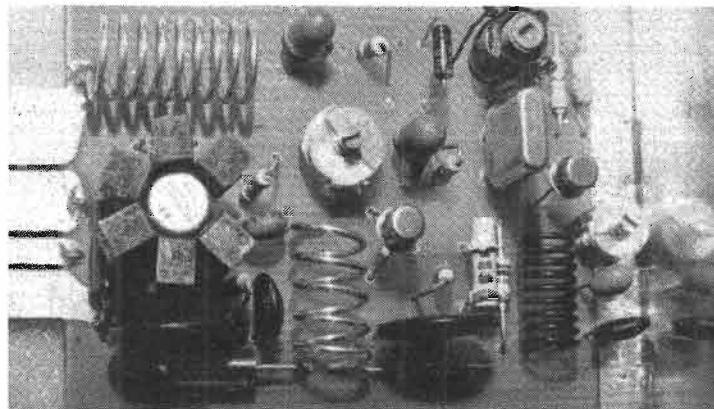


Photo 6 : Tiroir 72 MHz FM.

l'action de la BA102 est faible, la porteuse a presque la fréquence nominale du quartz.

Au fur et à mesure de l'augmentation de L4, l'action de la BA102, donc le swing augmente et la fréquence centrale diminue.

Cette interdépendance est un peu gênante mais inévitable en modulation de fréquence directe d'un quartz. Ainsi lorsque le swing est de $\pm 2,5$ kHz, la fréquence de la porteuse est environ 7,5 kHz

en dessous de la fréquence marquée sur le quartz. Ex. : un quartz marqué 72,100 MHz oscillera sur 72,0925 MHz, fréquence centrale, en allant de 72,090 à 72,095 MHz.

Dans le cas où l'on voudrait avoir une fréquence centrale donnée, il faudrait commander le quartz en conséquence :

Ex. : on désire une fréquence centrale de 72,300 MHz. Il faut commander un quartz marqué

72,3075 MHz, soit 7,5 kHz audessus.

De toute façon, dans les deux cas, le réglage du récepteur ne posera aucun problème avec le quartz Rx correspondant, la marge de réglage des transfos FI étant suffisante pour rattraper ce décalage de quelques kHz.

Attention : le calage exact de l'étage pilote nécessite un fréquence-mètre numérique, tels les TFX1 ou TFX2 que nous avons décrits dans les

pages de ce journal. Toutefois, à titre exceptionnel et pour faire démarrer la FM, si on respecte scrupuleusement les données mécaniques et électriques de la description, l'auteur acceptera de faire ce réglage. On en reparlera.

F. THOBOIS

(à suivre)

ONDES COURTES INFORMATIONS

L'électronique de demain

- Initiation à la connaissance et la pratique de l'électronique
- Emission et réception d'amateur
- DX-Radiodiffusion
- DX-TV
- Trafic DX
- TV d'amateur
- Enregistrement magnétique
- Revue des publications mondiales
- RTTY
- Télécommande

PARUTION MENSUELLE

Abonnement pour un an : 40 F (Etranger : 45 F)

Numéro spécimen sur demande
(Joindre 1 F en timbres-poste)

Ecoutez les émissions régulières de la station F1/6KCE
de l'Union des Radio-Clubs

UNION DES RADIO-CLUBS

32, av. Pierre-1^{er}-de-Serbie, 75008 Paris
C.C.P. 469.54 PARIS

G 3037 Que votre ampli soit
faible (1 W, 5) ou puissant

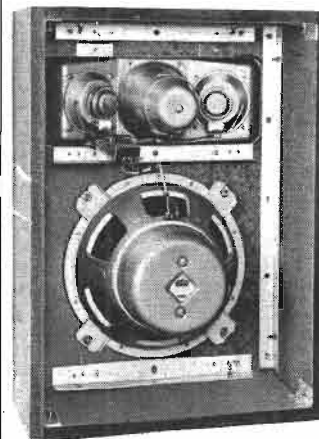


la célèbre combinaison

vous assure un rendement
inégalé, avec une excellente
musicalité et encaisse sans
effort

30 WATTS EFFICACES

- 4 Haut-Parleurs :
- . 1 Boomer 300 mm
 - . 1 Médium à compression
 - . 2 Tweeters 100 mm



Monté dans une armature en aggloméré qui s'habille
aisément de bois ou de tissu (facilement agrafable).
Dimensions : 600/450/200 mm
Livable en 4 et 8 ohms, à un prix . . . agréable.

✂ *Bon à découper*

NOM _____
Adresse _____

désire recevoir 1 documentation

SIMET

société internationale de matériel électronique et technique
26, rue Etienne Marcel 75002 PARIS Tél. 508.40.46 et 41.44

deno

un amplificateur B.F. de puissance alimenté sous 12 V.

LE montage décrit ci-après ne constitue pas exactement ce qu'il est convenu d'appeler un amplificateur Haute-Fidélité, bien que ses performances soient très voisines de celles d'un ensemble Hi-Fi. Il est capable de fournir en permanence 13 W modulés à une charge de 4Ω avec un taux de distorsion inférieur à 2%. Pour une distorsion harmonique un peu supérieure, la puissance modulée peut atteindre 16 W. L'amplificateur est protégé contre les courts-circuits de la charge, aussi bien que contre

la mise à la masse accidentelle de l'une ou de l'autre de ses sorties. Le rendement global est de l'ordre de 68 % à pleine charge ; cela signifie qu'il y a une certaine partie de la puissance consommée à l'alimentation qui est dissipée sous forme de chaleur. Celle-ci est dégagée principalement dans les amplificateurs de sortie, ce qui impose, pour ces derniers, la nécessité de prévoir un refroidisseur efficace. Cet ensemble étant particulièrement destiné aux automobiles, l'alimentation est directement fournie par la batterie.

L'AMPLIFICATEUR EN H.

Théoriquement, il n'est pas possible de fournir une puissance de 13 W, en régime sinusoïdal, à une charge de 4Ω , à partir d'une tension d'alimentation de 12 V, si l'on utilise un amplificateur Push série conventionnel. Dans ce cas, la puissance maximale théorique qu'il est possible d'obtenir en régime sinusoïdal est de 4,5 Watts. Si l'on désire une puissance supérieure, dans les mêmes conditions, il

faut utiliser un amplificateur en H. La figure 1 représente le schéma synoptique d'un amplificateur à configuration en H. Il est constitué par la réunion de deux amplificateurs Push série classiques, la charge étant réunie directement aux points milieux de ces amplificateurs. Les attaques de ces deux amplificateurs doivent être déphasées de 180° l'une par rapport à l'autre.

Pour une charge et pour une tension d'alimentation imposées, ce type de montage permet d'obtenir quatre fois plus

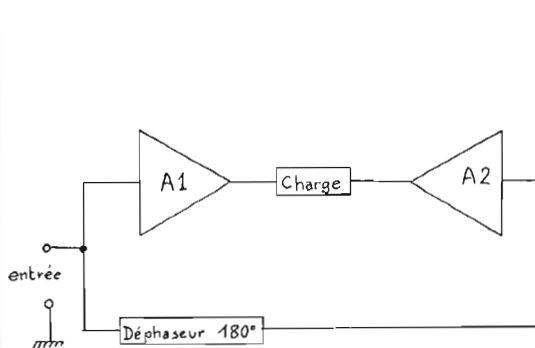


Fig. 1 : Schéma de principe d'un amplificateur à configuration en H. La charge, isolée de la masse, est à insérer entre les deux sorties.

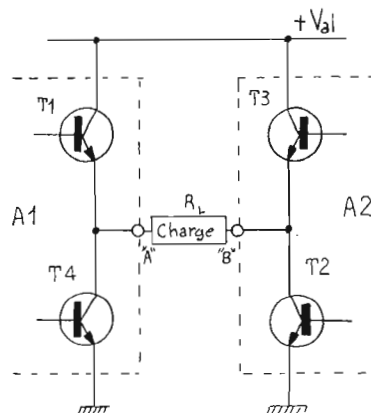


Fig. 2 : Schéma de principe d'un étage de sortie à configuration en H. Les transistors T1, T2 et T3, T4 fonctionnent de façon synchrone deux à deux.

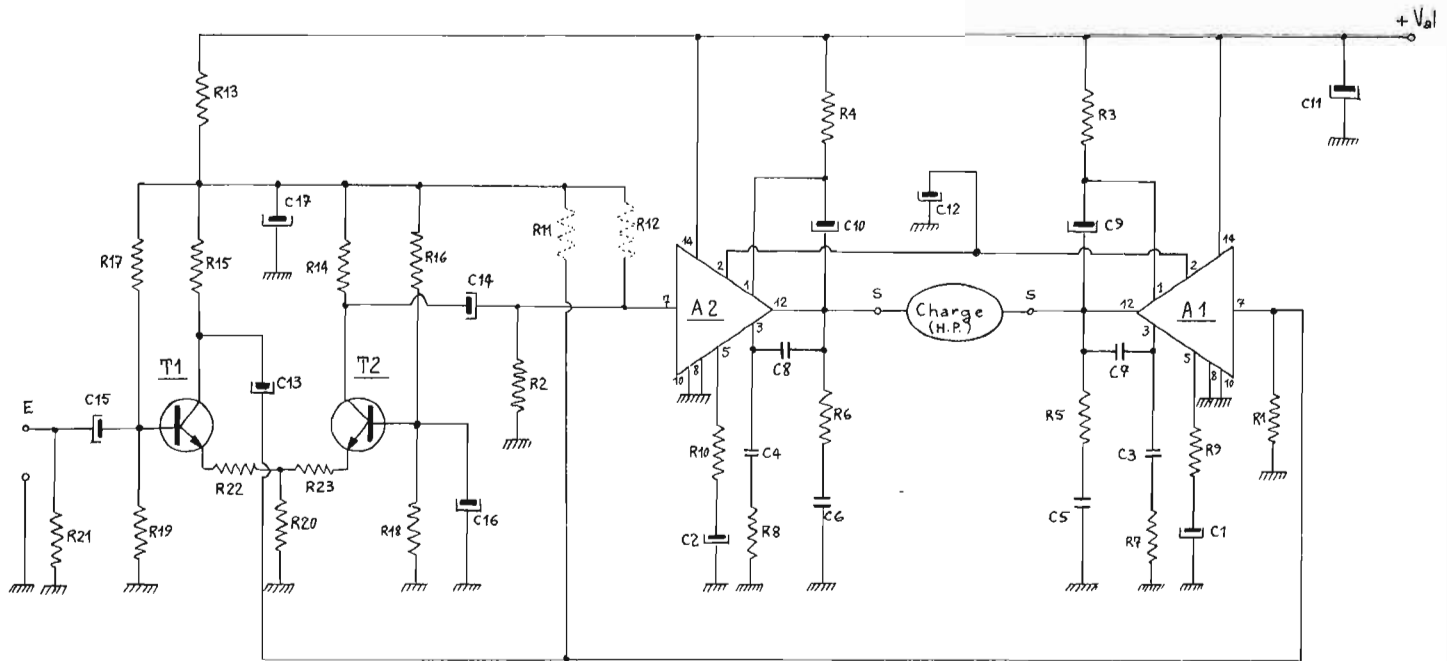


Fig. 3 : Schéma de détail de l'amplificateur à configuration en H.

de puissance de sortie que celle disponible lorsqu'on emploie un Push série classique. La puissance de sortie est notablement augmentée parce que l'on applique la totalité de la tension d'alimentation aux bornes de la charge à chaque demi-période en inversant alternativement les polarités. Cette dernière est alors connectée directement entre les points milieux des deux amplificateurs, sans l'intermédiaire de condensateurs encombrants et coûteux ; de ce fait également, la charge (le haut-parleur) doit être isolée de la masse.

L'emploi d'une structure en H permet, pour une même puissance de sortie, d'alimenter l'amplificateur par une tension deux fois plus faible que celle qui serait nécessaire avec un Push série ordinaire.

ETAGE DE SORTIE

La figure 2 représente l'étage de sortie d'un amplificateur en H comportant quatre transistors, la charge étant connectée entre les points

milieux. Lorsque ce montage est correctement attaqué, on rend conducteur les transistors T1 et T2, pour une alternance du signal de commande, tandis que les dispositifs T3 et T4 demeurent bloqués. Aux bornes de la charge R_L , on trouve donc la totalité de la tension d'alimentation V_{ai} (en négligeant les pertes dues aux tensions de saturation $V_{CE(sat)}$ de transistors). A ce moment, la tension aux bornes de la charge présente un + en A et un - en B. Lors de l'alternance suivante du signal d'attaque, ce sont T3 et T4 qui seront rendus conducteurs alors que T1 et T2 seront bloqués. La également, ce sera la totalité de la tension d'alimentation qui se trouvera appliquée à la charge, mais cette fois avec un + en B et un - en A. On remarquera que dans un tel montage, la valeur maximale de la tension présente aux bornes des transistors est celle de la tension d'alimentation tandis que la valeur de la tension crête-crête aux bornes de R_L est de deux fois celle de la tension d'alimentation.

En examinant les possibilités comparées d'un amplificateur Push série et d'un ampli-

ficateur à configuration en H, on s'aperçoit que la puissance de sortie maximale théorique P_s est, pour le premier type :

$$P_s = V_{ai}^2 / 8 \cdot R_L$$

Avec V_{ai} la valeur de la tension d'alimentation et R_L la valeur de la résistance de charge. Dans le cas d'un amplificateur en H, cette formule devient :

$$P_s = V_{ai}^2 / 2 \cdot R_L$$

Cette comparaison met en évidence l'accroissement de puissance obtenu par l'adoption de la structure en H, puisque la puissance de sortie se trouve multipliée par un facteur quatre, toutes choses égales par ailleurs.

Si l'on souhaite pouvoir disposer d'une puissance de sortie maximale de 13 W (à la limite de l'écrêtage du signal de sortie) dans une résistance de charge de 4 Ω , il suffit en théorie d'une tension d'alimentation de :

$$V_{ai} = \sqrt{2 \cdot P_s \cdot R_L}$$

soit $V_{ai} = \sqrt{2 \cdot 13 \cdot 4} = 10,2 \text{ V}$.

Toutefois, les chutes de tension qui se produisent dans les étages de sortie, dues entre autres aux tensions de saturations des transistors, conduisent à faire ré-évaluer la tension d'alimentation ainsi

déterminée, et, dans la pratique, une tension d'alimentation de 12 V est considérée comme largement suffisante pour l'obtention d'une puissance modulée de 13 W dans une charge de 4 Ω .

L'amplificateur de puissance en H a été réalisé à l'aide de deux circuits intégrés monolithiques comportant chacun un étage de sortie classique à Push série. Il s'agit de l'amplificateur basse fréquence TDA 1042 de Sescossem. Il comprend tous les étages B.F. depuis le préamplificateur jusqu'aux étages finals. L'association de deux de ces amplificateurs permet d'effectuer directement le couplage au haut-parleur sans utiliser de transformateur ou bien de capacités, ainsi qu'on la déjà dit.

Un système de compensation qui tient compte de la température et de la tension d'alimentation, polarise en classe AB les étages de sortie. Un circuit d'autocentrage de la tension continue de sortie, qui est en principe égale à la moitié de la tension d'alimentation, permet d'optimiser la puissance de sortie maximale en fonction de la tension d'ali-

mentation. Le circuit de compensation ainsi que le circuit d'autocentrage ne nécessitent aucun composant extérieur, ajustable ou non. Le circuit comporte également une protection interne contre les surcharges thermiques qui agit par blocage des transistors de sortie dès que la température de jonction dépasse 150 °C. Il existe également une protection qui limite le courant de

sortie à une valeur prédéterminée (environ 3,5 Ampères), permettant ainsi au circuit intégré de ne pas être endommagé lors d'un court-circuit accidentel de la charge.

Le gain en tension de l'amplificateur est ajustable au moyen d'une résistance ; sa valeur maximale est de l'ordre de 46 dB (200). L'amplificateur de puissance est présenté dans un boîtier spécial à très

faible résistance thermique interne (inférieure à 5 °C/W). Le montage des amplificateurs de puissance est indiqué dans le schéma de détail de la figure 3. Les circuits intégrés A1 et A2 sont alimentés en 12 V continu. Le signal B.F. de commande provenant des étages précédents est appliqué sur les broches N° 7 qui sont les entrées ; on remarquera que le signal d'attaque est

appliqué par rapport à la masse. La sortie du signal est faite sur la broche N° 12 du circuit intégré. La liaison à la charge de 4 Ω est effectuée directement. Le gain de l'amplificateur intégré est déterminé par la valeur des résistances R9 et R10. Il peut être évalué à l'aide de la relation :

$$G = 8000 / (40 + R)$$

Lorsque l'on fait varier le gain de l'amplificateur, il faut également changer le réseau de compensation en fréquence. La capacité placée entre les broches N° 12 et N° 3 du circuit intégré (C7 et C8) devra avoir une valeur d'autant plus élevée que la gain en boucle fermée est faible. La capacité qui assure un fonctionnement stable pour un gain faible garantit la stabilité pour un gain plus élevé, mais la bande passante en sera quelque peu rétrécie vers les fréquences élevées dans ce cas.

La courbe de réponse du circuit amplificateur de puissance peut être plus ou moins ajustée. Quand la gain a été fixé au milieu de la bande au moyen d'une certaine valeur de R9 et de R10, la limite inférieure de la bande (-3 dB) dépend de la valeur des capacités C1 et C2. La résistance placée à l'extérieur du circuit intégré, entre l'entrée et la masse, est parcourue par le courant de polarisation de l'amplificateur. Ce courant est très faible (de l'ordre de 200 mA) ; il crée une tension de polarisation parasite qui n'intervient que peu, vu la contre-réaction interne, sur la tension continue de sortie. Cette tension de décalage étant très faible n'intervient pratiquement pas sur la puissance maximale de sortie. Par contre, du fait que la charge est reliée directement entre les deux sorties, il est important que les potentiels présents sur les deux sorties N° 12, soient aussi identiques que possible, si l'on souhaite éviter qu'un courant continu circule en permanence dans la charge. En

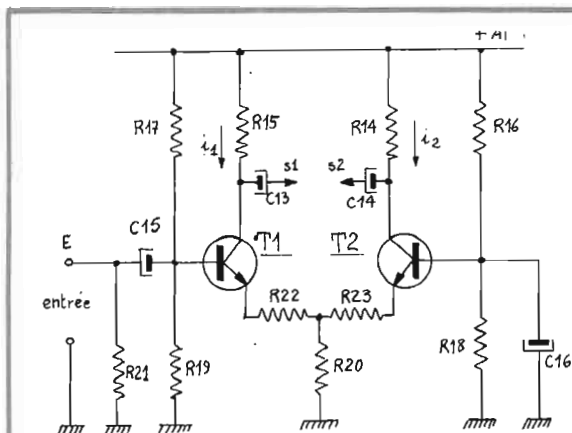
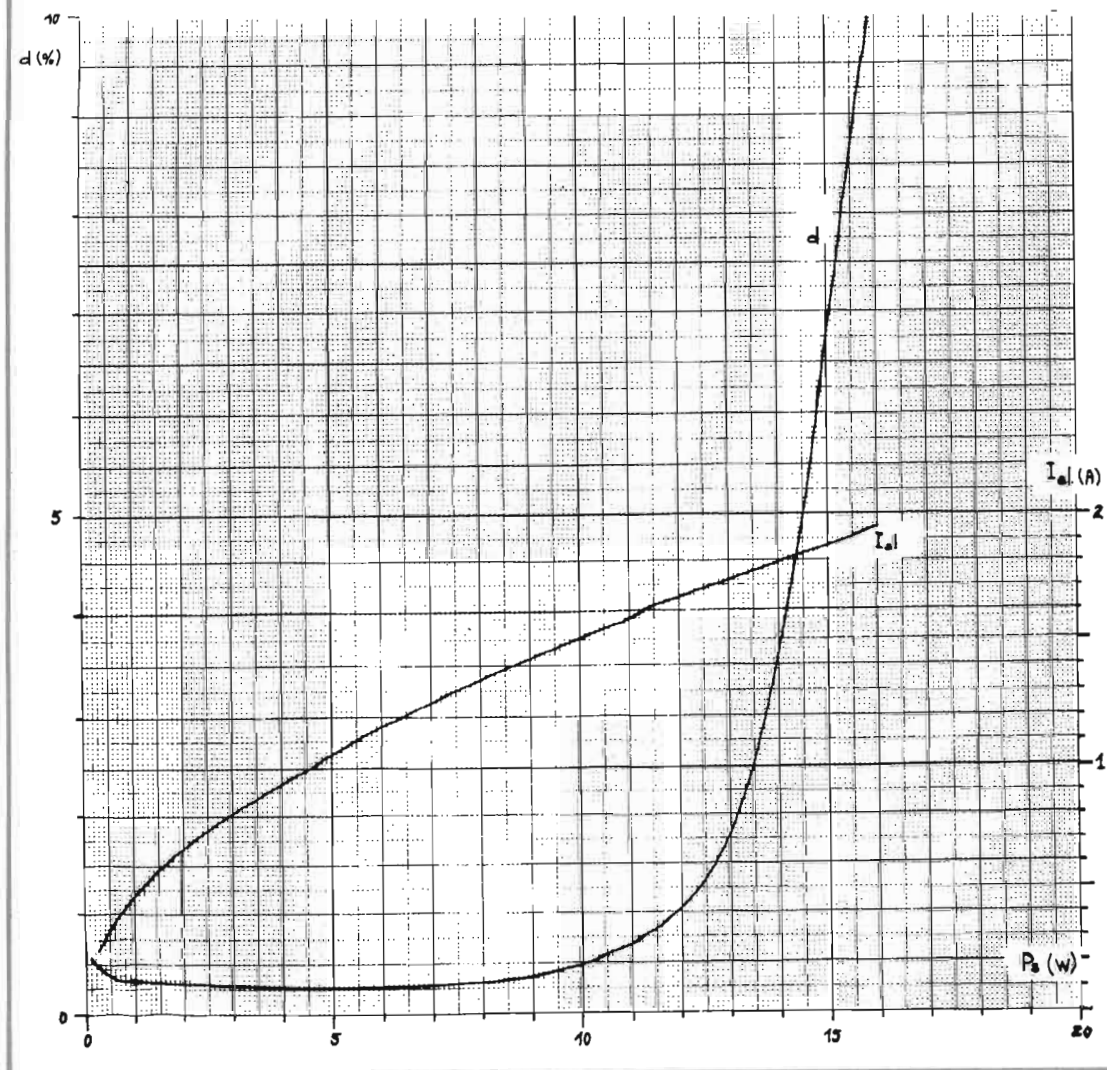


Fig. 4 : Schéma de l'étage d'entrée. Il est composé d'un amplificateur différentiel auto-déphaseur, parfois appelé L.T.P. Les signaux en opposition de phase sortent en S1 et S2.

Fig. 5 : Distorsion (d) et courant consommé à l'alimentation (I_{al}) en fonction de la puissance modulée appliquée à la charge (V_{al} = 12 V, F = 1000 Hz, charge = 4 Ω).



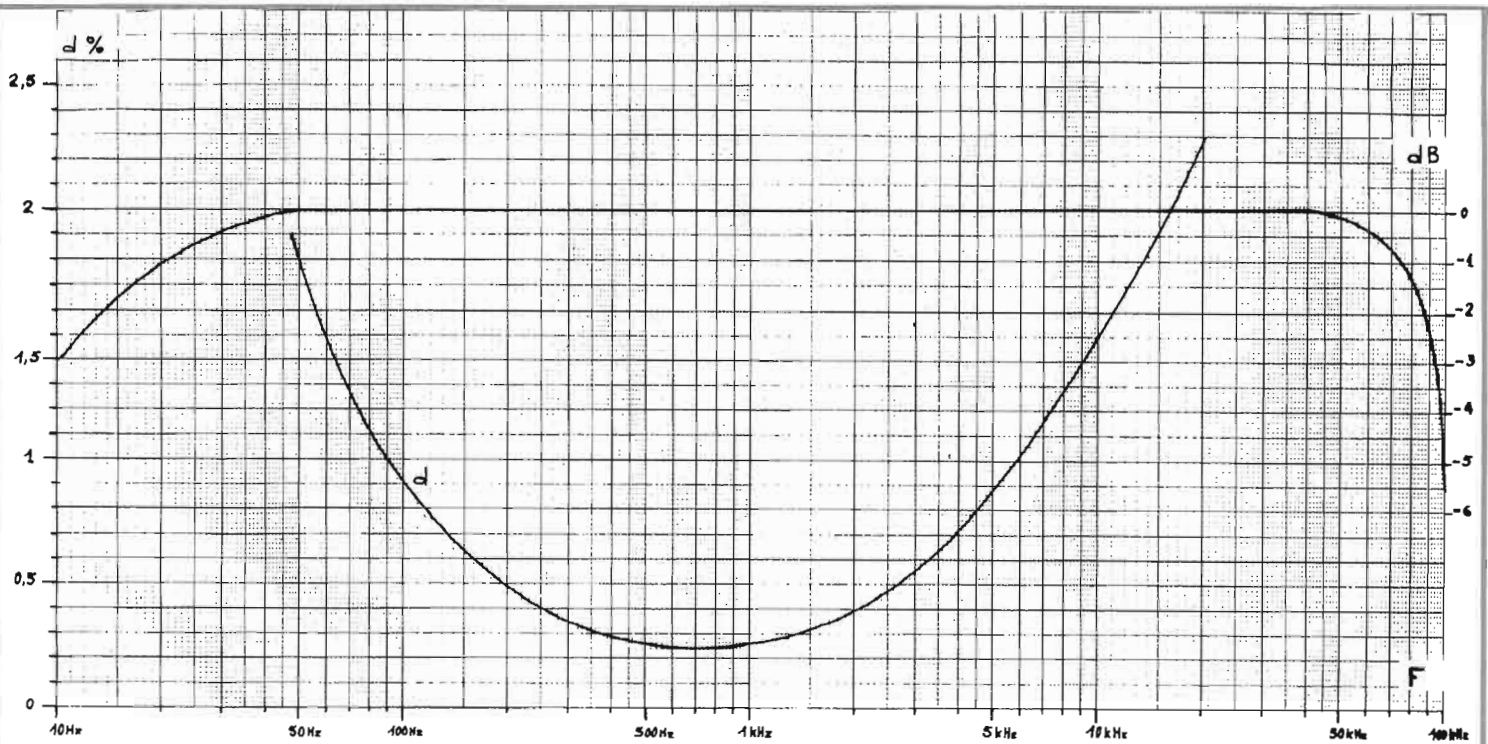


Fig. 6 : Distorsion (d) en fonction de la fréquence pour une puissance de sortie de 4 W.

Bande passante relevée pour une puissance de sortie de 1,5 W. Conditions de mesure : $V_{al} = 12 V$; charge = 4Ω .

effet, il peut exister une légère disparité entre les tensions de sortie des deux amplificateurs intégrés, qui doivent être en principe égales à $1/2$ de V_{al} , différence due aux tolérances admises dans les caractéristiques de ces dispositifs. Pour rétablir l'équilibre entre ces deux potentiels, il suffit d'appliquer une très légère tension positive, par l'intermédiaire d'une résistance $R11$ ou $R12$ de forte valeur (habituellement de l'ordre de grandeur de $1 M\Omega$ ou plus) sur l'entrée qui convient, de telle sorte que le voltmètre, mis à la place de la charge, indique exactement zéro volt.

Les réseaux $R5$, $C5$ et $R6$, $C6$ sont destinés à compenser la rotation de phase qui se produit aux fréquences élevées qui sont dues à la partie réactive de l'impédance du haut-parleur : ces circuits limitent également la bande passante du côté des fréquences élevées.

Le circuit TDA 1042 de Sescosem est présenté dans un boîtier spécial comportant un étrier métallique sur lequel on vient fixer un refroidisseur. En effet, le montage pouvant

délivrer une puissance maximale de 21 W (avec une tension d'alimentation de 14 V) il importe que la puissance dissipée sous forme de chaleur dans les amplificateurs soit convenablement évacuée à l'extérieur. Il est bien connu que, dans un amplificateur fonctionnant en classe B, la puissance maximale dissipée sous forme de chaleur dans les circuits est au moins égale à :

$$P_{diss(max)} \geq 0,404 \times P_{s(max)}$$

Cela signifie que la dissipation dans les circuits intégrés est au moins égale à 0,404 fois la puissance modulée de sortie maximale. Cette dissipation maximale se produit pour :

$$P_s/P_{s(max)} = (2/\pi)^2$$

soit pour environ 40 % de la puissance de sortie maximale. A ce moment précis, le rendement des étages de sortie est de 50 %.

Dans notre cas, la puissance de sortie maximale étant fixée à 21 W, la puissance dissipée maximale est théoriquement au moins égale à 40 % de $P_{s(max)}$.

Il y aura donc à dissiper : $(21 \times 40)/100 = 8,4 W$. Si l'on désire qu'à la température ambiante de $+ 25^\circ C$, la tem-

pérature de jonction n'excède pas $100^\circ C$ à la dissipation maximale, on doit prévoir une résistance thermique totale jonction-air de :

$$R_{th(j-a)} = (T_j - T_a)/P_{diss}$$

soit : $R_{th(j-a)} = (100 - 25)/8,4 = 8,92^\circ C/W$

Comme la résistance thermique jonction-boîtier est au maximum de $5^\circ C/W$, cela nous impose un radiateur d'environ $3,9^\circ C/W$. Celui-ci peut être obtenu en utilisant une plaque d'aluminium d'environ $320 cm^2$ et de $15/10$ d'épaisseur. Dans le cas où l'on considérerait que ce radiateur est trop important, il est toujours possible de concevoir un pliage vertical qui, tout en conservant la même surface de refroidissement, réduise considérablement l'encombrement. Notons au passage qu'il s'agit d'une plaque présentant une surface de $320 cm^2$ sur chaque face, et qui doit être disposée dans un endroit où l'air puisse circuler facilement autour.

Si l'on estime que le montage sera attaqué par un signal B.F. occasionnant une puissance moyenne de sortie relativement faible, et qui ne fera

dissiper la puissance maximale que pendant une durée relativement courte, il devient alors possible de diminuer la taille du refroidisseur.

ETAGE D'ENTREE

Il est destiné à fournir des signaux d'attaque déphasés de 180° aux deux amplificateurs de puissance A1 et A2. Le schéma de principe de l'étage d'entrée est représenté sur la figure 4. Il s'agit d'un amplificateur différentiel constitué par deux transistors T1 et T2 dont la résistance d'émetteur est en partie commune. Ce genre d'étage constitue un excellent moyen de passer d'une entrée dissymétrique à un signal de sortie symétrique. En effet, la tension d'entrée peut être appliquée uniquement sur une des bases, l'autre étant portée à un potentiel fixe. Dans ce cas, la tension de sortie différentielle, c'est-à-dire la tension de sortie existant entre les collecteurs, sera exactement la même que si la tension

d'entrée était appliquée en symétrique sur les bases de T1 et de T2. De plus, par rapport à la masse, la tension alternative d'un collecteur est en opposition de phase avec celle de l'autre collecteur. Dans le montage de la Figure 4, le premier dispositif (T1) travaille en partie en configuration émetteur commun, tandis que le second transistor fonctionne en base-commune attaqué par l'émetteur. Les émetteurs subissent des excursions de tension qui sont provoquées par celles de la base qui est commandée. Cela étant, ils fournissent une tension d'entrée à l'émetteur du transistor dont la base est portée à un potentiel fixe, simulant ainsi une entrée symétrique. Le courant i_1 circulant dans T1, et qui est dû au signal d'entrée, produira une tension aux bornes de la résistance R20, ce qui en retour produit un courant en opposition de phase dans le transistor T2.

L'amplitude du courant i_1 sera toujours supérieure à celle du courant i_2 , et de ce fait, pour un équilibre parfait de la tension alternative de sortie, il faut que la valeur de la résistance R14 soit plus élevée que celle de R15. Toutefois, si la valeur de la résistance commune d'émetteur R20 est grande comparée aux résistances de charge R14 et R15, cette dissymétrie restera négligeable.

La tension différentielle de sortie, c'est-à-dire la tension existant entre les deux collecteurs, est pratiquement indépendante de la tension d'alimentation. En revanche, les signaux présents sur les collecteurs de T1 et T2 seront altérés par le niveau d'entrée si les caractéristiques des deux transistors ne sont pas identiques. Pour pallier cet inconvénient, on a disposé, en série dans chaque émetteur une résistance de contre-réaction de valeur relativement faible (R22 et R23). Enfin, pour s'affranchir de la légère dérive du potentiel continu des collecteurs de T1 et de T2, la liaison vers l'entrée des amplifi-

cateurs est effectuée à travers deux capacités C13 et C14.

Le gain en tension de l'étage d'entrée, tel qu'il est représenté sur le schéma de la figure 4 est de 3,7 (rapport entre la tension appliquée entre l'entrée E et la masse, et celle qui existe entre l'un ou

l'autre des collecteurs et la masse. L'impédance d'entrée est de l'ordre de $40\text{ k}\Omega$, de 10 Hz à 10 kHz.

On remarquera, sur le schéma de la Figure 4, la présence d'une résistance R21 située entre la borne d'entrée E et la masse. Elle a pour but

de toujours maintenir chargé le condensateur C15 et d'éviter ainsi des claquements désagréables dûs à la charge et à la décharge de ce même condensateur lors des commutations de l'entrée.

Les ordres de grandeur des courants dans l'étage d'entrée

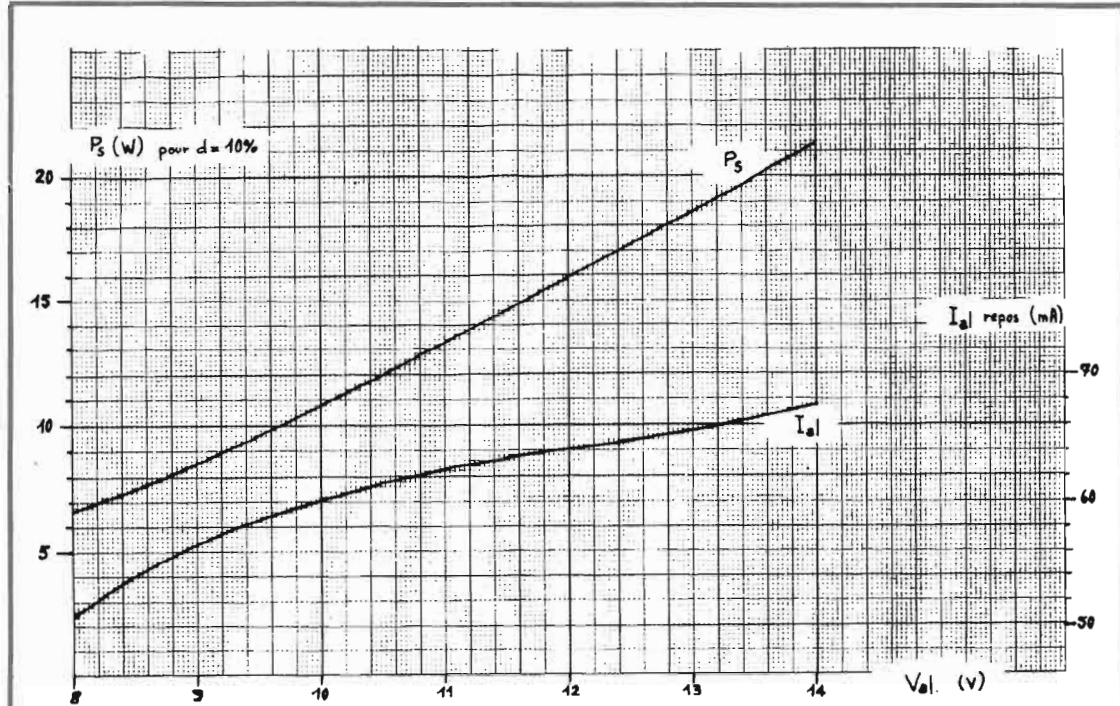
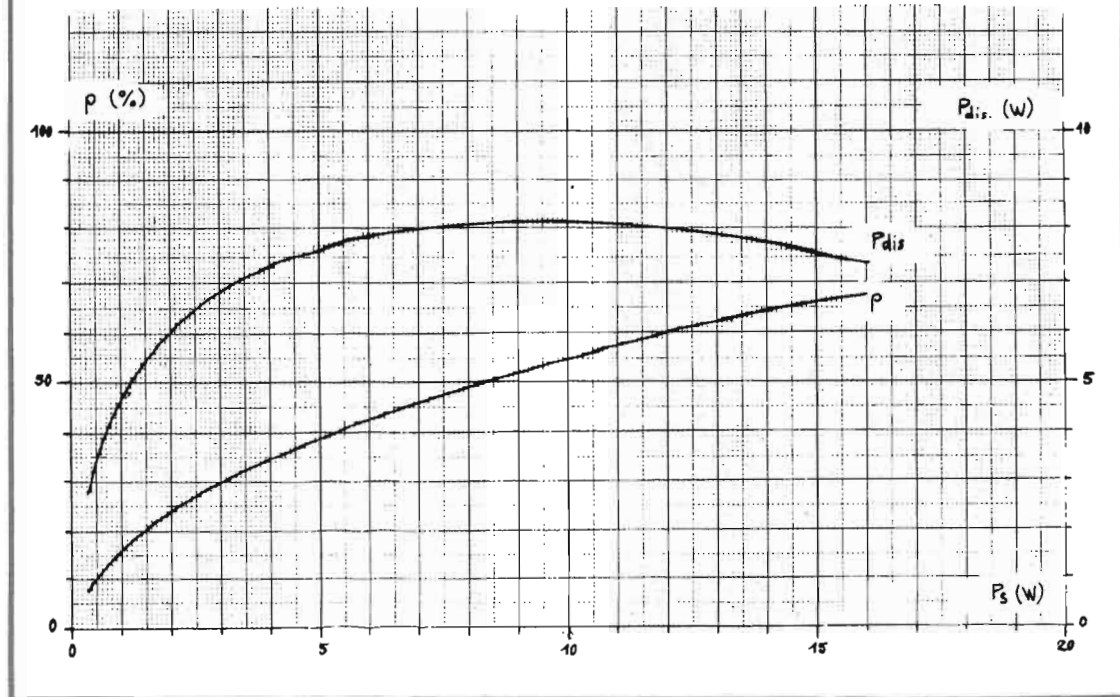


Fig. 7 : Puissance de sortie (P_s) et courant de repos ($I_{al\text{ repos}}$) en fonction de la tension d'alimentation. Conditions de mesure : P_s pour distorsion constante de 10, $F = 1000\text{ Hz}$; charge = $4\ \Omega$; courant de repos en l'absence de tension d'entrée.

Fig. 8 : Rendement de l'amplificateur (ρ) et puissance dissipée dans les étages de sorties (P_{dis}) en fonction de la puissance de sortie appliquée à la charge. Conditions de mesure : $V_{al} = 12\text{ V}$; $F = 1000\text{ Hz}$; charge = $4\ \Omega$.



sont les suivants : courant collecteur de T1 = 1,4 mA ; courant collecteur de T2 = 1,25 mA. La chute de tension aux bornes de la résistance commune d'émetteur R20 est d'environ 2,1 V.

PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR

Distorsion - Elle est indiquée, en fonction de la puissance de sortie modulée, sur la Figure 5. La courbe a été relevée pour une tension d'alimentation de 12 V, une charge de 4 Ω et à une fréquence de 1000 Hz. On notera que pour une puissance de 13 W dans la charge, la distorsion harmonique est inférieure à 2 %. Elle est de l'ordre de 0,5 % pour 10 W, et plus petite que 0,5 % pour des puissances inférieures à 10 W.

La variation du taux de distorsion harmonique en fonction de la fréquence est représentée sur la figure 6 ; les conditions de mesure étaient : tension d'alimentation : 12 V, impédance de charge : 4 Ω, puissance de sortie : 4 W.

Bande passante - La bande passante globale de l'amplificateur est également figurée sur le diagramme de la Figure 6, dans les mêmes conditions de mesure que ci-dessus à l'exception de $P_s = 1,5 W$. A ce sujet, il est recommandé de ne pas effectuer le relevé de la bande passante à la puissance de sortie maximale, particulièrement vers les fréquences élevées (supérieures à 15 kHz). En effet, l'application de la pleine puissance à ces fréquences peut amener une dissipation excessive des amplificateurs de sortie, phénomène qui n'est d'ailleurs pas propre qu'aux circuits intégrés.

Puissance modulée de sortie - La puissance de sortie maximale qu'il est possible d'obtenir pour un taux de distorsion constant de 10 %, en fonction

de la valeur de la tension d'alimentation est représentée sur la Figure 7. Conditions de mesure : $d = 10 \%$; charge = 4 Ω ; fréquence 1000 Hz.

Courant consommé à l'alimentation - Il est indiqué sur la Figure 5, en fonction de la puissance modulée transmise à la charge de 4 Ω, pour une tension d'alimentation de 12 V et à une fréquence de 1000 Hz.

Courant de repos de l'amplificateur - Le courant consommé à l'alimentation par l'amplificateur en l'absence de signal d'entrée est représenté sur la Figure 5 en fonction de la tension d'alimentation. On notera la bonne stabilité de ce courant de repos.

Rendement de l'amplificateur et puissance dissipée par les étages de sortie - Ces deux variables sont représentées sur la Figure 8 en fonction de la puissance modulée appliquée à la charge de 4 Ω, à 1000 Hz et pour une tension d'alimentation de 12 V.

REALISATION

Le dessin du circuit imprimé ayant servi à la réalisation de l'amplificateur est indiqué sur la Figure 9 à l'échelle 1/1. Il est vu du côté cuivre et les traits noirs simulent les endroits où le métal a été enlevé par procédé chimique. La technique de câblage utilisée (circuit anglais) a été rendue nécessaire parce qu'elle permet de conserver la majeure partie du cuivre et d'obtenir ainsi des connexions très larges, pouvant véhiculer de forts courants sans chutes de tensions excessives. L'entrée (E), les deux sorties (S), le pôle positif de l'alimentation (+) et la masse sont repérés sur le circuit imprimé lui-même pour en faciliter le branchement.

La Figure 10 montre la disposition des éléments sur le

SERVO-SOUND

FIRST MOTIONAL FEED BACK SYSTEM

Cette technique d'asservissement cybernétique de la membrane, qui est parvenue à restituer la musique à l'état pur par des enceintes de faibles dimensions, a toujours été et reste l'apanage de SERVO-SOUND. Cependant, des modèles plus puissants viennent diversifier le choix. Parmi eux, en haut de gamme, une enceinte dotée d'un nouvel asservissement électropneumatique, qui supprime totalement les résonances parasites dans le contre-grave (30 à 60 Hz). Déjà, les spécialistes parlent d'"effet spatial", de "miracle acoustique", de "limpidité absolue". Mais en musique, comme en peinture, les mots reflètent mal la réalité : pour la découvrir, oubliez la technique et venez écouter.



CONCESSIONNAIRES DANS TOUTE LA FRANCE

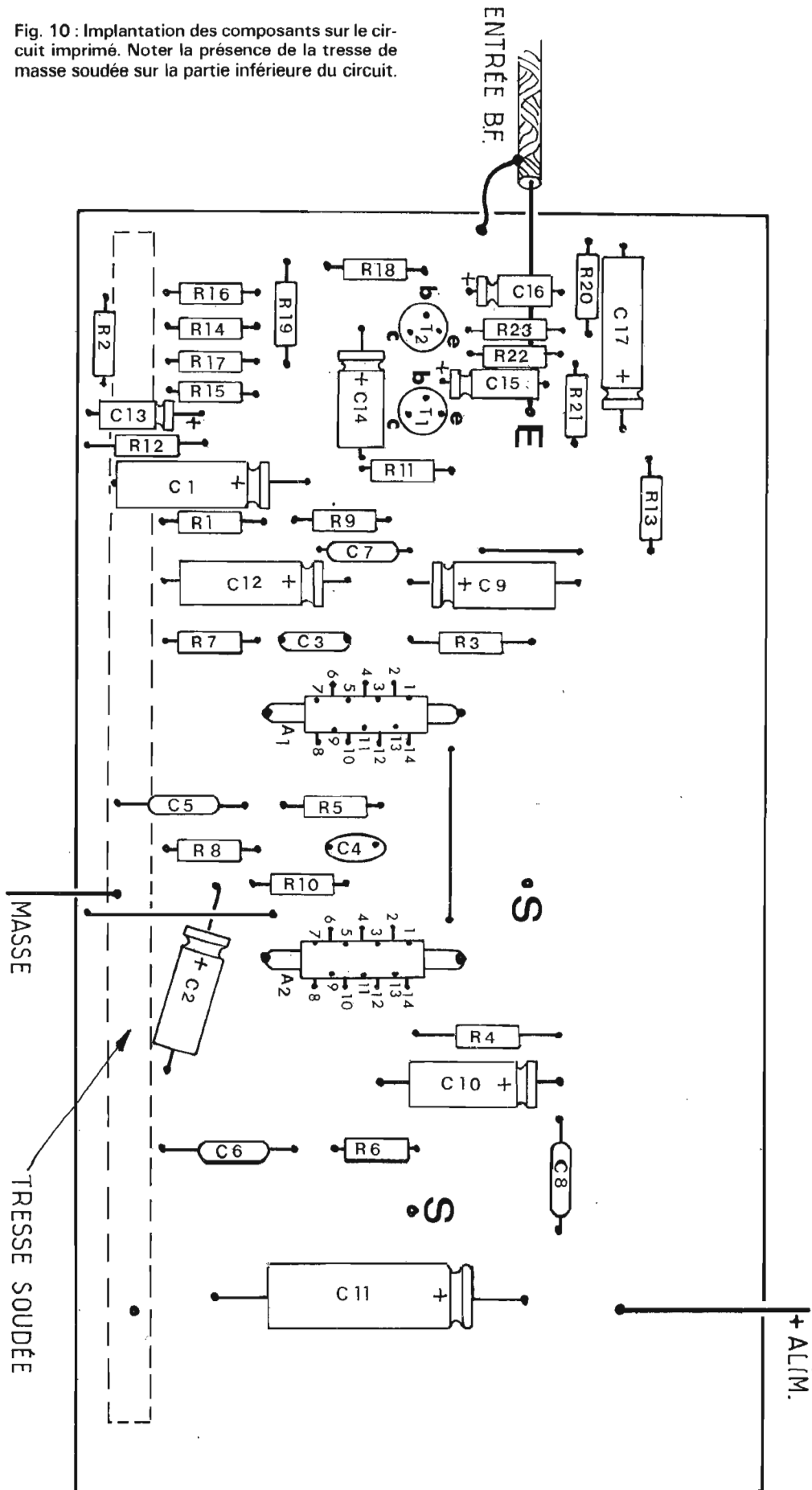
dirac

24, RUE FEYDEAU, 75002 PARIS

Attention ! SERVO-SOUND-KM n'est en vente que chez les distributeurs officiels SERVO-SOUND-KM sélectionnés pour leur compétence en haute-fidélité. Renvoyez-nous ce coupon. Nous vous enverrons une documentation et l'adresse d'un excellent distributeur proche de votre domicile. Coupon à renvoyer à DIRAC, 24, rue Feydeau, 75002 PARIS.

M.....
Rue.....
Code Postal.....Ville.....

Fig. 10 : Implantation des composants sur le circuit imprimé. Noter la présence de la tresse de masse soudée sur la partie inférieure du circuit.



NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 3

R1	= 10 kΩ	10 % 1/2 W
R2	= 10 kΩ	10 % 1/2 W
R3	= 47 Ω	10 % 1 W
R4	= 47 Ω	10 % 1 W
R5	= 1 Ω	10 % 1 W
R6	= 1 Ω	10 % 1 W
R7	= 270 Ω	10 % 1/2 W
R8	= 270 Ω	10 % 1/2 W
R9	= 100 Ω	10 % 1/2 W
R10	= 100 Ω	10 % 1/2 W
R11	= voir texte	10 % 1/2 W
R12	= voir texte	10 % 1/2 W
R13	= 470 Ω	10 % 1/2 W
R14	= 2 700 Ω	5 % 1/2 W
R15	= 2 000 Ω	5 % 1/2 W
R16	= 470 kΩ	10 % 1/2 W
R17	= 470 kΩ	10 % 1/2 W
R18	= 220 kΩ	10 % 1/2 W
R19	= 220 kΩ	10 % 1/2 W
R20	= 820 Ω	10 % 1/2 W
R21	= 100 kΩ	10 % 1/2 W
R22	= 220 Ω	10 % 1/2 W
R23	= 220 Ω	10 % 1/2 W

C1	= 100 μF	25 V
C2	= 100 μF	25 V
C3	= 470 pF	63 V
C4	= 470 pF	63 V
C5	= 0,22 μF	63 V
C6	= 0,22 μF	63 V
C7	= 47 pF	63 V
C8	= 47 pF	63 V
C9	= 100 μF	25 V
C10	= 100 μF	25 V
C11	= 2 200 μF	25 V
C12	= 100 μF	25 V
C13	= 10 μF	25 V
C14	= 10 μF	25 V
C15	= 4,7 μF	25 V
C16	= 10 μF	25 V
C17	= 100 μF	25 V

A1, A2 = amplificateurs BF en circuits intégrés TDA 1042 (Sescosem)
T1, T2 = BC238B (Sescosem).

circuit imprimé de la Figure 9. On remarquera que l'on a soudé une tresse de masse, le long de l'extrémité inférieure du circuit imprimé, dans le but de diminuer encore la résistance de la connexion commune de masse.

L'entrée du signal B.F. et des alimentations se feront exactement aux endroits indiqués. De même en ce qui concerne les sorties allant vers la charge. L'entrée du signal B.F. se fera sous fil blindé. Les connexions de sortie et d'alimentation seront établies en gros fil, eu égard aux courants véhiculés.

MISE AU POINT

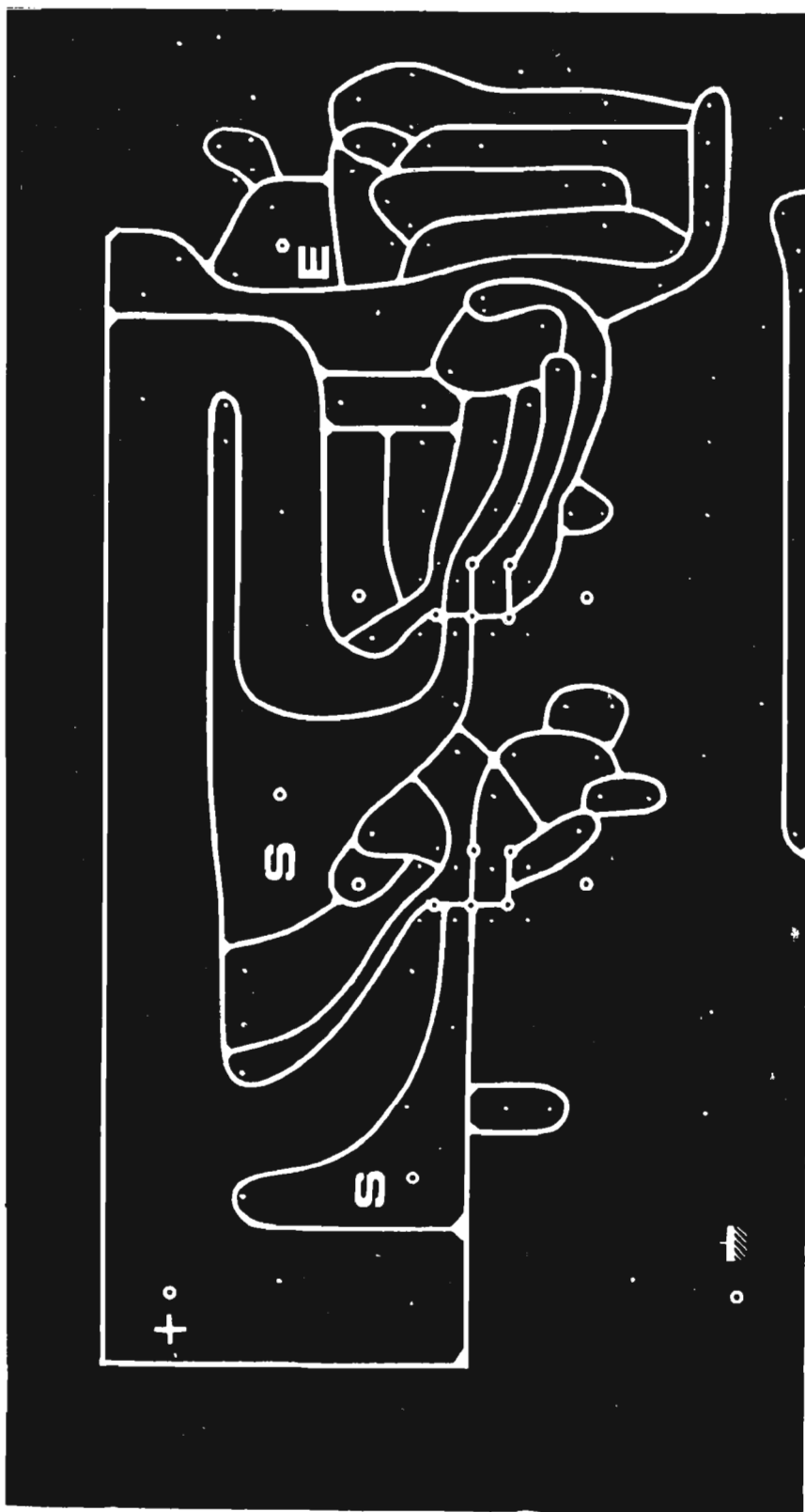
Elle se résume à effectuer l'équilibrage des deux tensions continues de sortie.

Après une vérification minutieuse du cablage et des raccordements, on branche un voltmètre à la place de la charge. On alimente ensuite l'amplificateur et l'on vérifie, avec un ampèremètre placé en série avec l'alimentation, que le courant de repos est bien correct. On détermine ensuite, de manière expérimentale, quelle valeur de résistance il convient de donner soit à R11, soit R12, pour rétablir l'équilibre des niveaux continus de sortie, c'est-à-dire pour que le voltmètre indique zéro volt. Avant d'effectuer cet ajustement, il est souhaitable de réunir l'entrée E à la masse afin de ne pas être perturbé par un hypothétique signal parasite.

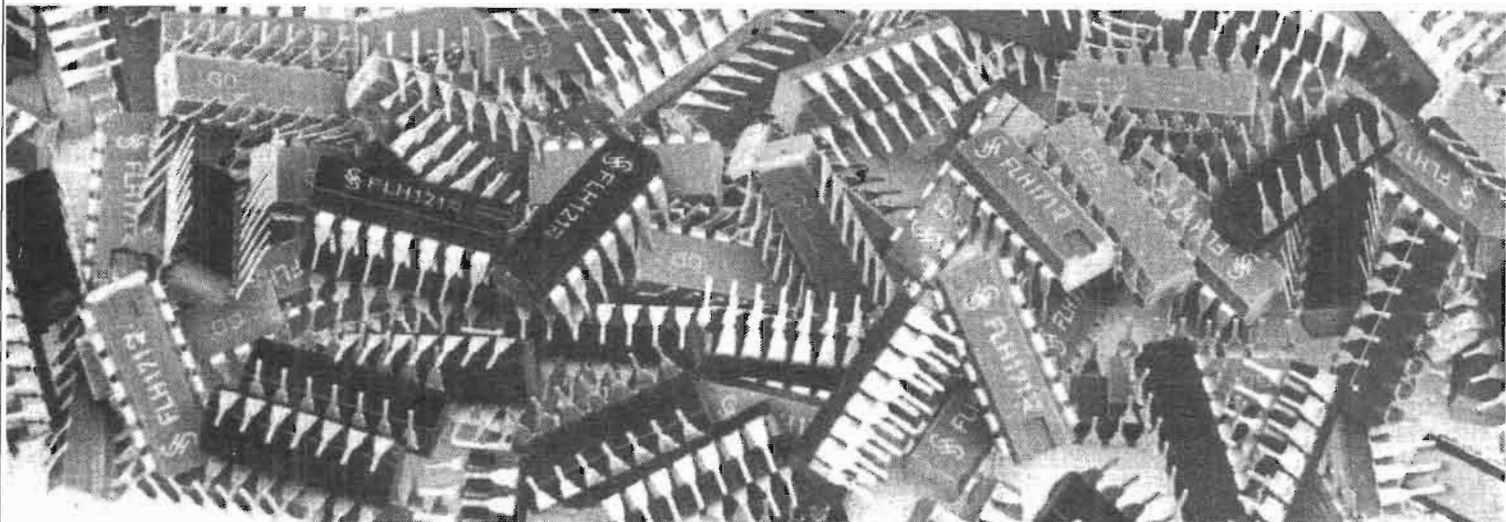
Ensuite on pourra attaquer l'entrée par un générateur B.F. et vérifier la conformité des caractéristiques. La pleine puissance dans la charge sera obtenue pour une tension B.F. d'entrée de l'ordre de 20 mV eff.

D. PIERLAUD

Fig. 9 : Dessin du circuit imprimé représenté à l'échelle 1/1. Les traits blancs représentent les endroits où le cuivre doit être enlevé.



LE CIRCUIT INTÉGRÉ



POURQUOI PAS ?

UN INDICATEUR DE ZÉRO POUR TUNER FM OU AUTRE

UN tuner à modulation de fréquence reçoit et démodule les émissions avec un taux de distortion minimal lorsque le discriminateur est parfaitement centré. Un réglage approximatif peut évidemment se faire à l'oreille et en tournant le bouton d'accord de part et d'autre de la position pour laquelle la réception vous paraît la meilleure. Vous n'êtes alors pas sûr d'être parfaitement centré. La plupart des tuners à modulation de fréquence disposent

d'un indicateur à zéro central qui est la plupart du temps réalisé à partir d'un galvanomètre dont l'équipage mobile a été centré mécaniquement de façon que son aiguille se trouve au centre du cadran. Si une tension positive se trouve aux bornes de ce galvanomètre, l'aiguille dévient dans un sens, si cette tension est négative, l'aiguille dévient dans l'autre sens.

Le montage à circuit intégré que nous vous proposons ici est un indicateur d'accord.

Son rôle peut, si vous le désirez s'étendre un peu plus loin. Nous l'avons appelé indicateur de zéro, car c'est son rôle essentiel, détecter l'annulation de la tension à son entrée. Si vous avez un peu d'imagination, vous pourrez l'appliquer à d'autres montages, partout où on doit : soit détecter l'égalité de deux tensions, soit encore une annulation, cas par exemple du pont de mesure type Wheatstone. A la fin de cet article, nous vous proposerons, schéma de principe à

l'appui un certain nombre d'utilisations possibles, ce sera alors à vous de les exploiter.

L'indicateur que nous vous proposons fonctionne presque en tout ou rien dans le sens où deux diodes électroluminescentes assurent les indications nécessaires. Une lampe est allumée ou éteinte, c'est un fait connu. Ici, nous avons un système de détection qui, lorsque la tension d'entrée est voisine de la tension de référence (nulle dans le cas du détecteur de zéro), permet d'allumer les

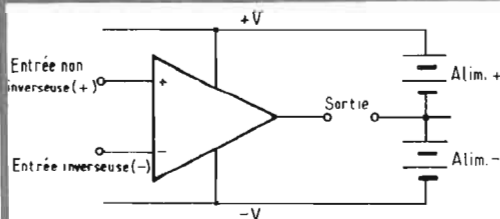


Fig. 1a

Fig. 1. - Principe de fonctionnement de l'amplificateur différentiel, configuration diverse entrée/sortie.

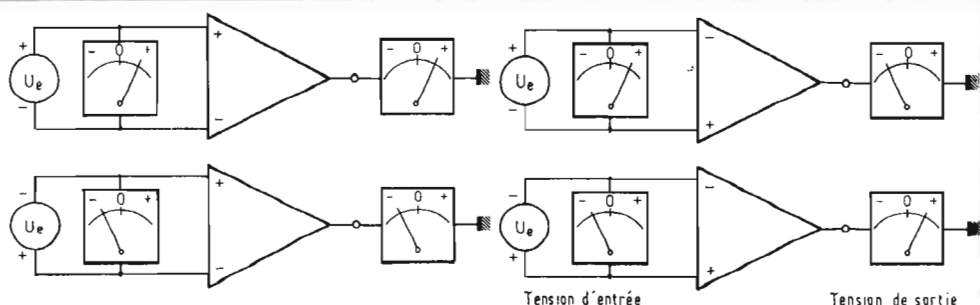
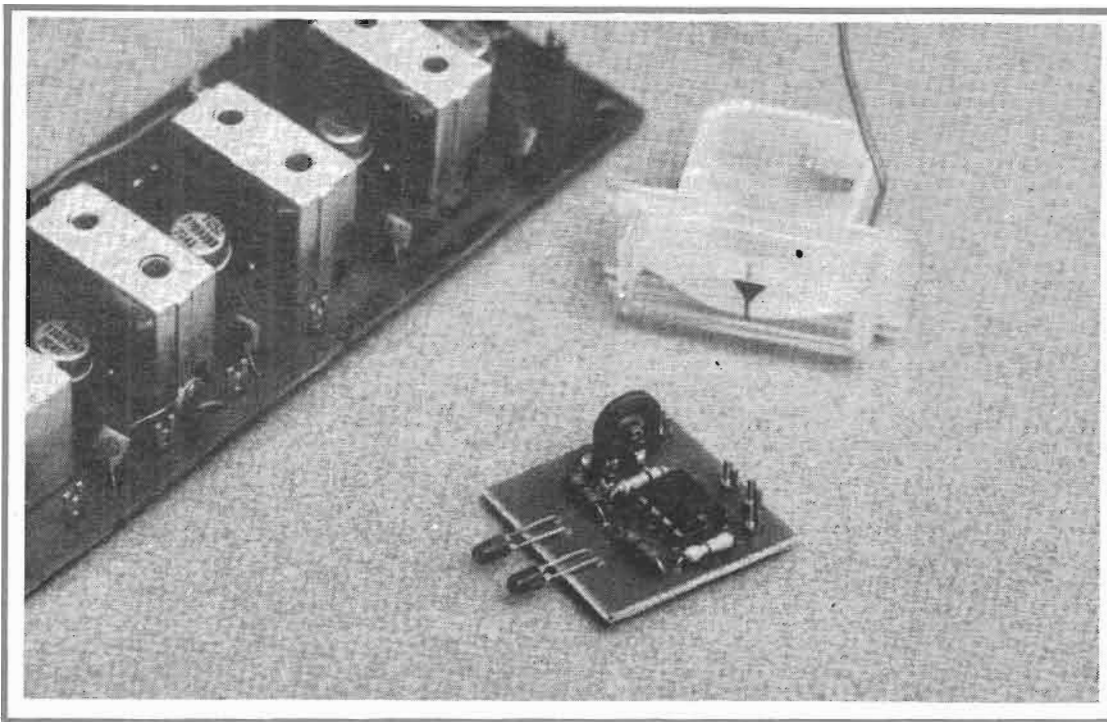


Fig. 1b



deux diodes simultanément, mais avec une intensité variable. A l'équilibre, les deux diodes brillent du même éclat, pendant le désaccord, l'intensité lumineuse de l'une s'affaiblit tandis que celle de l'autre augmente. Ce système se trouve sur plusieurs appareils HiFi du commerce mais fait appel à des transistors discrets (il faut 3 ou 5 transistors pour réaliser un montage semblable), alors pourquoi ne pas utiliser de circuit intégré ? c'est ce que nous avons fait ici.

L'indicateur d'accord ou de zéro se décompose en deux parties distinctes, l'une, c'est l'amplificateur différentiel proprement dit, l'autre, c'est le système d'affichage, le display pour utiliser un terme anglosaxon que vous trouverez sans doute fréquemment si vous feuillotez un catalogue d'afficheurs en tous genres.

L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL

Nous vous avons déjà présenté un montage de ce genre dans un récent numéro du Haut-Parleur. Différentiel signifie que l'amplificateur utilisé réagira à la différence de

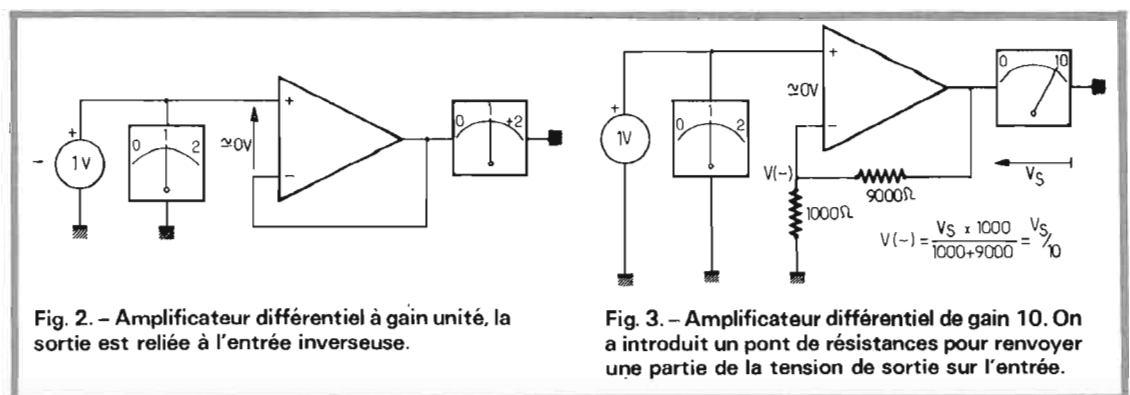
tension qui sera entre ses bornes. Si la différence de tension est nulle, la tension de sortie, à la dissymétrie du circuit intégré près, le sera, si la différence de tension est positive, la tension de sortie sera positive, si elle est négative, la tension de sortie sera elle aussi négative. Là, cette convention demande une explication, car une tension se définit à partir d'une référence. Nous avons représenté, sur la figure 1 un amplificateur opérationnel, c'est le nom du circuit intégré, et au-dessous de cette figure, un certain nombre de cas type où se présentent diverses tensions, de divers signes à l'entrée de l'amplificateur. Un ampli opérationnel dispose de deux entrées. La première de ces entrées est une entrée dite inverseuse. Si la tension mesurée au contrôleur à grande

impédance d'entrée, entre l'entrée inverseuse (entrée -) et l'entrée non inverseuse (entrée +) est positive (pôle - du contrôleur sur l'entrée +), la tension de sortie sera négative : tension positive sur une entrée négative = sortie négative. Il y a trois autres cas que nous avons représentés sur cette même figure. Ce type d'amplificateur ne réagira donc qu'à une différence de tension entre les deux entrées, à condition toutefois que la tension absolue que l'on place à l'entrée de l'amplificateur soit comprise dans les limites de la tension d'alimentation du circuit intégré.

Le second élément important pour la réalisation d'un montage utilisant un amplificateur opérationnel à entrée différentielle est de savoir que

gré nécessaire à l'obtention de la tension de sortie maximale est très grand, la différence de tension entre les entrées est faible, de l'ordre de quelques millivolts. Ce qui ne signifie pas qu'il soit impossible d'utiliser ces circuits pour des tensions d'entrées plus importantes. En effet, on utilisera dans ce cas une contre-réaction. Prenons par exemple le cas de la figure 2. Nous avons appliqué à l'entrée positive du circuit une tension positive de 1 V. La tension de sortie tend donc à augmenter, comme le gain est très grand, l'amplificateur devrait en principe être saturé. Or, nous avons relié la sortie à l'entrée, nous appliquons donc une tension positive sur l'entrée négative, si l'entrée négative devient à son tour positive, par rapport à l'entrée non inverseuse, la tension de sortie devrait alors devenir négative, il y a donc une compensation des effets des deux tensions appliquées sur l'entrée, si bien que comme la tension différentielle d'entrée du circuit intégré est très faible, la tension de sortie est égale à la tension d'entrée, nous avons réalisé là un étage suiveur, la tension de sortie suit celle d'entrée.

Figure 3, nous avons réalisé un autre montage que nous retrouverons dans notre montage final. Cette fois, la liaison entre la sortie et l'entrée inverseuse n'est plus directe mais une résistance assure la liaison entre ces deux points tandis qu'une résistance a été introduite entre l'entrée négative et la masse. Le rapport des résistances est de 1 à 9, cette fois, la tension à l'entrée inver-



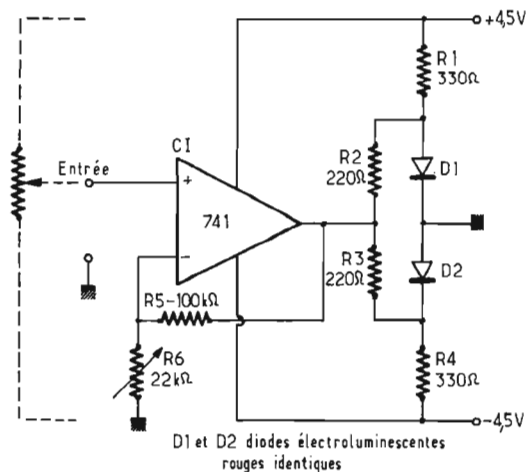


Fig. 4. - Schéma de principe de l'indicateur d'accord à diodes LED et circuit intégré.

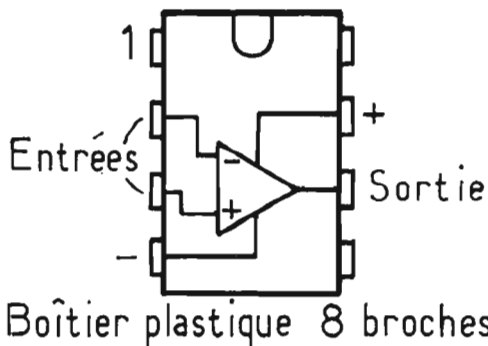
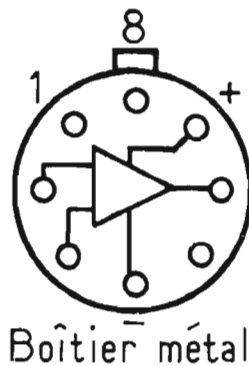


Fig. 6

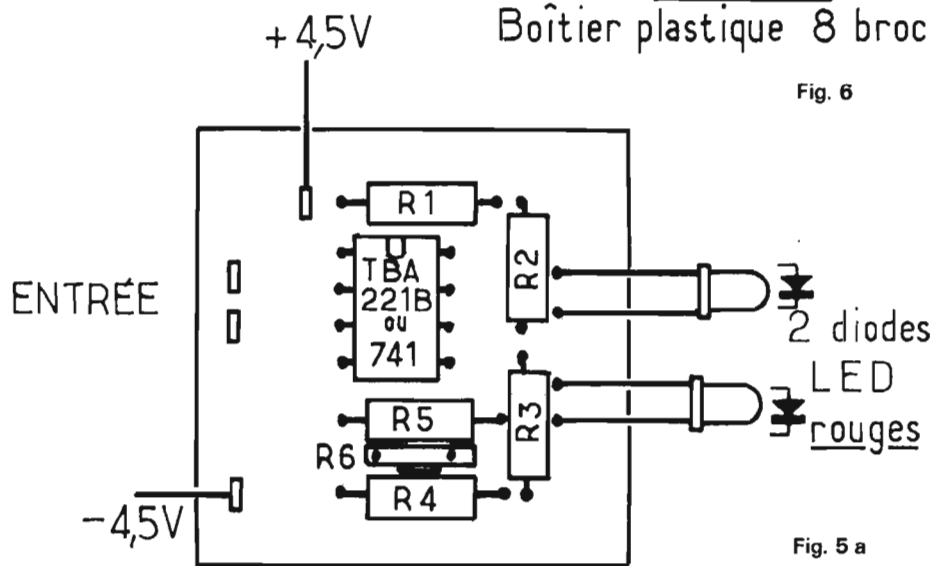


Fig. 5 a

Fig. 5 et 6. - Circuit imprimé et schéma de câblage de l'indicateur d'accord.

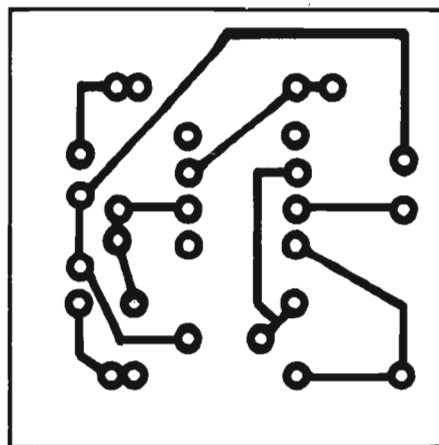


Fig. 5 b

seuse n'est plus égale à la tension de sortie mais au dixième de cette dernière, si on envoie une tension de 1 volt à l'entrée de l'amplificateur il faudra que l'on retrouve 10 V à la sortie de l'ampli pour que la différence de tension d'entrée soit devenue nulle, nous avons réalisé un montage amplificateur dont le gain est déterminé par le rapport entre deux résistances.

La figure 4 représente notre indicateur d'accord. Le circuit intégré utilisé ici est fort répandu puisqu'il s'agit d'un 741 que l'on trouve un peu chez tous les fabricants de circuits intégrés sous diverses appellations. La sortie de l'amplificateur est reliée à l'entrée inverseuse (-) par l'intermédiaire d'un pont constitué par deux résistances, une fixe de 100 kΩ l'autre ajustable de 22 kΩ. Lorsque la valeur de la résistance est très faible, le montage a un gain très grand, il suffit alors d'une très faible différence de tension pour que cette dernière sature l'amplificateur, par contre, lorsque la résistance R_6 aura sa valeur maximale, le gain de l'amplificateur sera de l'ordre de 5. La sensibilité du montage sera fortement réduite, il faut alors un écart de tension d'environ 300 mV pour qu'une diode passe de l'état lumineux à l'état éteint. Si cette sensibilité paraît trop grande, on peut encore augmenter la valeur de R_6 mais pas question d'avoir un gain inférieur à 11, il faudrait alors placer un potentiomètre à l'entrée.

L'INDICATEUR

Nous n'avons pas abordé au cours des lignes précédentes le problème de l'alimentation des circuits intégrés, ici, nous avons une alimentation à point milieu, ce n'est pas obligatoire et même parfois gênant lorsque le montage à circuit intégré que nous propo-

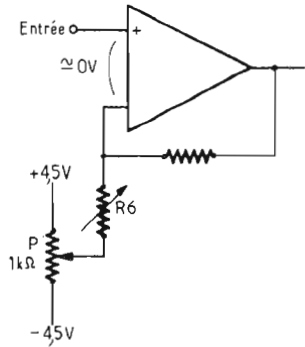


Fig. 7. - Montage de l'indicateur en comparateur de tension.

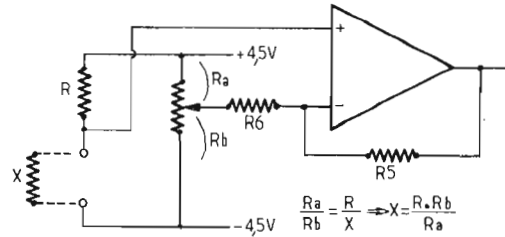
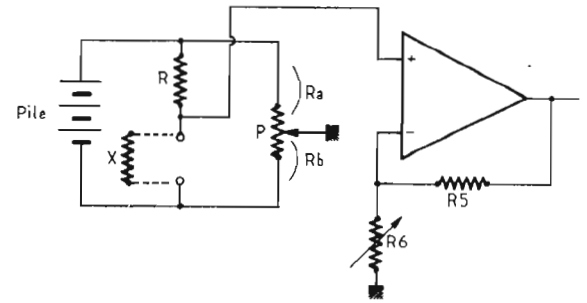


Fig. 8 et 9. - Deux propositions d'indicateurs d'équilibre de ponts de mesure.



sons doit être employé sur un appareil dont l'alimentation est asymétrique. Le montage proposé ici peut fonctionner sur une alimentation asymétrique à l'exception toutefois de l'indicateur.

L'alimentation de chaque diode peut être séparée. Lorsque la tension de sortie de l'amplificateur est nulle par rapport à la masse, la diode D_1 est alimentée par le pont de résistance R_1, R_2 , la diode D_2 par le pont de résistances R_3, R_4 . Ces deux ponts sont identiques, si bien que les diodes brillent d'un éclat comparable. Lorsque l'équilibre est rompu, par exemple : si la tension de sortie devient négative, la tension appliquée à la diode D_1 diminue, elle s'éteint, par contre, la tension de la diode D_2 augmente. On aura ainsi une indication très précise de l'accord, ou plus généralement du déséquilibre des tensions d'entrée.

Les circuits intégrés ne sont pas parfaits ; on peut effectuer sur un certain nombre de circuits des compensations comme celle du décalage des tensions d'entrée. Il peut en effet arriver que l'annulation de la tension de sortie soit obtenue pour une tension différentielle d'entrée non nulle. Nous vous signalons ce détail, utile dans un certain nombre d'applications de précision mais qui compte tenu du but recherché ici, n'a pas lieu d'être abordé, nous n'avons pas parlé non plus d'autres phénomènes dus aux imperfections intrinsèques du circuit lui-même, il ne s'agit pas

ici de faire de théorie mais d'aborder les problèmes de façon simple et surtout pratique. Si vous désirez poursuivre les études sur les circuits intégrés, il existe un certain nombre d'ouvrages plus ou moins bien faits et qui abordent les problèmes intimes de ces engins multipattes...

RÉALISATION

Le montage sera réalisé sur un circuit imprimé, ou sur un circuit type Veroboard, les figures 5 et 6 donnent le dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants. A titre de vérification, vérifiez vous-mêmes que ce schéma et ce circuit imprimé coïncident avec le schéma de principe, si vous trouvez un point douteux, si deux éléments ne correspondent pas, il peut y avoir une erreur, l'explication du fonctionnement devrait vous permettre de la retrouver. Cette règle est une règle générale, elle est valable pour tous les schémas, si votre montage ne fonctionne pas, vérifiez vos composants, certains circuits intégrés baptisés genre ceci ou cela sont parfois vendus alors qu'ils ne fonctionnent pas.

Les deux diodes électroluminescentes sont montées sur le circuit imprimé, comme ce dernier est tout petit, il pourra être monté directement sur la façade du tuner et maintenu par les deux diodes. Nous avons dessiné sur le plan

d'implantation l'intérieur des diodes LED. Cette configuration interne est visible à travers de la matière plastique, la cathode de la diode est toujours montée sur l'une des pattes de la diode, c'est un point de repère utile à connaître, l'autre patte est reliée à la pastille par l'intermédiaire d'un fil invisible.

Les essais se limitent à brancher le montage et à mettre à l'entrée un potentiomètre d'une dizaine de millier d'ohms. En déplaçant le curseur, les diodes devront s'allumer et s'éteindre, lorsque la tension d'entrée est positive, la diode D_2 est éteinte, D_1 allumée, lorsque la tension est négative, c'est le contraire, D_1 s'éteint et D_2 s'allume. L'alimentation a été prévue à partir de deux piles de 4,5 V, toute autre source de tension délivrant les mêmes tensions, jusqu'à 2 fois 6 V peut convenir. Pour des tensions de fonctionnement supérieures, il faut augmenter la valeur des résistances d'alimentation des diodes LED.

UTILISATION EN COMPAREUR DE TENSION

L'indicateur de zéro ou d'accord est en réalité un comparateur de tension. Pour cette première utilisation, la tension de référence est nulle. Dans un comparateur de tension, la tension de référence est située entre la tension

d'alimentation positive et la tension d'alimentation négative.

La figure 7 donne le principe de la réalisation de cette fonction. Cette fois, le pied du potentiomètre R_5, R_6 est maintenant relié à la prise médiane d'un potentiomètre de faible valeur ohmique. Ce potentiomètre permet de faire varier la tension de référence, pour que la tension de sortie soit nulle, il faut que la différence de tension entre les deux entrées le soit, ce que nous avons vu précédemment. Si on néglige les courants dans les résistances R_5 et R_6 , il faudra donc, pour que l'équilibre de l'éclairage des deux diodes soit atteint que la tension d'entrée soit égale à celle du curseur du potentiomètre. Cette particularité permet de réaliser un système de mesure de résistances, comme le suggère la figure 8. La résistance inconnue sera insérée entre les bornes X, R sera une résistance connue, à 1% ou mieux de préférence. Le potentiomètre sera étalonné en plaçant en « X » des résistances de précision. On pourra lire directement la valeur de la résistance inconnue si le potentiomètre est équipé d'un cadran. L'équilibre sera atteint lorsque l'intensité des diodes sera identique, il est bon de faire l'étalonnage du cadran en s'aidant de cet équilibre lumineux.

La figure 9 représente une variante de ce montage, cette fois, on utilisera une pile externe tandis que le curseur du potentiomètre est relié au

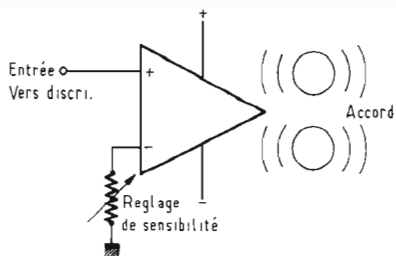


Fig. 10. - Montage de l'indicateur d'accord à la sortie du discriminateur d'un tuner.

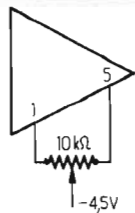


Fig. 11. - Schéma de principe de montage du potentiomètre de réglage de la tension de décalage d'entrée.

point milieu de l'alimentation.

La figure 10 indique comment brancher l'indicateur d'accord à la sortie du tuner, son entrée se branche comme un indicateur à zéro central, sans qu'il y ait besoin d'intercaler de résistance.

COMPENSATION DE LA TENSION DE DÉCALAGE

Nous n'avons pas beaucoup parlé de ce problème. Si vous désirez toutefois adopter ce dispositif, vous pouvez le faire, c'est simple : la figure 11 donne ce branchement, pour faire le zéro, on met l'entrée positive à la masse, on règle le potentiomètre pour que les deux diodes donnent le même éclat, on compensera ainsi à la fois la tension de décalage mais également la différence de rendement entre les deux diodes.

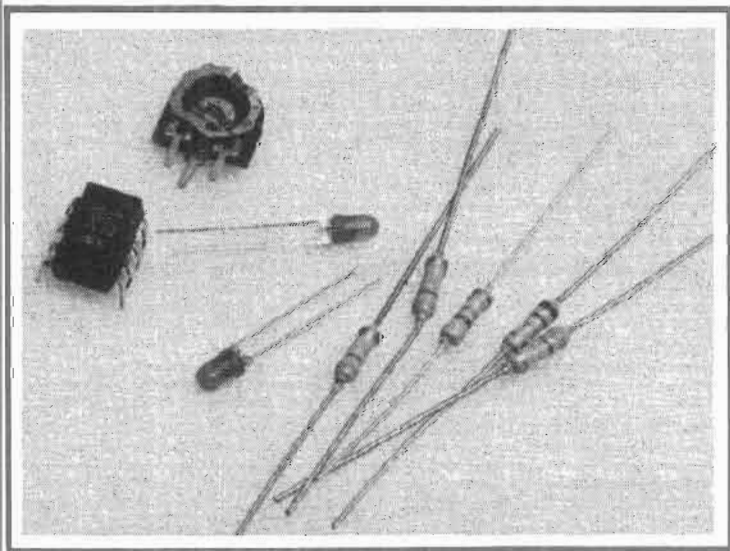
Ce montage est simple, vous l'avez constaté vous-même, il ne vous reste plus

qu'à vous procurer un circuit intégré (il faut mieux en prévoir un second, au cas où...) et à commencer les manipulations, ces dernières vous permettront de vous familiariser avec les amplificateurs opérationnels et aussi de trouver de nouvelles applications, équipez votre tuner FM, faites des ponts de mesure, etc., etc. et, pourquoi pas, à circuit intégré ?

E. LEMERY

LISTE DES COMPOSANTS

- R₁ et R₄, résistances 330 Ω
- R₂ et R₃, résistances 220 Ω
- R₅, résistance 100 kΩ
- R₆, résistance ajustable miniature 22 kΩ
- D₁, D₂, diodes électroluminescentes rouges identiques
- C₁, circuit intégré type μ A 741 ou TBA 221 B, boîtier plastique 8 pattes Fairchild : μ A 741 TC ; National : LM 741 CN8 ; Motorola : MC 1741 CP1 ; Siemens : TBA 221 B ; Texas Instruments : SN 72741 P ; Sescosem SFC 2741 DC.



INFCO PRODUCTIONS.

à RTL

on aime bien les micros Shure.

A RTL, les journalistes qui présentent le journal, en "direct", se sentent toujours en sécurité devant leur micro SHURE. Ils ont le ton juste, qui colle à l'information. Leurs voix passent bien. Avec les micros SHURE, les journalistes de RTL ont le punch et la décontraction "non-stop" de 5 heures trente à minuit... A RTL, on aime bien les micros SHURE.



DEMANDE DE DOCUMENTATION sur les micros SHURE à adresser à CINECO, 72 Chps-Elysées, 75008 PARIS

NOM _____
ADRESSE _____

HP 12

Importateur exclusif.
CINECO
72 Champs-Elysées - PARIS 8^e - 225.11.94

Le HV1A, nouveau casque KOSS à propagation directe, délivre l'intégralité des 10 OCTAVES AUDIBLES !



Voici pourquoi :

Ce que vous voyez c'est la nouvelle cellule KOSS DECILITE. Ce que vous ne voyez pas, ce sont les innovations techniques et les recherches des ingénieurs qui l'ont rendue possible, comme le développement d'un aimant céramique ultra-léger et la conception unique d'assemblage du diaphragme qui élimine entièrement la déformation des ondes sonores. Mais ce qui rend la nouvelle CELLULE DECILITE unique en son genre, c'est l'incroyable SON KOSS qu'elle délivre.

Pour la première fois, avec un casque ultra-léger, à écoute semi-perméable, vous entendez l'INTÉGRALITÉ DES 10 OCTAVES AUDIBLES.

Un tel son ne pouvait s'accompagner que d'une esthétique d'avant-garde : finition teck, chromes couleur champagne, ligne racée. Le HV1A existe en version avec régulateur de volume :



HV1/LC
Avec cellule Decilite
395 F



HV1A
Avec cellule Decilite
360 F

le HV1LC, modèle 75,
équipé des nouvelles
CELLULES DECILITE.

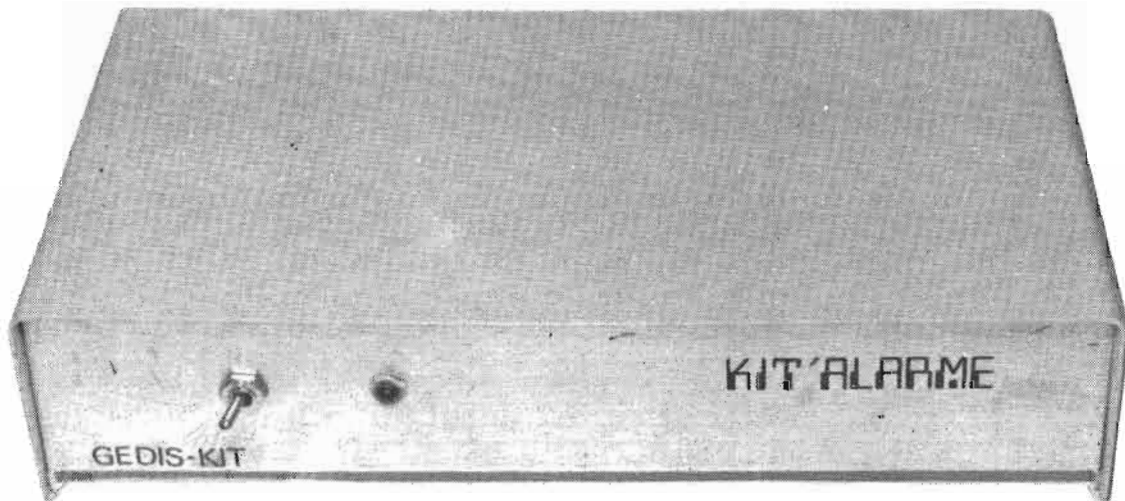
 **KOSS**

LES INVENTEURS DU CASQUE STÉRÉOPHONIQUE
KOSS s.a.r.l.
SOGARIS 124 - 94524 RUNGIS CEDEX -
677.04.56

Bon pour recevoir le catalogue complet de 24 pages
couleurs et liste revendeurs.

NOM _____
ADRESSE _____

ED KIT



l'alarme antivol GEDIS

DEPUIS la recrudescence de vol par effraction de ces derniers mois, nous avons reçu de nombreuses lettres de lecteurs désireux d'équiper leur appartement ou leur pavillon d'un dispositif efficace capable de faire rebrousser chemin à d'indésirables visiteurs.

L'alarme que nous décrivons ci-dessous répond pleinement à leurs demandes et a été réalisée sous forme de kit par la Société Gedis. C'est un dispositif à boucle série qui, convenablement installé aura un effet de dissuasion certain sur cette catégorie de malfaiteurs.

PRESENTATION

L'appareil terminé est contenu dans un petit coffret de 220 x 120 x 55 mm, facilement dissimulable dans une bibliothèque, meuble de rangement ou autre. L'alimentation est effectuée par trois piles de 4,5 V donnant d'après le constructeur de l'appareil, une autonomie de trois ans.

La mise en route s'effectue par un interrupteur situé sur la face avant à côté d'un voyant de mise sous tension qui permet également de se rendre compte de l'état des piles. Ce voyant s'éteint 30 secondes après la mise en fonctionnement par souci d'économie

d'énergie mais sans doute aussi par discrétion.

A l'arrière de l'appareil sont situées les bornes de raccordement des boucles de détection et du haut-parleur qui peut, pour la protection d'un pavillon isolé, être remplacé par un relais actionnant un klaxon.

FONCTIONNEMENT

L'appareil comporte deux entrées de détection indépendantes : la première, pour les fenêtres, déclenche immédiatement l'alarme dès l'ouverture de l'une d'elles.

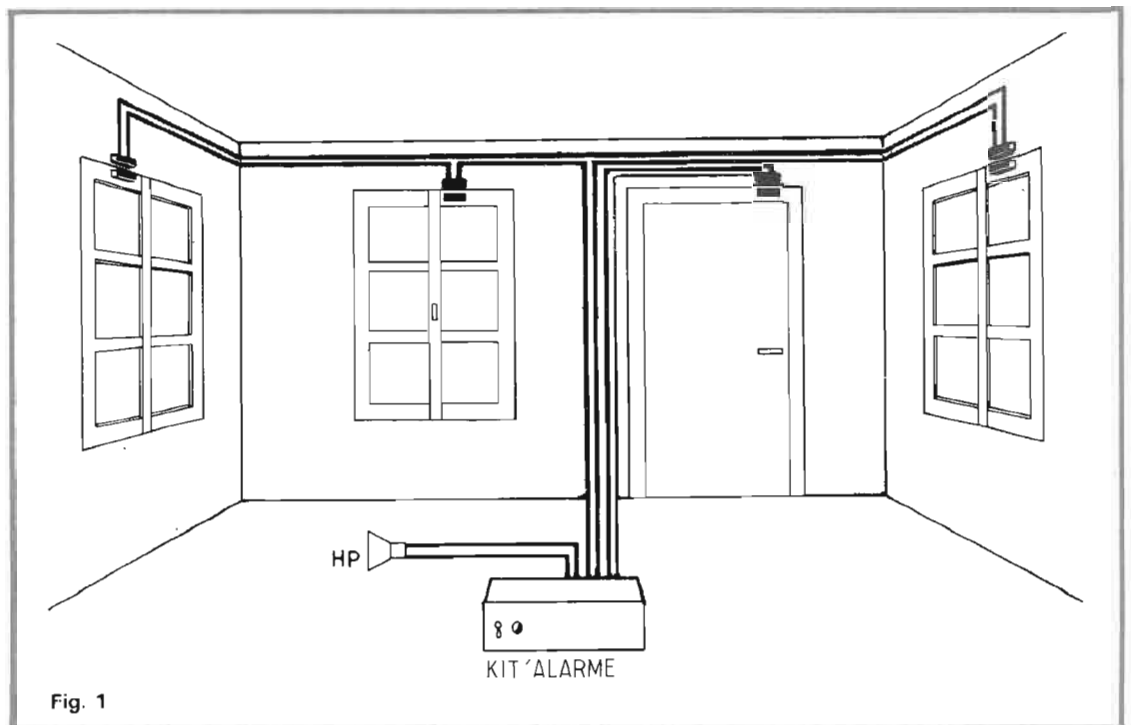


Fig. 1

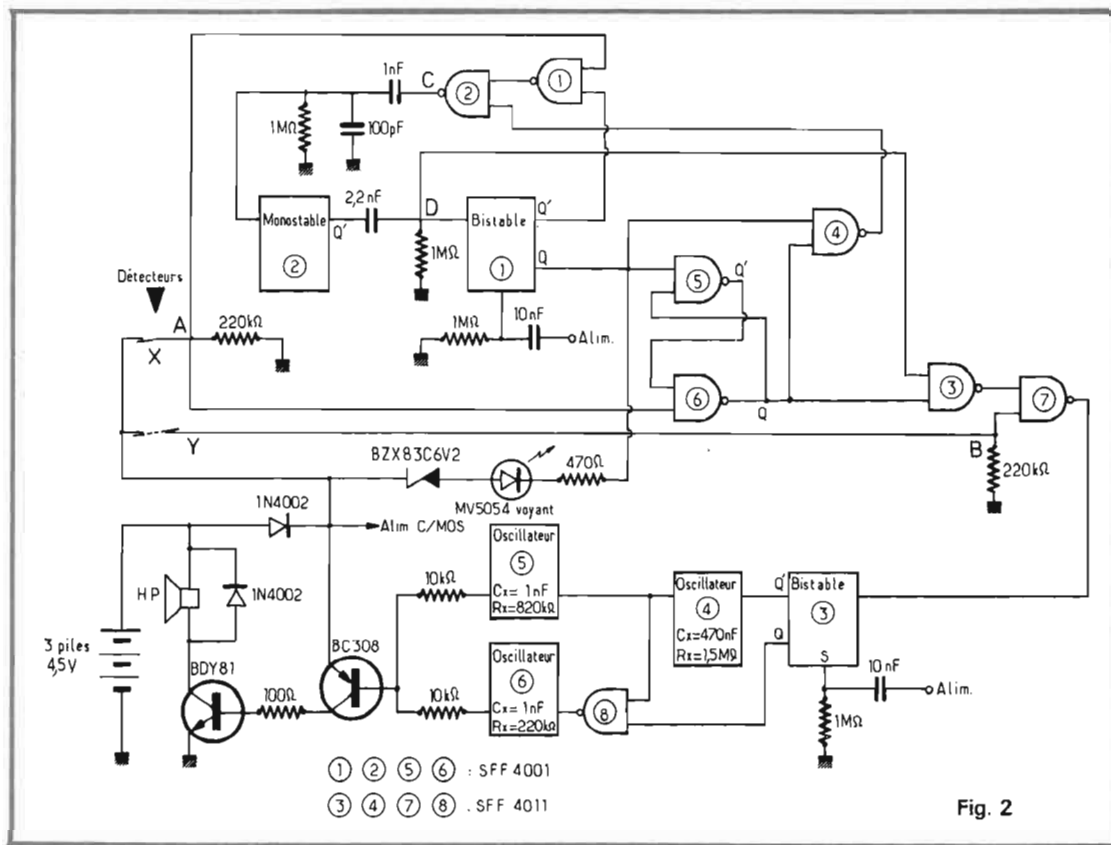


Fig. 2

La seconde, pour la ou les portes, permet par un système original de sortir de chez soi sans précipitation et peut être utilisé de deux façons.

Premièrement : l'appareil est mis sous tension juste au moment du départ et vous avez trente secondes pour sortir, pendant ce laps de temps, vous pouvez réouvrir et refermer la porte autant de fois que vous le voulez.

Deuxièmement : vous entrouvrez la porte avant de mettre l'appareil sous tension et alors vous disposez d'autant de temps que vous le désirez pour sortir vos bagages et jeter un dernier coup d'œil au compteur à gaz ou électrique ; l'alarme ne se déclenchera que si vous ouvrez votre porte dans un laps de temps supérieur aux trente secondes qui suivront la première fermeture de la porte.

A votre retour vous disposez également de trente secondes pour aller éteindre votre alarme, à partir du moment où la porte a été ouverte. Ce laps de temps dépassé, l'alarme sera déclenchée. Il faut donc connaître l'endroit où a été dissimulé l'appareil pour faire

cette opération en trente secondes.

Autre avantage du système à boucles fermées : de par son principe, toute coupure accidentelle ou volontaire de l'une des boucles déclenche l'alarme.

2. SCHEMA ELECTRIQUE

Pour la réalisation de l'ensemble de l'appareil, il a été fait appel uniquement à des circuits intégrés C/MOS. Outre leur grande fiabilité, ces circuits permettent d'obtenir une consommation extrêmement faible durant la phase de veille (une centaine de μA), donnant ainsi une autonomie de fonctionnement de 3 ans, soit le vieillissement normal d'une pile non utilisée !

Pour une meilleure compréhension du schéma (fig. 2), nous avons représenté les éléments bistables, monostables et oscillateurs par des rectangles ; leur schéma interne est donné figure 3.

Expliquons le fonctionne-

ment lorsque l'utilisateur a tout le temps voulu pour sortir :

a) On entrebaille la porte, ce qui revient à ouvrir le contact x,

b) On met en marche l'appareil, le point A est au zéro logique, la sortie Q' du bistable 1 est à « 1 » ainsi que la porte NAND 4, par conséquent, le point C est également au zéro logique.

D'autre part, le point D est à « 0 », par conséquent la sortie de la porte 3 sera à « 1 », quelque soit l'état de sa seconde entrée ; la porte 7 dont les deux entrées sont au niveau haut fera apparaître un état bas en sortie, le bistable 3 ne se déclenchant que sur un état haut ne basculera pas ; les oscillateurs 4, 5 et 6 ne seront pas validés et le haut-parleur restera muet (l'utilisateur a tout le temps pour sortir).

Supposons qu'une fenêtre soit ouverte, donc un contact y ; une des entrées de la porte 7 passe alors à « 0 », sa sortie passe au niveau « 1 » et déclenche donc le bistable 3, ses sorties passent à Q' = 0 et Q = 1 ; la sortie Q' actionne le multivibrateur 4 de fréquence

1 Hz environ. Ce multivibrateur va commander alternativement les oscillateurs 5 et 6, ces derniers commandant l'amplificateur de sortie.

On obtient ainsi une alternance des timbres attirant davantage l'attention ; de plus, les deux tonalités ont été choisies de façon à augmenter l'effet de dissuasion.

Remarquons que même si l'on referme la fenêtre, le son continue à se faire entendre, le bistable 3 ayant mémorisé l'information.

Revenons à notre porte d'entrée.

c) On quitte les lieux et l'on ferme la porte ; le point A passe à l'état haut, le point C également, le monostable 2 reçoit un pulse via le condensateur de 1 nF, par conséquent, il se déclenche ; sa sortie Q' passe au niveau 0. Le point D étant et restant au niveau zéro.

D'autre part, la sortie Q du bistable formé des portes NAND 5 et 6 passe au niveau logique « 0 », interdisant ainsi à toute information de « traverser » 3.

Le monostable étant réglé sur trente secondes, au bout de ce temps, sa sortie Q' repasse au niveau « 1 » ; cette impulsion, transformée en pulse (point D) par le condensateur de 2,2 nF, déclenche le bistable 1, par conséquent ses sorties deviennent Q' = 0 et Q = 1. L'état du bistable constitué de 5 et 6 restant inchangé, aucune information ne traversera la porte 3 et donc ne déclenchera l'alarme. Par contre, la sortie Q' (0) de 1 inhibe la porte 1, sa sortie restera donc au niveau haut. Quant à la porte 4 recevant « 0 » et « 1 » sur ses entrées, sa sortie sera au « 1 » et le point C sera donc au « 0 ».

Ces états resteront ainsi tant que la porte d'entrée sera fermée. Dès que l'on ouvre celle-ci (intrus ou propriétaire) les états suivants apparaissent :

— le point A repasse à « 0 ». La bascule constituée des portes 5 et 6 change d'état (rappelons que Q de 1 est cette fois-ci

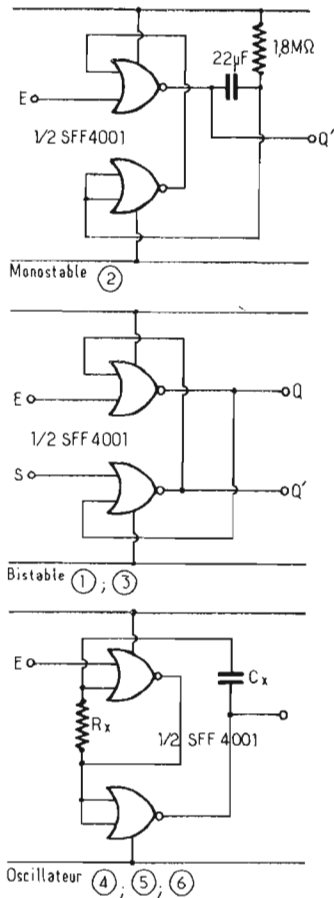


Fig. 3

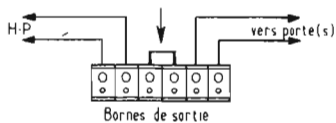


Fig. 5 a

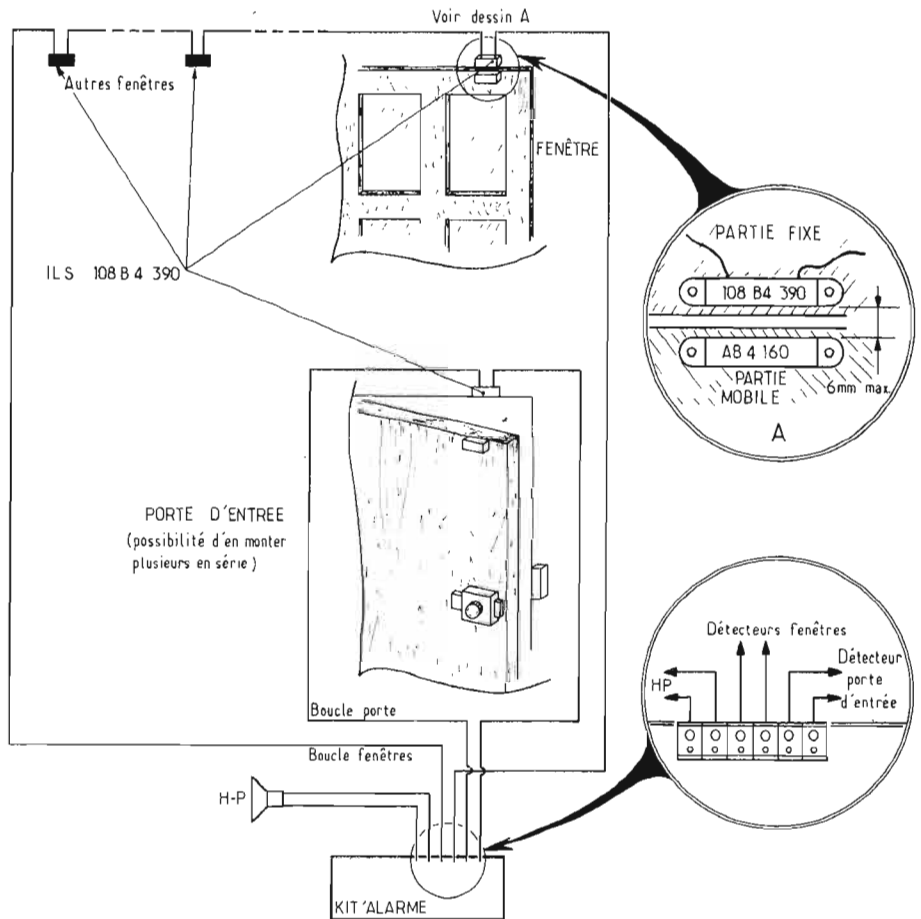


Fig. 4



Fig. 5 b



Brochage du relais VP2CAB12 Varley

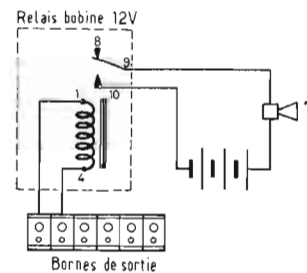


Fig. 5 c

à « 1 », par conséquent, sa sortie Q passe au niveau haut, validant la porte 3, la porte 4 ayant cette fois ses deux entrées au niveau haut passe à zéro, la porte 2 inversant cette information passe à « 1 » (point C); une impulsion va donc déclencher à nouveau le monostable 2; trente secondes plus tard, si l'appareil n'a pas été remis à l'arrêt entre temps (seul le propriétaire peut manœuvrer l'interrupteur), une impulsion apparaît au point C; celle-ci n'a aucune

action sur la bascule 1 (celle-là ayant déjà basculé); par contre, cette impulsion via 3 et 7 va faire basculer le bistable 3 et comme nous l'avons vu dans le cas de l'ouverture d'une fenêtre, l'alarme se déclenche (cas de l'intrus).

REMARQUE

Un voyant (diode électroluminescente) permet de s'assurer :

- du bon fonctionnement de l'appareil,
- de l'état des piles.

En effet, ce voyant s'allume dès la mise en marche de l'appareil et s'éteint automatiquement au bout d'un certain temps (lorsque le propriétaire a quitté les lieux) de façon à minimiser la consommation.

4. INSTALLATION

Les détecteurs utilisés (disposés sur les fenêtres et les portes) sont des ILS (Interrupteurs à Lame Souple).

Ces interrupteurs détectent des mouvements de faible amplitude et ont une très grande longévité de plus, ils sont totalement insensibles à toute pollution extérieure (poussière, humidité par exemple).

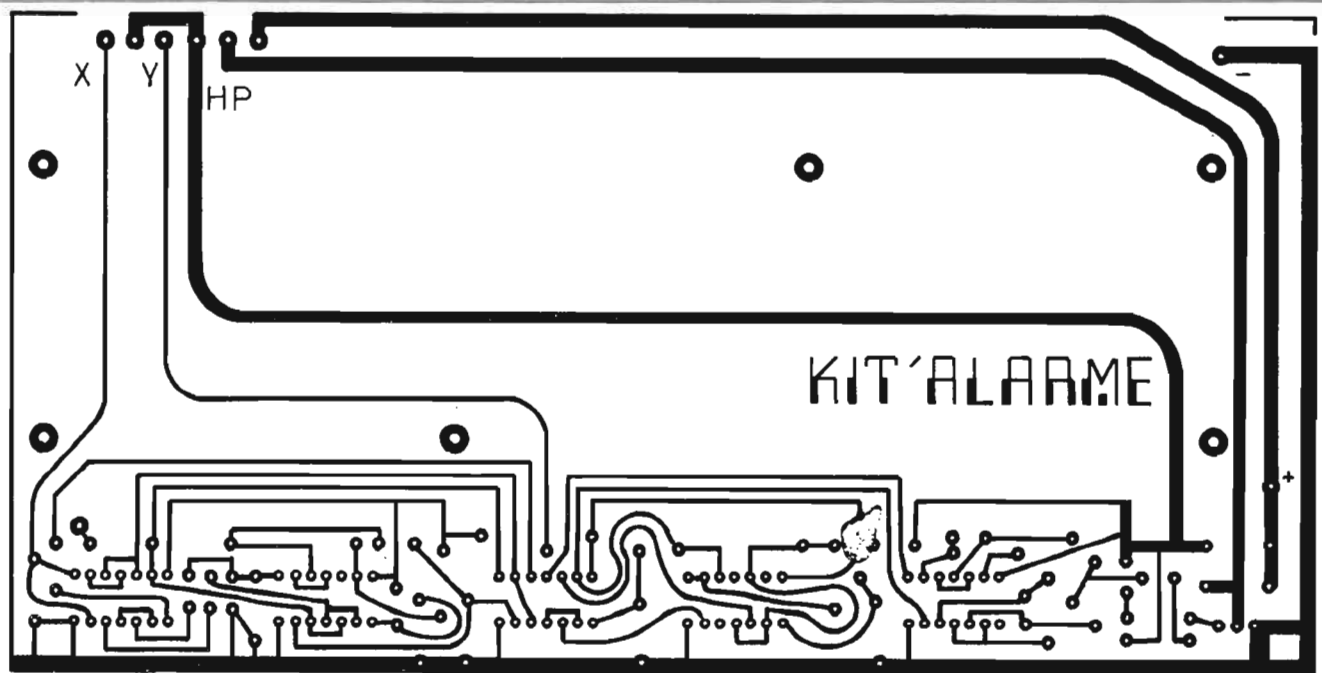


Fig. 6 a

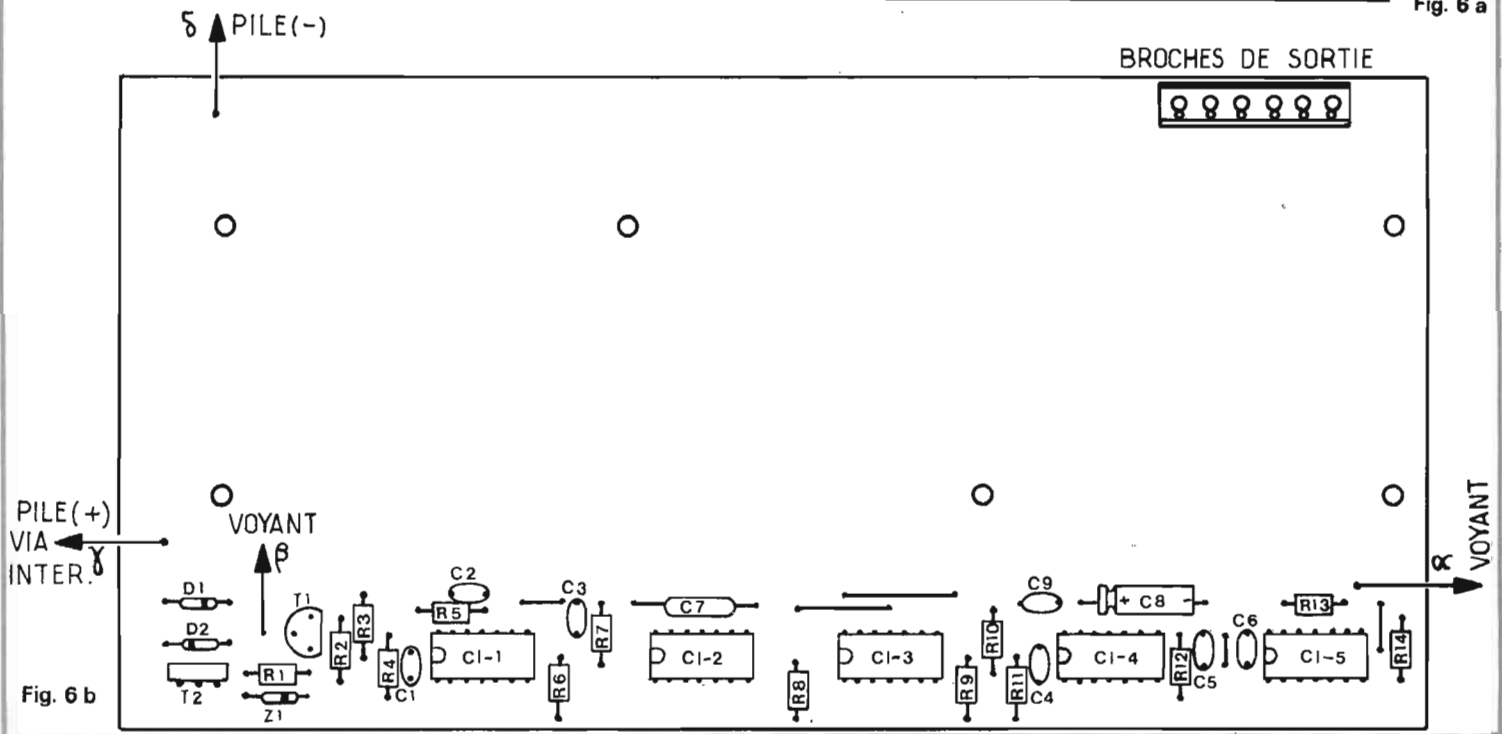


Fig. 6 b

— L'ILS, c'est-à-dire la partie avec fils, doit être monté sur la partie fixe de l'ouverture (« dormant »),
 — l'aimant doit être fixé sur la partie mobile de l'ouverture, en regard de l'ILS (orientation différente).

L'espace entre les deux éléments doit être inférieur à 6 mm (voir fig. 4).

Dans le cas où aucun détecteur de fenêtre n'est utilisé (appartement), strapper les deux bornes comme indiqué figure 5a.

EXTENSION

Si la puissance fournie par le haut-parleur est insuffisante, il est possible de remplacer ce dernier par un relais celui-ci commandant une sirène électro-mécanique plus puissante (avertisseur de voiture par exemple) ou une lampe, ou tout autre appareil (fig. 5b).

NOMENCLATURE DES ELEMENTS

D₁ = 1N4002
 D₂ = 1N4002
 Z₁ = BZX83 C 6V2
 T₁ = BC308A
 T₂ = BDY20A
 CI₁ à CI₅ = SFF 24001 AEV
 R₁ = 100 Ω
 R₂ = 10 kΩ
 R₃ = 10 kΩ
 R₄ = 820 kΩ
 R₅ = 220 kΩ
 R₆ = 1 MΩ
 R₇ = 1,5 MΩ

R₈ = 220 kΩ
 R₃ = 1 MΩ
 R₁₀ = 1,8 MΩ
 R₁₁ = 1 MΩ
 R₁₂ = 1 MΩ
 R₁₃ = 560 Ω
 R₁₄ = 220 kΩ
 C₁ = 1 nF
 C₂ = 1 nF
 C₃ = 10 nF
 C₄ = 10 nF
 C₅ = 100 pF
 C₆ = 1 nF
 C₇ = 470 nF
 C₈ = 22 μF
 C₉ = 2,2 nF

B.T.

réalisez...

un lève-bras électronique

système de commande du relevage du bras en fin de disque

DANS notre dernier numéro, nous vous avons décrit brièvement un système automatique de relevage du bras, fonctionnant en fin de disque, cette solution très simple ne nous a pas donné toute satisfaction, elle est simple, peut-être, mais sa mise au point est assez critique, ce qui nous a incité à revoir le problème et à vous proposer ici plusieurs solutions, quelques unes sont très simples. La dernière, la plus sophistiquée est de loin la plus efficace.

Les premiers systèmes sont optiques, le dernier est magnétique, les premiers sont un peu influencés par la lumière du jour, ce qui demande un certain nombre de précautions lors de la réalisation, le dernier lui est totalement insensible, son défaut essentiel étant son prix de revient et aussi peut-être une difficulté relative à trouver le circuit intégré et à réaliser le capteur, mais si vous vous donnez la peine de réaliser ce montage, vous serez, comme nous l'avons été, stupéfaits du résultat, stupéfait n'étant certainement pas une exagération. Le système fonctionne à merveille ; depuis son installation, plus besoin d'aller relever le bras lorsque par mégarde vous avez mis un disque avant de vous plonger dans votre bain...

Pour détecter la fin d'un disque, il est possible d'utiliser la modulation, lorsqu'il n'y a plus de modulation, c'est que

le disque est terminé, seulement, il y a entre chaque morceau un intervalle variable. Dans un disque de musique classique le bruit de fond du tourne-disque (à très basse fréquence) rejoint parfois le niveau des pianissimi si bien que cette détection s'avère pratiquement impossible. On pourrait mettre aussi un contact en fin de course, ce n'est pas recommandé car un contact exige une certaine force mécanique incompatible avec la souplesse des équipements mobiles contemporains. Donc solution rejetée, il nous faut donc utiliser une autre méthode. L'optique associée à l'électronique a souvent été mise à profit par de nombreux constructeurs, comme le bras se prolonge souvent sous la surface de la table de lecture, il est aisé de placer un ensemble de détection qui interviendra à la fin du disque, soit en captant la position du bras, soit encore en détectant l'augmentation de la vitesse de déplacement de ce dernier au cours des dernières spires du sillon. Cette détection peut aussi se faire magnétiquement, solution adoptée récemment par la firme Suisse Thorens. C'est encombrant, et nous ne voulons pas modifier outre mesure les bras des tourne-disques, ce sont des éléments fragiles. La seule modification que nous vous proposons ici est la pose d'un volet au bout d'un petit fil de cuivre qui permettra de régler sa position, donc de déterminer le

moment où le lève-bras doit remplir sa fonction. La figure 1 donne le mode de fixation du fil, une colle genre Araldite à prise rapide sera utilisée.

LES SOLUTIONS OPTIQUES

Diverses suggestions vous sont proposées ici, elles utilisent toutes des circuits intégrés dont la sortie est à collecteur ouvert, ce qui demande une explication. La figure 2

donne le schéma de sortie d'un tel circuit intégré, nous avons représenté deux étages de sortie de ce type, l'un étant celui de l'amplificateur de touch-control décrit dans notre dernier numéro. Ces deux circuits commandent une même charge, cette charge peut donc être commandée soit par le transistor de fin de course, soit par la touche, nous avons là réalisé la fonction logique OU, en logique dite câblée : le relevage du bras est commandé par une action digitale OU

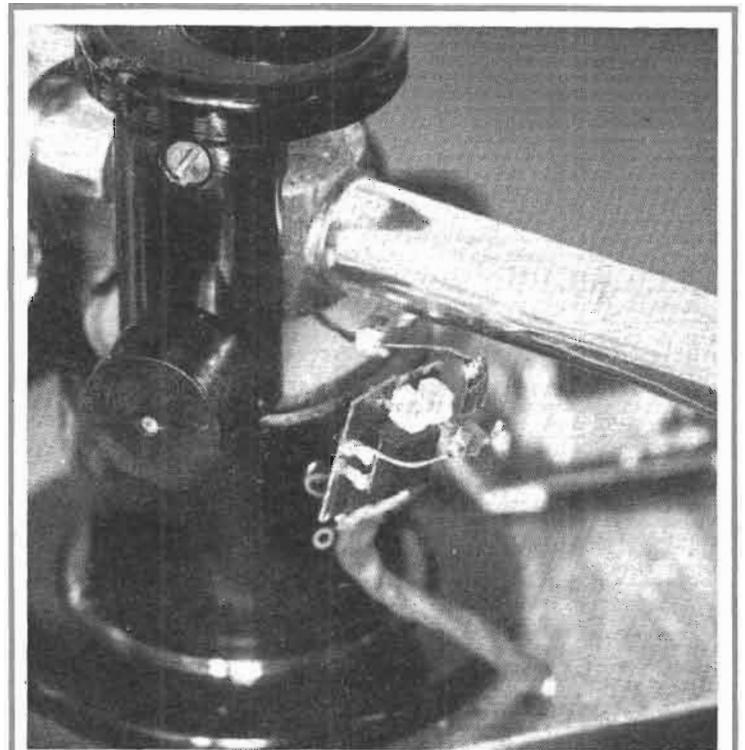


Photo 1. - Détecteur optique, on voit le volet, solidaire du bras, la souplesse du fil permet le réglage de la position d'arrêt. Ce montage, à deux photo-transistors utilise un circuit intégré TCA 345A.

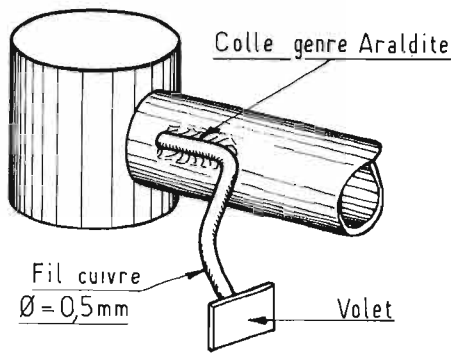


Fig. 1

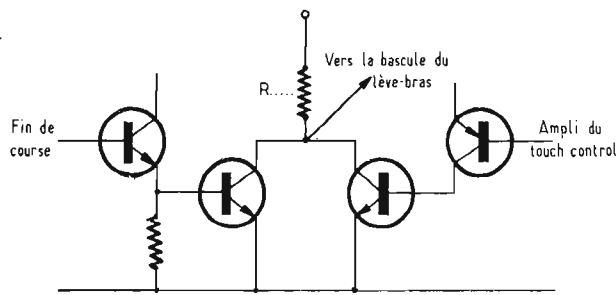


Fig. 2. - Principe de réalisation de la fonction OU câblée à partir de deux sorties en collecteur ouvert.

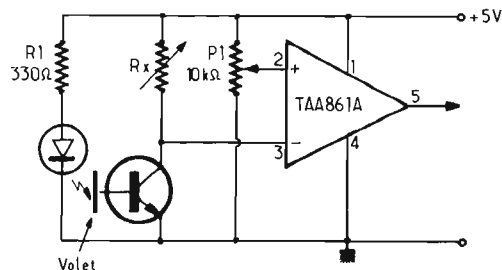


Fig. 3

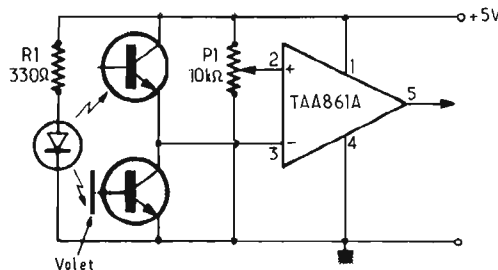


Fig. 4

automatiquement en fin de disque.

La première suggestion, figure 3 n'utilise qu'un seul photo-transistor. Il est placé devant une diode électroluminescente qui l'inonde de sa rouge, verte ou jaune clarté.

Pour limiter l'influence des lumières parasites, on placera devant le photo-détecteur un filtre de la couleur de la diode, ainsi, seule la partie rouge, verte ou jaune du spectre solaire perturbera le fonctionnement au lieu que ce soit l'ensemble du spectre. La meilleure protection sera offerte par le choix d'une diode LED Rouge (la moins chère et un filtre de même couleur. La résistance RX sera choisie de façon à ce que l'entrée 3 du circuit intégré soit portée à une tension avoisinant 1 V. Le potentiomètre P1 sera réglé au moment de la mise au point, il pourra être retouché si on constate une influence quelconque des lumières externes. Dans le cas d'un excès de lumière parasite, on constatera simplement une absence de fonctionnement de l'appareil, ce qui n'est pas très grave après tout. La

résistance placée en série avec la diode LED lui assure un courant d'alimentation d'environ 10 mA, il faut en effet que cette diode éclaire suffisamment pour que son éclat soit supérieur à celui des lumières externes.

Figure 4, nous avons représenté un montage différentiel, cette fois, on ne devrait pas avoir de phénomènes parasites, si les deux photo-transistors sont identiques, ce qui est difficile à réaliser, et si ils reçoivent la même lumière externe, vous n'aurez pas de problème. Le potentiomètre est là pour assurer un fonctionnement avec une différence d'intensité variable, on peut donc grâce à lui compenser une certaine dissymétrie. Pour améliorer le fonctionnement, on pourra remplacer les deux photo-transistors par un modèle différentiel, ou encore utiliser une photo-diode ou une photo-résistance différentielle. Dernière possibilité, on pourra aussi jouer sur la position de la diode LED pour laquelle on aura pris la précaution de laisser des fils d'une longueur suffisante.

La figure 5 représente le

plus simple des montages, il utilise un circuit TCA 345 A de Siemens, ce circuit intégré est un détecteur de seuil. Au lieu de nécessiter un potentiomètre de réglage, ce qui était le cas dans les deux circuits précédents, il existe un pont diviseur à l'intérieur du circuit, pont qui permet au circuit de se déclencher pour $U_1 = 0,67 U_{\text{alim}}$. le déclenchement sera donc parfaitement indépendant de la tension d'alimentation du circuit. Ce montage fonctionne correctement, à condition que le réglage soit bon, ce réglage se fait en ajustant la position relative de la diode électroluminescente et des photo-détecteurs, qui, là aussi peuvent être remplacés par d'autres modèles.

La figure 6 représente le circuit imprimé et l'implantation des composants, sur la figure 6b à droite de l'implantation, on montre comment

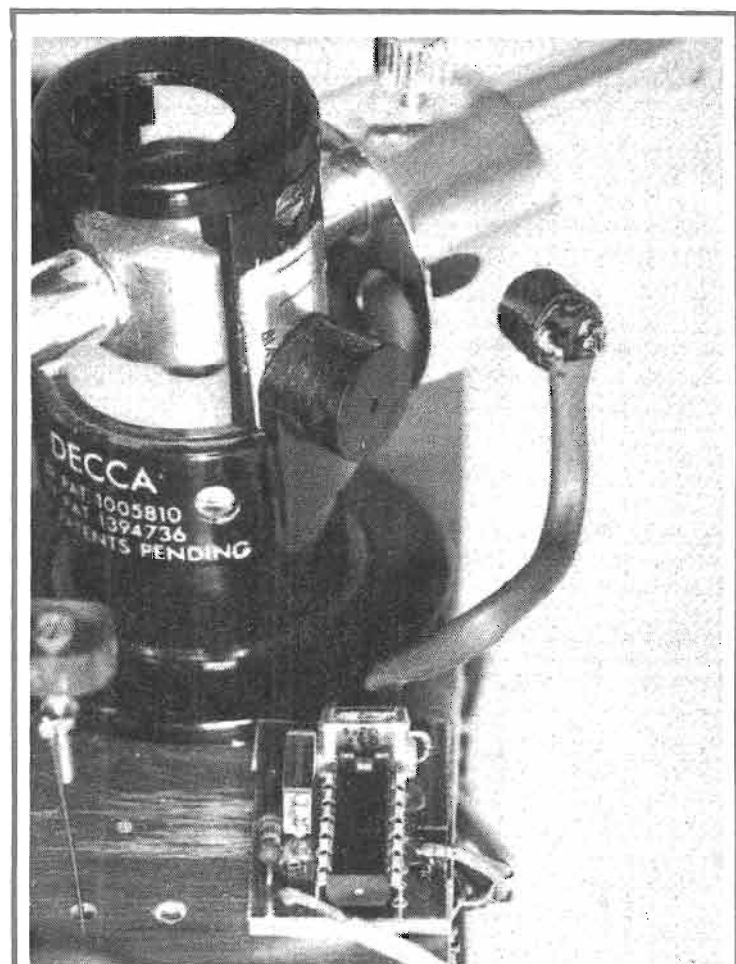


Photo 2. - Détecteur de proximité de type magnétique. Lorsque les contrepois s'approche de la self, le circuit intégré déclenche le relevage du bras.

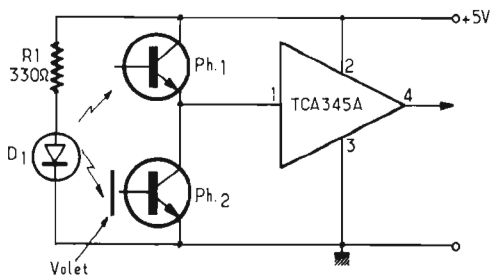


Fig. 5

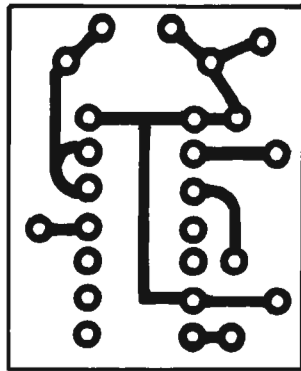


Fig. 6a. - Implantation et circuit imprimé.

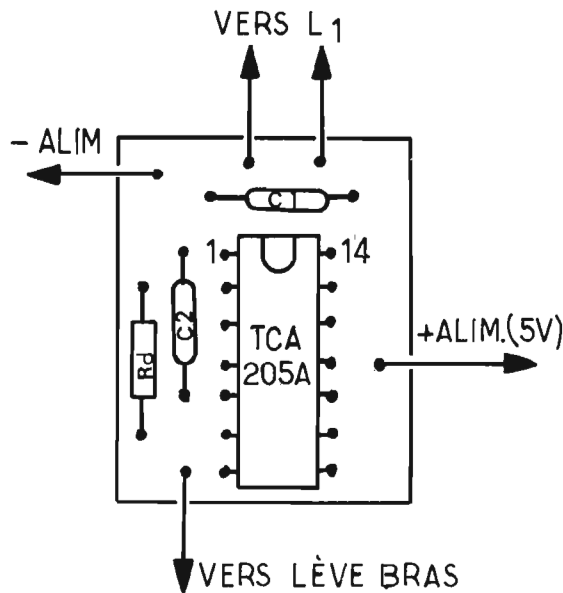


Fig. 6 a

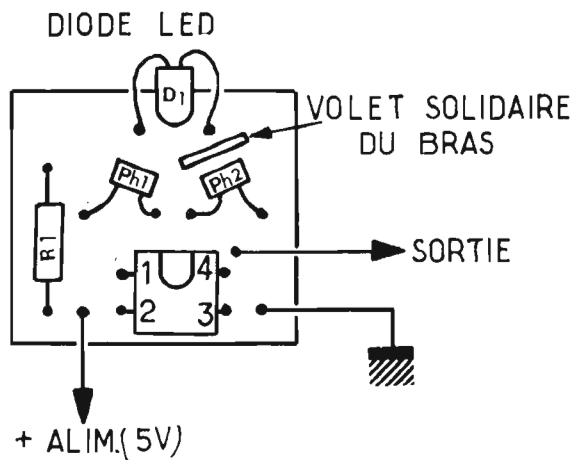


Fig. 6b. - Implantation du détecteur à Photo-transistor et trigger.

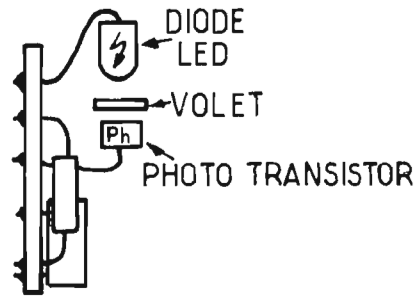


Fig. 6 b

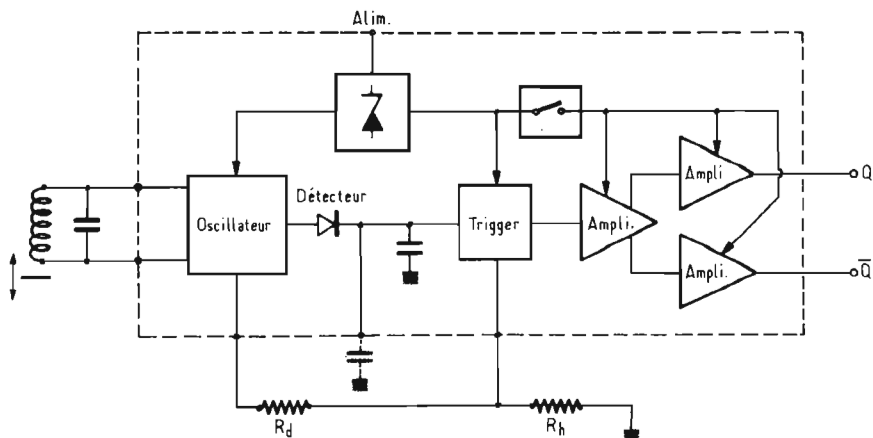


Fig. 7. - Synoptique du circuit intégré TCA 205A.

placer les deux photo-transistors et la diode LED par rapport au circuit imprimé afin que le passage du volet soit possible. Ce dispositif sera monté sur le tourne-disque suivant la configuration du support du bras. Trois fils de liaison sont nécessaires ; un pour le pôle positif de l'alimentation, le second pour la masse et le troisième pour la sortie, comme cette dernière se fait sous une impédance basse, il n'est pas nécessaire d'utiliser de fil blindé, ce qui est avantageux par rapport au dispositif, plus simple certes mais plus délicat, décrit dans notre précédent numéro.

DETECTION MAGNETIQUE

La lumière, c'est bien beau, mais, si elle exerce un attrait visuel elle offre un certain nombre d'inconvénients dus essentiellement à la position externe du capteur. La détection magnétique est beaucoup plus intéressante, plus de problème de parasite, la seule difficulté étant la réalisation d'un capteur efficace.

Le système de détection que nous vous proposons fait appel à un circuit intégré récent mis au point par Siemens. La configuration interne est représentée figure 7. Le principe du fonctionnement est le suivant : nous avons un oscillateur à circuit LC. Les oscillations sont permanentes, mais leur niveau dépend de l'amortissement du bobinage. Donc, si on approche un élément perturbateur, en l'occurrence un matériau magnétique assurant des pertes, le niveau des oscillations baissera et on pourra détecter facilement la diminution du niveau.

Le circuit intégré comprend un oscillateur, un détecteur, un trigger assurant une commutation franche, et deux sorties anti-valentes, l'une délivrant une information dont la phase est opposée à celle de l'autre. L'alimentation est

régulée, ce qui permet au circuit intégré de fonctionner dans une gamme de tension comprise entre 4,5 V et 27 V, sans modification de la distance de détection.

Il est en outre possible d'associer à ce montage deux éléments : ajustables, deux résistances qui permettent de régler l'une la distance de fonctionnement, l'autre l'hystérésis. Ce réglage est très précis, dans le cas du bras de lecture, il autorise une précision meilleure que le millimètre en bout de bras, précision assez étonnante.

La réalisation pose un seul problème, celui de la bobine de détection, nous avons effectué plusieurs essais, avec diverses bobines. Le fabricant conseille d'utiliser un pot en ferrite, ce n'est pas très pratique, nous avons pris des noyaux de ferrite de 3 mm de diamètre, de 10 de long, sur lesquels nous avons bobiné, sur une chignole à main une centaine de tours de fil de 0,2 mm de diamètre, suivant le type de ferrite, on obtiendra un fonctionnement à une fréquence donnée.

Le contrôle des oscillations peut se faire à l'aide d'un oscilloscope branché aux bornes de la self, on pourra également brancher une diode LED avec une résistance en série (courant 10 mA par exemple à la sortie du circuit, en approchant une masse métallique en bout du noyau, on verra l'état de la diode se modifier, si le montage ne fonctionne pas et si vous n'avez pas fait d'erreur, essayer un autre noyau, toutes les initiatives sont possibles, nous en avons fait l'expérience. Notre choix final s'est porté sur une poulie de ferrite d'origine japonaise qui devait servir de self de choc.

Le schéma pratique que nous avons adopté est celui de la figure 8. Nous avons omis d'introduire le système de réglage de distance et celui de l'hystérésis. Cette dernière commande sert en effet à régler la distance à partir de laquelle les sorties reprennent

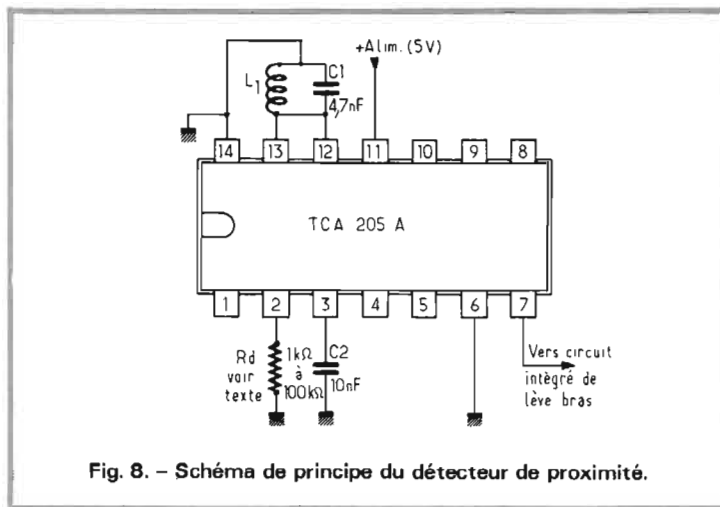


Fig. 8. - Schéma de principe du détecteur de proximité.

leur état initial, quand au réglage de la distance, connaissant notre bobine, nous pouvons remplacer la résistance ajustable par une résistance fixe dont la valeur dépendra du facteur de qualité propre de la bobine, il est donc bon d'essayer plusieurs valeurs en fonction par exemple de la position de votre capteur. Le réglage de la position du déclenchement se fera en modifiant manuellement la position du capteur. Ce circuit

intégré dispose, comme les autres prévus pour une commande optique, de sortie à collecteur ouvert permettant de réaliser cette fois encore la fonction OU câblée.

Notre photo montre comment a été installé ce dispositif sur le bras, la bobine est montée au bout d'un petit câble rigide (deux brins de fil rigide torsadés). Sa souplesse relative lui permet de voir sa position modifiée. Cette modification de position se fait en uti-

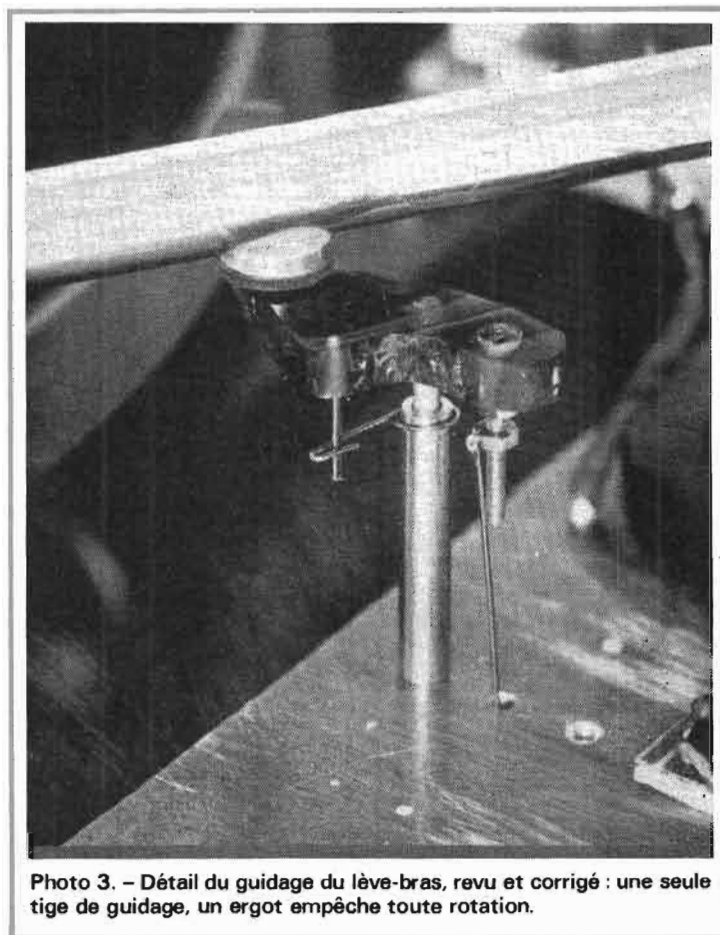


Photo 3. - Détail du guidage du lève-bras, revu et corrigé : une seule tige de guidage, un ergot empêche toute rotation.

lisant tout simplement un disque, si le déclenchement se fait un peu tôt, certains disques ont une gravure qui vient très près du centre, on reviendra sur le réglage initial, si vous préférez la souplesse du réglage électrique, vous remplacerez Rd par un ajustable de 100 000 Ohms.

Le condensateur C2 a une valeur de 10 nF, cette valeur est approximative, un condensateur de 5 ou de 22 nF font parfaitement l'affaire.

Nous avons fixé directement le circuit imprimé de détecteur sur le côté du tourne-disque, les composants en l'air, un petit capot serait évidemment le bienvenu. Cette fixation s'est faite à partir de Scotch double-face qui adhère donc sur ses deux faces, et est suffisamment épais pour bien isoler le circuit du châssis métallique. L'alimentation est commune avec celle du lève-bras, la consommation de ce circuit intégré est insignifiante, elle est de l'ordre de quelques milliampères.

CONCLUSION

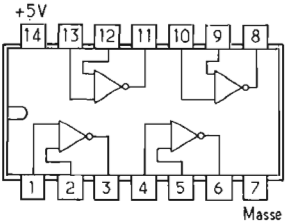
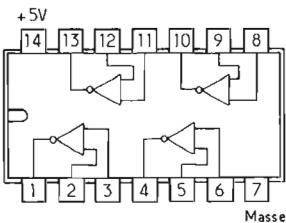
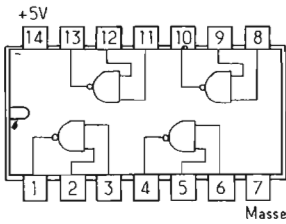
Que vous adoptiez le système photo-électrique ou le système magnétique, vous disposez maintenant d'un tourne-disque Hi-Fi avec un arrêt automatique et, ce qui est assez rare, avec des fonctions absolument indépendantes. De plus, vous n'aurez aucune contrainte, ou alors réellement très faible, à faire subir à la tête de lecture, vous pourrez lire en toute tranquillité avec une force d'appui de 0,5 gramme (si votre table de lecture est merveilleusement suspendue) sans que vous ayez à vous déranger pour éviter les agaçants toc... toc... toc des fins de disque, le jeu n'en vaut-il pas la chandelle ?

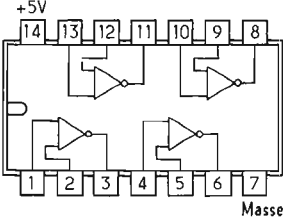
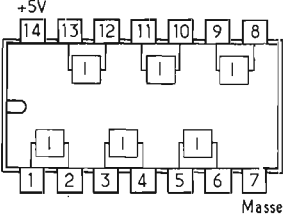
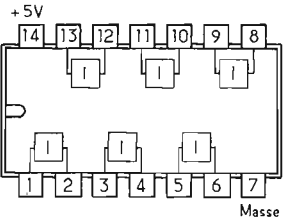
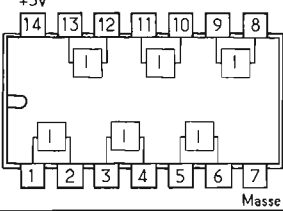
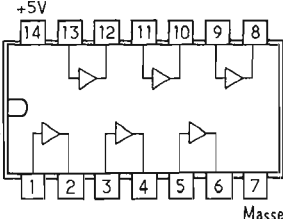
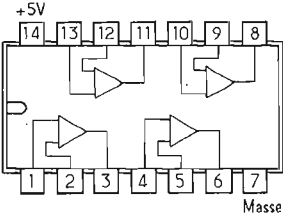
E. LEMERY

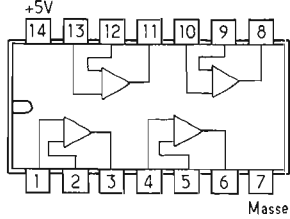
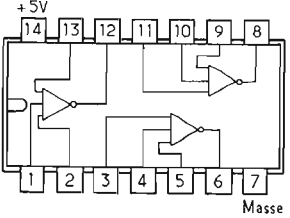
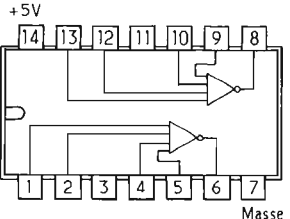
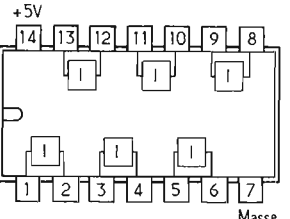
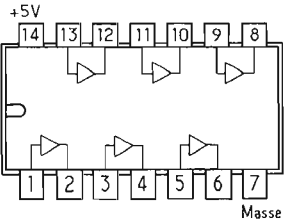
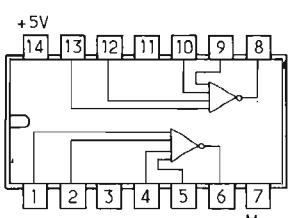
INITIATION

aux circuits intégrés logiques

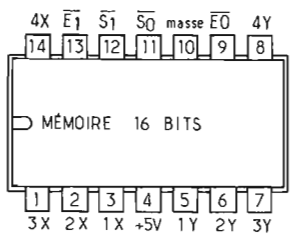
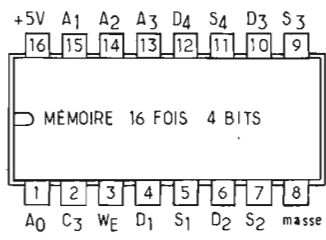
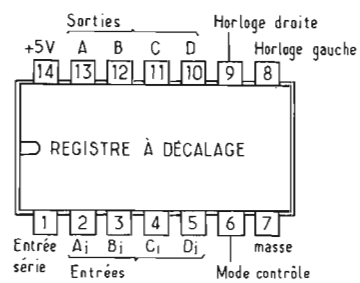
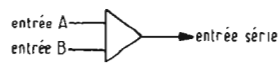
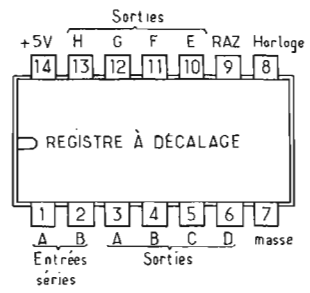
TABLEAU DES CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES PRINCIPAUX CIRCUITS INTÉGRÉS LOGIQUES TTL

A - PORTES SIMPLES					
No	Types	Type de sortie (1)	sortance (2)	Consom. (mA) (3)	Brochages
SFC 400 ZN 7400 MIC 5400 J MIC 7400 J MC 5400 MC 7400 SN 5400 SN 7400 DM 5400 DM 7400 FJH 131 FJH 132 FJH 136 FLH 101 NE 8880 A	Quadruples portes NAND à 2 entrées	TP	10	12 mA	
SFC 401 SN 5401 SN 7401 V6A 5401 51X ZN 7400 MIC 5401 MIC 7401 MC 5401 MC 7401 FLH 201 FLH 205 NE 8481	Quadruples portes NAND à 2 entrées	C.O.	5,5 V 16 mA	12 mA	
SFC 402 SN 5402 SN 7402 TG 5402 FLH 191 FLH 195 MC 5402 MC 7402 MIC 5402 MIC 7402 V6A 5402 51X DM 8002	Quadruples portes NOR	TP	10	14 mA	

N°	Types	Type de sortie (1)	sortance (2)	Consom. (mA) (3)	Brochages
SFC 403 V6A 5403 51X SN 5403 SN 7403 FLH 291 S 5403 DM 8003	Quadruples portes NAND à 2 entrées	C.O.	5,5 V 16 mA	12 mA	
SFC 404 C6A 5404 51X ZN 7404 MIC 5404 MIC 7404 SN 5404 SN 7404 DM 5404 DM 7404 FJH 241 FLH 211 TH 7404 DM 8004	Sextuples inverseurs	TP	10	18 mA	
SFC 405 V6A 5405 51X ZN 7405 MIC 5405 MIC 7405 SN 5405 SN 7405 MC 5405 DM 5405 FJH 251 FLH 275 N 7405 A US 5405 V6A 7405 59X	Sextuples inverseurs	C.O.	5,5 V 16 mA	18 mA	
SFC 406 MIC 5406 MIC 7406 N 7406 S 5406 SN 5406 SN 7406	Sextuples inverseurs de puissance	C.O.	30 V 30 mA	30 mA	
SFC 407 MIC 5407 MIC 7407 N 7407 S 7407 US 5407 SN 5407 SN 7407	Sextuples opérateurs de puissance (l'état de la sortie est égal à celui de l'entrée)	C.O.	30 V 30 mA	29 mA	
SFC 408 V6A 7408 59X DM 5408 DM 7408 N 7408 S 7408 US 5408 SN 5408 SN 7408	Quadruples portes ET à 2 entrées	TP	10	18 mA	

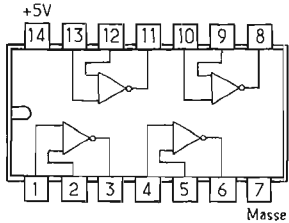
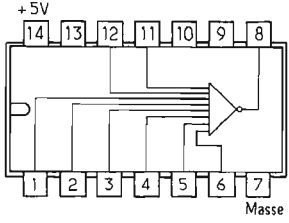
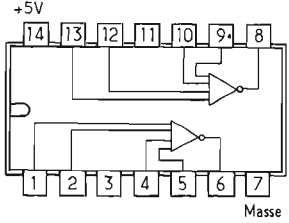
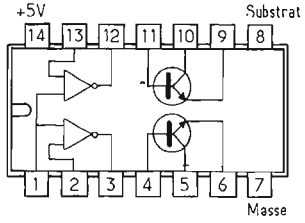
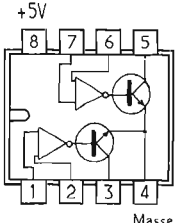
N°	Types	Type de sortie (1)	sortance (2)	Consom. (mA) (3)	Brochages
SFC 409 DM 5409 DM 7408 N 7409 S 7409 US 5409 SN 5408 SN 7409	Quadruples portes ET à 2 entrées	C.O.	5,5 V 16 mA	18 mA	
SFC 410 V6A 5410 51X V6A 7410 59X ZN 7410 MIC 5410 MC 5410 DM 5410 FJH 121 FJH 126 FLH 115 et 111 N 7410 SE 8870 SN 5410	Triples portes NAND à 3 entrées	TP	10	9 mA	
SFC 413 MIC 5413 DM 5413 FLH 351 FLH 355 SN 5413 SN 7413	Doubles Triggers de Schmitt à 4 entrées (sortie : A.B.C.D)	TP	10	20 mA	
SFC 416 MIC 5416 FLH 275 N 7416 SN 5416 SN 7416	Sextuples inverseurs de puissance	C.O.	15 V 30 mA	30 mA	
SFC 417 MIC 5417 MIC 7417 N 7417 S 5417	Sextuples opérateurs de puissance	C.O.	15 V 30 mA	29 mA	
SFC 420 V6A 5420 51X V6A 7420 59X ZN 7420 MIC 5420 DM 5420 FJH 111-112 FJH 116 FLH 121 FLH 125 SN 5420 N 8816	Doubles portes NAND à 4 entrées	TP	10	6 mA	

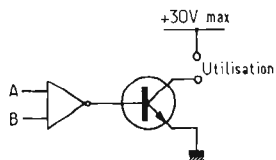
MÉMOIRES - REGISTRES

N°	Types	Type de sortie	sortance	Courant par boîtier	Brochages
SFC 481 MIC 5481 MIC 7481 SN 7481 TM 5481 TM 7481	Mémoires vives 16 bits 1X-2X-3X-4X : } adressage 1Y-2Y-3Y-4Y : } du bit selon une matrice de 4X4 4Y : adressage du bit selon une matrice de 4X4 E0 entrée d'un zéro dans la mémoire adressée E1 entrée d'un 1 dans la mémoire adressée S1S0 sorties. La sortie correspondant au contenu de la mémoire passe au niveau bas.	C.O.	6 V 20 ou 40 mA	55 mA	
SFC 489 MIC 7489 DM 7489 N 7489 S 5489 SN 7489	Mémoires vives 64 bits. (16 mots de 4 bits chacun) A ₀ A ₁ A ₂ A ₃ : entrées adresses D ₁ D ₂ D ₃ D ₄ : entrées des données S ₁ S ₂ S ₃ S ₄ : sorties mémoires C _s : sélection boîtier WE : mode écriture ou lecture (Les sorties sont l'inverse des données mises en mémoire).	C.O.		80 mA	
SFC 495 MIC 5495 MC 5495 DM 5495 SN 5495 SN 7495 DM 8580 FLJ 191 FLJ 195 TR 7495	Registre à décalage droite et gauche 4 bits et chargement parallèle	TP	10	50 mA	
SFC 4164 DM 8570 SN 74164	Registre à décalage : entrée série, sortie parallèle 8 bits (l'entrée série se fait sur une porte ET de manière à assurer une validation de l'information). 	TP	5	40 mA	

B - BASCULES

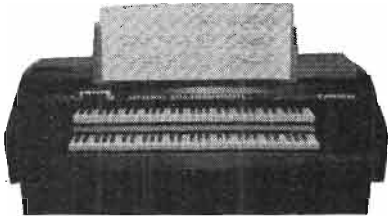
No	Types	Type de sortie (1)	sortance (2)	Consom. (mA) (3)	Brochages
SFC 472 ZN 7472 MIC 7472 FJJ 111 FJJ 116 FLJ 111 FLJ 115 SN 6472 SN 7472	Bascule JK $J = J_1 \cdot J_2 \cdot J_3$ $K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3$	TP	10	10 mA	
SFC 473 ZN 7473 MIC 7473 FJJ 121 FJJ 126 FLJ 121 FLJ 125 SN 6473 SN 7473	Doubles bascules JK	TP	10	20 mA	
SFC 474 V6A 5474 51X V6A 7474 59X ZN 7474 MIC 7474 FJJ 131 FJJ 136 FLJ 141 FLJ 145 SN 5474 SN 7474	Doubles bascules D L'information présente sur l'entrée D est transférée sur les sorties au front montant de l'horloge.	TP	10	17 mA	
SFC 475 ZN 7475 MIC 7475 FJJ 181 FLJ 151 FLJ 155 SN 5475 SN 7475	Quadruples bascules D <p>La sortie Q suit l'information présente en D tant que l'horloge est haute. Quand l'horloge passe au niveau bas, l'information présente en D au moment de la transition, est maintenue jusqu'à ce que l'horloge redevienne haute.</p>	TP	10	32 mA	
SFC 476 V6A 5476 51X V6A 7476 59X ZN 7476 MIC 7476 FJJ 191 FJJ 196 FLJ 131 SN 5476 SN 7476	Doubles bascules JK (1S et 2S entrée de mise à 1) (1R et 2R entrée de mise à zéro)	TP	10	20 mA	

No	Types	Type de sortie (1)	sortance (2)	Consom. (mA) (3)	Brochages
SFC 426 MIC 5426 MIC 7426 DM 7426 FLH 291 FLH 295 N 7426 S 5426	Quadruples portes NAND à 2 entrées	C.O.	15 V 16 mA	11 mA	
SFC 430 V6A 5430 51X V6A 7430 59X ZN 7430 MC 5430 DM 5430 FJH 102 FJH 106 FLH 131 FLH 135 SN 5430 SN 7430	NAND à 8 entrées	TP	10	3 mA	
SFC 440 V6A 5440 51X V6A 7440 59X ZN 7440 MC 5440 DM 5440 FJH 141 FJH 142 FJH 146 FLH 145 SN 5440 SN 7440	Doubles portes NAND de puissance à 4 entrées	TP	30	17 mA	
SFC 5450 DM 75450 SN 75450	Doubles interfaces à 2 entrées Le circuit comprend deux portes NAND de la série SFC 400 et deux transistors non connectés de type NPN fort courant et à tenue en tension élevée.	TP + C.O.	10 30 V 300 mA		
SFC 5451 DM 75451 SN 75451	Doubles interfaces à 2 entrées Le circuit comprend deux portes NAND de la série SFC 400 commandant deux transistors NPN fort courant et à tenue en tension élevée.	C.O.	30 V 300 mA		

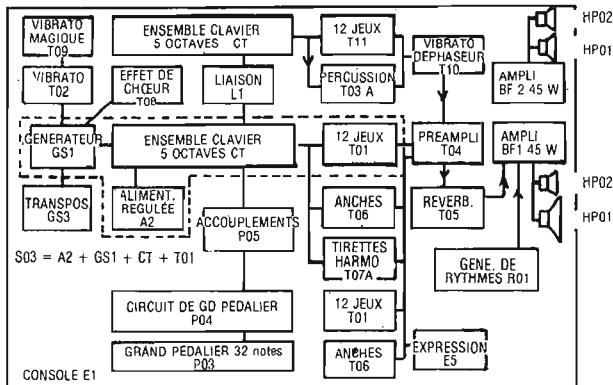


No	Types	Type de sortie (1)	sourtance (2)	Courant par boîtier	Brochages															
SFC 4165 DM 8590 SN 74165	Registre à décalage : entrée parallèle, sortie série 8 bits	TP	10	46 mA																
SFC 4198 SN 74198 SN 84198	Registre à décalage 8 bits parallèle/série décalage gauche/droite A - B - C - D - E - F - G - H entrées paral. QA - QB - QC - QD... QH sorties. S ₁ et S ₀ : mode contrôle.	TP	10	72 mA																
	<table border="1"> <thead> <tr> <th>S₁</th> <th>S₀</th> <th>Mode Contrôle</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>bas</td> <td>bas</td> <td>inhibition horloge</td> </tr> <tr> <td>bas</td> <td>haut</td> <td>décalage droite</td> </tr> <tr> <td>haut</td> <td>bas</td> <td>décalage gauche</td> </tr> <tr> <td>haut</td> <td>haut</td> <td>chargement paral.</td> </tr> </tbody> </table>	S ₁	S ₀	Mode Contrôle	bas	bas	inhibition horloge	bas	haut	décalage droite	haut	bas	décalage gauche	haut	haut	chargement paral.				
S ₁	S ₀	Mode Contrôle																		
bas	bas	inhibition horloge																		
bas	haut	décalage droite																		
haut	bas	décalage gauche																		
haut	haut	chargement paral.																		

avec les ENSEMBLES MODULAIRES **KITORGAN**
vous pouvez monter **progressivement** le plus complet des orgues électroniques



Haute qualité sonore, due aux procédés **ARMEL**.
Technique d'avant-garde toujours à la pointe du progrès : générateurs à synthétiseur d'octave, circuits intégrés MOS.
Economie importante par la livraison en KITS, en vente directe, sans intermédiaire.
Instruments utilisables aussi bien en classique qu'en variétés.



Constitution d'un grand-orgue à 2 claviers et grand pédalier.

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

BON POUR UNE BROCHURE
à adresser à :

SA ARMEL
BP 14 - 95220 HERBLAY

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

NOM :
Profession :
Adresse :
.....
Signature :

HP DEC 75 B

DISTORSIOMÈTRE *LEA* TYPE E.H.D. 35



Accord du distorsiomètre de 20 Hz à 20 KHz.
Millivoltmètre 0,1 V, 100 KHz.

FACILITÉ D'UTILISATION

Accord semi-automatique.
Un seul bouton pour l'accord.

QUALITÉ PROFESSIONNELLE

Étudié pour une utilisation continue.

RENTABILITÉ

Un appareil à accord semi-automatique
pour un prix raisonnable.



5, RUE JULES PARENT
92500 RUEIL - FRANCE
TELEPHONE : 967-27-84
Telex : 691319 F (LABELAC)

C - DÉCODEURS MULTIPLEXEURS

N°	Types	Type de sortie (1)	sortance (2)	Courant d'alimentat.	Brochages
SFC 441 V6B 7441 59X V6B 9315 59X ZN 7441 MIC 7441 MC 7441 DM 7441 FJL 101 FLL 101 N 7441 SN 7441	Décodeur BCD \rightarrow décimal (pour commande de tube nixie)			15 mA	
SFC 442 MIC 7442 MC 5442 MC 7442 DM 5442 N 7442 SN 5442 SN 7442	Décodeur décimal	TP	10	28	
SFC 447	Décodeur décimal pour commande d'affichage 7 segments	C.O.			
SFC 4150 SN 64150 SN 84150	Sélecteurs de données/multiplexeur. E ₀ - E ₁ - E ₂ ... E ₁₅ entrées des données A B C D sélection des données	TP	10	40 mA	
SFC 4151 MIC 54151 SN 54151 SN 74151	Multiplexeur/sélecteur de données 8 bits D ₀ - D ₁ - D ₂ ... D ₇ entrées des données A B C : sélection des données	TP	10	29 mA	

N°	Types	Type de sortie (1)	sortance (2)	Courant d'alimentat.	Brochages
SFC 4153 DM 54153 SN 54153 SN 74153	Doubles sélecteurs de données/ multiplexeur de 4 voies vers 1 1G - 2G : échantillonnage A - B : sélection des données	TP	10	36 mA	
SFC 4154 DM 54154 SN 54154 SN 74154	Décodeur/démultiplexeur de 4 voies vers 16 1G - 2G : validation	TP	10	34 mA	
SFC 4155 DM 54155 SN 54155 SN 74155	Doubles démultiplexeurs/ décodeurs de 2 voies vers 4	TP	10	25 mA	
SFC 4156 DM 54156 SN 54156 SN 74156	Doubles démultiplexeurs/ décodeurs de 2 voies vers 4	C.O.	5 V 16 mA	25 mA	

D - CIRCUITS ARITHMÉTIQUES

N°	Types	Type de sortie (1)	sortance (2)	Consom. (mA) (3)	Brochages
SFC 483 MIC 7483 MC 5483 MC 7483 DM 5483 DM 7483 FJH 211 FLH 241 FLH 245 SN 6483 SN 8483	Additionneurs 4 bits $A_1 A_2 A_3 A_4$: nombre A $B_1 B_2 B_3 B_4$: Nombre B $\Sigma_1 \Sigma_2 \Sigma_3 \Sigma_4$: Sommes A+B C_0 retenue précédente C_4 retenue suivante	TP	10	58 mA	
SFC 486 MIC 7486 DM 5486 DM 7486 FJH 271 FLH 341 FLH 345 SN 6486 SN 8486	Quadruples portes OU exclusifs	TP	10	30 mA	

E - COMPTEURS

No	Types	Type de sortie (1)	sortance (2)	Consom. (mA) (3)	Brochages
SFC 490 MIC 7490 MC 5490 MC 7490 DM 7490 DM 8530 FJJ 141 FLJ 161 FLJ 165 SN 5490 SN 7490	Compteur décimal	TP	10	32 mA	
SFC 492 MIC 7492 MC 5492 MC 7492 DM 7492 DM8532 FJJ 251 FLJ 171 FLJ 175 SN5492 SN 7492	Compteur diviseur par 12	TP	10	31 mA	
SFC 493 MIC 7493 MC 5493 MC 7493 DM 7493 DM 8533 FJJ 211 FLJ 181 FLJ 185 SN 5493 SN 7493	Compteurs binaires 4 bits	TP	10	32 mA	
SFC 4192 MIC 54192 MIC 74192 FLJ 241 FLJ 245 SN 54192 SN 74192	Compteur-décompteur décimal prépositionnable Ai - Bi - Ci - Di : entrées de prépositionnement	TP	10	65 mA	
SFC 4193 MIC 54193 MIC 74193 FLJ 251 FLJ 255 SN 54193 SN 74193	Compteur-décompteur binaire prépositionnable	TP	10	65 mA	

(1) sortie TP: Totempole CO: collecteur ouvert
 (2) Sortance: nombre d'entrées qui peuvent être connectées à la sortie du circuit
 (3) Consommation: consommation totale du circuit intégré

Utilisation pratique d'un oscilloscope

mesures sur sous-ensembles

GÉNÉRALITÉS

L'OSCILLOSCOPE s'utilise partout et dans - presque! - toutes les circonstances... Aussi intituler un dossier « Mesures sur sous-ensembles » constitue une véritable gageure!

Nous trouverons donc ci-après quelques exemples d'emplois particulièrement originaux répartis dans toutes les disciplines. Nous nous sommes cantonnés, toutefois, dans les emplois d'appareils courants tels que mono-trace (genre HM 312 Hameg) bi-courbe ordinaire (type HM 512), traceur « XY » (type HM 412) ou muni d'une ligne à retard (type HM 712).

Dans certains cas, un oscilloscope à deux voies est insuffisant et plusieurs traces s'avèrent nécessaires... Acheter alors un appareil multi-voies devient pratiquement impossible par suite des prix de vente élevés pratiqués dans cette spécialité.

Or, le technicien a une ressource élégante : l'emploi d'un commutateur électronique. Avec deux équipements de ce genre (exemple : le modèle Hameg HZ 36) on transforme un oscilloscope bi-courbe en appareil 4 voies verticales ! et ainsi de suite, etc.

On est, toutefois, vite limité dans la multiplication des voies verticales par suite de la baisse considérable de luminosité que cela entraîne.

CONTRÔLE D'UN AMPLIFICATEUR MAGNÉTIQUE

Nous avons, au cours d'un précédent article, indiqué comment relever un cycle d'hystérésis de transformateur. Or, ceux-ci sont parfois réalisés de telle sorte qu'ils constituent un « **amplificateur magnétique** », système employé pour sa capacité de commande en puissance.

Le contrôle consiste, ici, à relever la forme du courant alternatif redressé, commandé par le courant continu saturant plus ou moins le primaire, ainsi qu'à mesurer l'angle de retard à l'apparition du courant (fig. 1).

Pour ce faire, on conseille l'emploi d'un oscilloscope bicourbe ou celui d'un commutateur électronique, l'alternance tronquée est vue sur une trace tandis que l'autre reçoit un signal provenant d'un déphaseur à résistance capacité.

En premier lieu, on place l'alternance de mesure « ab » au début x_0 du courant tronqué ; on lit alors le déphasage affiché par le phasemètre. Puis, déplaçant l'alternance « ab » à la fin « x_f » de l'autre signal, et ce, au moyen du déphaseur « RC », on lit l'indication portée sur le phasemètre.

La différence entre les deux indications donne l'angle

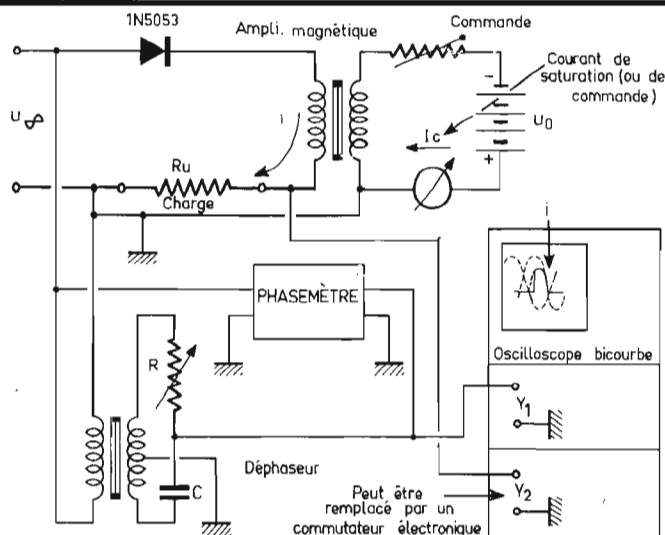


Fig. 1A. - Banc d'essai d'un amplificateur magnétique et mesure de l'angle d'ouverture.

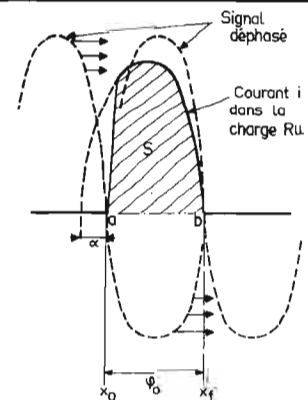


Fig. 1B. - Mesure de l'angle d'ouverture au moyen d'un signal déphasé manuellement et contrôlé sur une phasemètre. L'énergie commandée est proportionnelle à la surface S du signal a b.

d'ouverture φ_0 du courant commandé (fig. 1B).

L'angle de retard s'obtient en retranchant φ de 180° .

CONTRÔLE D'UNE « PORTE LOGIQUE »

Le contrôle se limite à la comparaison sur un même écran des signaux logiques appliqués aux entrées de la porte et apparaissant à la sortie.

Ceci conduit à multiplier le nombre des entrées verticales, ce qui s'obtient aisément à l'aide de plusieurs commutateurs électroniques (fig. 2).

Pour figurer les états logiques dans une structure combinatoire, on adjoint au montage un générateur de signaux rectangulaires, lequel est branché sur les différentes entrées du système que l'on veut mettre au niveau logique « 1 », périodiquement, afin de voir aisément sur l'écran les différents états.

Les entrées que l'on veut maintenir à 1 restent en l'air ou sont placées à une d.d.p. correspondant au niveau logique « 1 ». Les entrées devant être « gelées » à 0, sont ramenées tout simplement à la masse.

Sur l'écran du tube cathodique, on peut alors remarquer les séquences en coïncidence de fonction (soit ET, soit OU, soit NI... etc.).

Un autre emploi, beaucoup plus fréquent, consiste aussi à observer les signaux qui arrivent normalement sur les entrées ; d'après le résultat du signal de sortie, on dégage la nature de la fonction.

Ainsi, d'après les signaux exposés figure 3, on voit bien que le signal de sortie n'existe que si V_{e1} ET V_{e2} sont à 1 en même temps.

Par contre, dans l'oscillogramme de la figure 4, V_s est à 1 chaque fois que l'une OU l'autre des entrées est elle-même à 1.

CONTRÔLE D'UNE BASCULE LOGIQUE

En logique, les bascules sont de trois types : D, RS ou JK. Sans entrer dans le détail de leur technologie, elles se caractérisent par une logique séquentielle, savoir : elles comportent une entrée d'horloge qui, **si les autres entrées le permettent**, fait inverser à chaque état 1, l'état initial des sorties Q et \bar{Q} .

Il est donc facile de se servir du signal d'horloge comme référence de synchronisation et de référence de temps à la comparaison des signaux sur l'écran (fig. 5).

Là encore, si la fréquence

des signaux d'horloge n'est pas trop élevée, **on peut faire appel à plusieurs commutateurs électroniques**.

On peut ainsi contrôler à la main l'action de toutes les entrées RS ou J, K sur les sorties Q et \bar{Q} . Un banc d'essai tel que celui de la figure 5 est, en fait, un système simple capable de vérifier le bon fonctionnement du circuit logique.

CONTRÔLE ET RELEVÉ DES MODES D'UN KLYSTRON

En hyper-fréquence, la recherche du bon fonctionnement d'un klystron passe par l'étude des **modes**.

Pour ce faire, il faut superposer à la tension d'alimentation du réflecteur une dent de scie qui balaye la tension de -300 V à -500 V, autour d'une valeur moyenne également variable.

On recueille la dent de scie sur le téton supérieur du klystron (tension « réflecteur ») en bloquant la composante continue au moyen d'un condensateur. Cette tension est appliquée en horizontal, au lieu et place de la base de temps.

Parmi toutes les tensions balayées par la dent de scie, il en existe plusieurs qui provoquent l'excitation de la cavité résonante du klystron. Dans la liaison par guide d'ondes de la figure 6, le détecteur à cris-

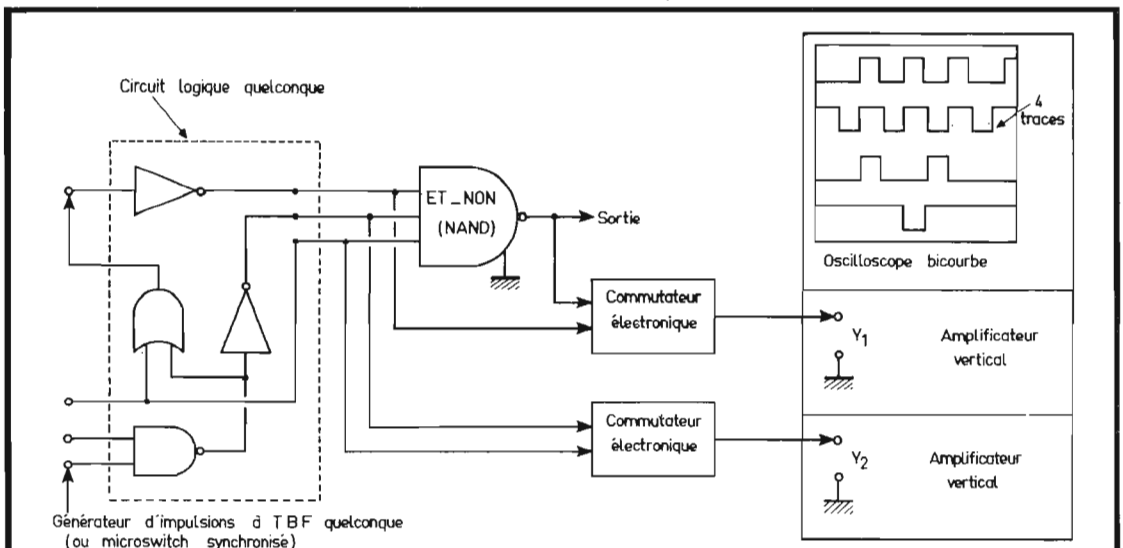


Fig. 2. - Pour le contrôle des signaux logiques dans un système combinatoire on peut multiplier le nombre des voies verticales d'un oscilloscope à l'aide de commutateurs électroniques.

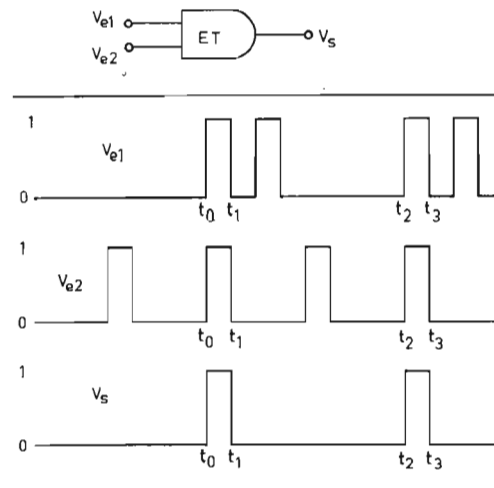


Fig. 3. - Caractéristique temporelle d'un circuit ET à deux entrées.

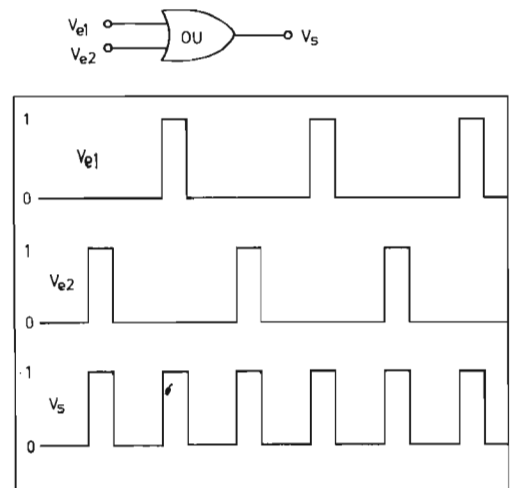


Fig. 4. - Caractéristiques temporelles d'un circuit OU à deux entrées.

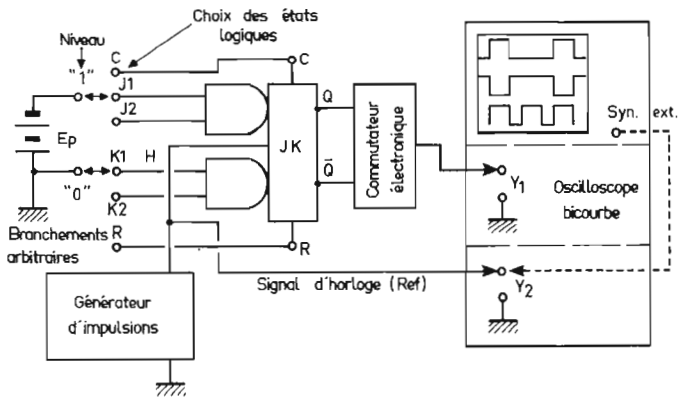


Fig. 5. - Système simple permettant de contrôler une bascule JK en logique séquentielle selon les états appliqués sur les entrées J, K, C et R.

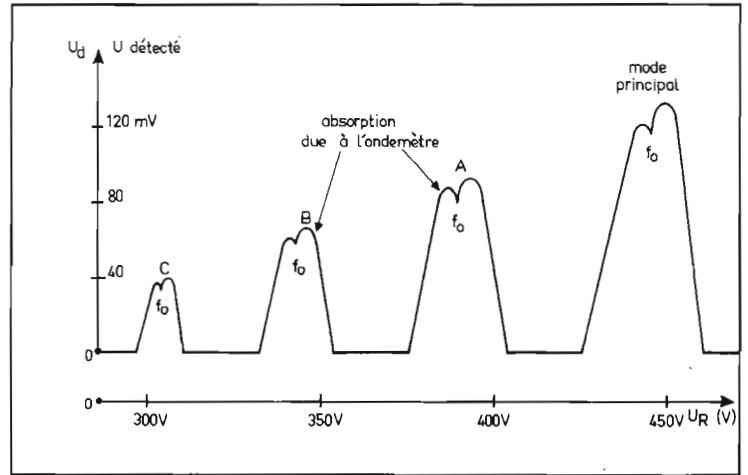


Fig. 7. - Oscillogramme reconstitué et étalonné des modes d'un klystron (l'axe horizontal a été inversé pour faciliter la croissance des tensions appliquées sur le réflecteur).

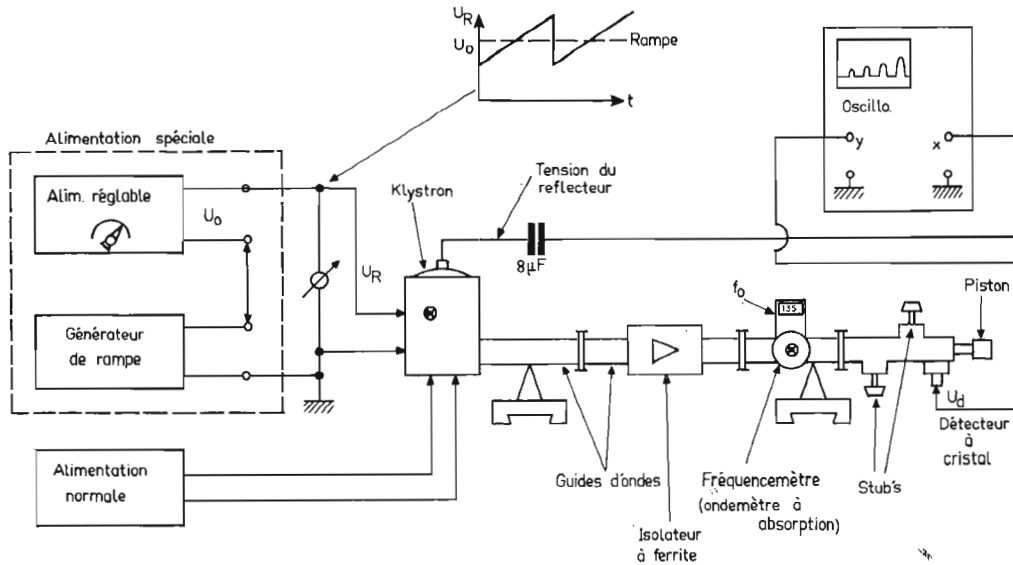


Fig. 6. - Contrôle des modes d'un klystron.

tal terminant cette liaison met en évidence une tension chaque fois qu'il y a un mode d'oscillation.

Comme le balayage du tube cathodique est le même que celui du réflecteur du klystron, on reproduit directement les modes de ce tube.

Si l'on intercale dans la liaison par guides un ondémètre à absorption, on constatera un creux là où la fréquence d'accord est prévue (fig. 7, sur tous les modes). Ceci s'explique par le fait que la tension réflecteur réagit sur la fréquence d'accord de la cavité résonante incluse dans la cavité.

De ce fait, chaque fois que la tension passe par celle qui détermine la fréquence sur laquelle est accordé l'ondémètre, une absorption s'opère. Un léger décalage peut se constater sur les modes extrêmes par suite des contractions dues aux fortes tensions appliquées sur les électrodes.

En balayant un peu plus haut ou un peu plus bas que les 4 ou 5 modes usuels, il peut être remarqué un ou deux modes supplémentaires dont un situé après le mode principal, d'amplitude plus faible - le mode « disruptif » - n'est pas utilisé car entraînant une usure prématurée du tube.

MISE AU POINT D'UN MONTAGE REDRESSEUR DE VALEUR ABSOLUE

Le redresseur « double onde » de la figure 8. permet d'obtenir, à la sortie U_s , une composante reproduisant **dans un seul sens** les deux alternances d'un signal périodique.

Ce système permet, en quelque sorte, de donner la valeur absolue d'un signal quel que soit le sens ou les polarités appliquées.

Considérons la tension V_e

arbitrairement rendue sinusoïdale. $R_1 = R_2 = R_3$, donc au point G est reproduite, inversée, la tension d'entrée. Aux points A et B par contre, n'apparaissent que les alternances que les diodes D_1 et D_2 veulent bien laisser passer. En A, notamment, où sont prélevées les alternances négatives, le signal ne passe que pendant les intervalles de temps t_3-t_2 et t_1-t_0 .

Grâce aux valeurs données à R_4 , R_5 et R_6 , on recueille en S, au signe près :

$$V_s = V_e + 2 / V_e \\ \text{car } R_6 = R_{4/2}$$

On comprendra mieux la

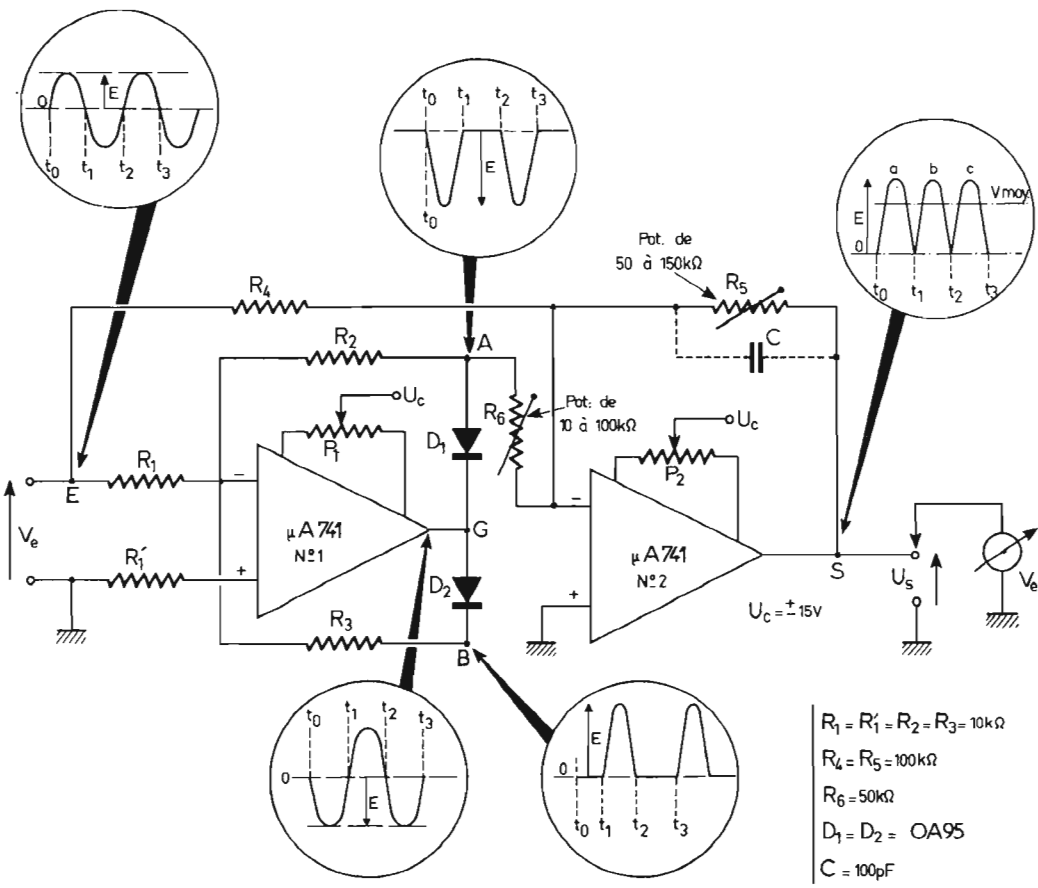


Fig. 8. - Montage redresseur de valeur absolue « double onde » contrôlé à l'oscilloscope.

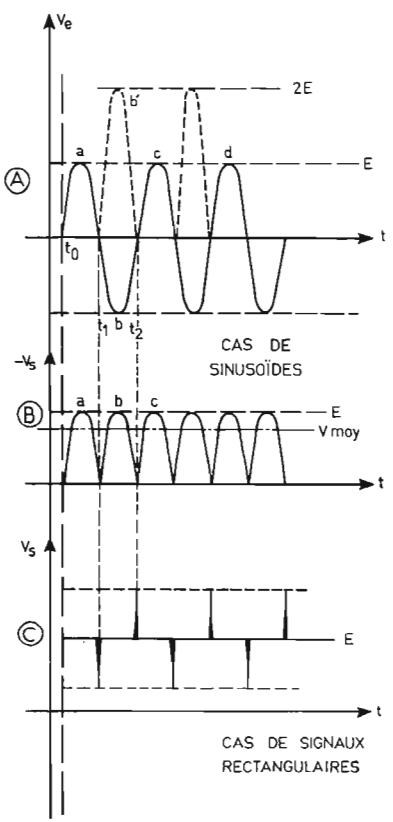


Fig. 9. - Composition des signaux.

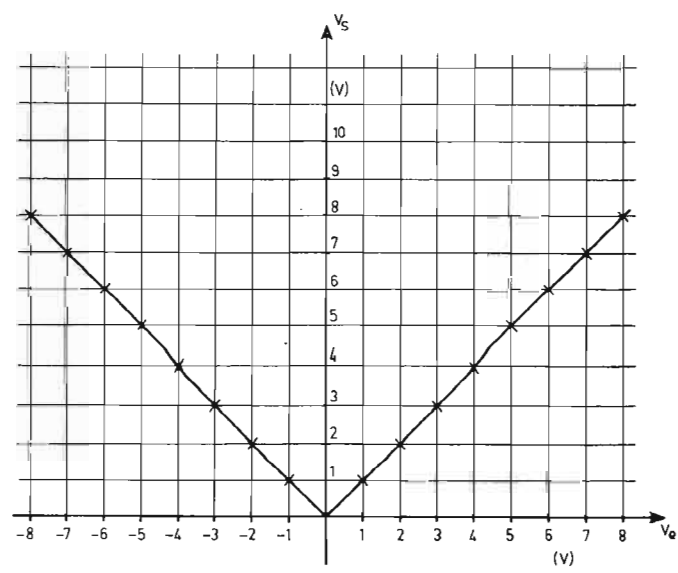


Fig. 10. - Réponse du montage redresseur de valeur absolue attaqué en continu.

composition en se reportant à la construction graphique de la figure 9. Celle-ci correspond en fait à un montage où R_6 est branchée non pas en A mais en B ; le raisonnement est le même mais il faut considérer alors les intervalles de temps t_2-t_1 , et t_4-t_3 .

Le gain du 2^e micro-circuit dépend des valeurs respectives de R_4 , R_5 et R_6 .

On a en effet :

$$V_s = \frac{R_5}{R_4} V_e + \frac{R_5}{R_6} V_{A(ou B)}$$

Comme

$$R_6 = \frac{R_5}{2} = \frac{R_4}{2}$$

il vient bien :

$$V_s = V_e + 2 V_{A(ou B)}$$

Cette addition ne se fait évidemment que lorsque le signal existe en A et en B.

Sur la figure 9A, on voit que l'alternance positive b' est double de celle négative b . Or, si on retranche un signal sinusoïdal d'un autre, la résultante est encore sinusoïdale ; il en résulte un redressement de l'onde négative en respectant parfaitement la forme de l'onde. Notons, en passant, que ce n'est pas possible avec d'autres systèmes.

Il est conseillé de rendre variable R_5 et R_6 si l'on veut, à la fois, reproduire la même amplitude à la sortie qu'à l'entrée (rôle de R_5) et égaliser les alternances a et c par rapport aux autres dans le système de la figure 8. Dans le cas où R_6 étant branchée sur B, ce serait les alternances b et d que R_6 ajusterait.

Dans la mesure où les micro-circuits « passent » toutes les fréquences, ce système de redressement agit quelle que soit la forme d'onde. Ainsi un signal rectangulaire de rapport cyclique égal à 50 % détermine une tension continue E égale à la valeur de crête de l'onde. Cette tension continue est néanmoins agrémentée de pointes dues aux transitions brèves. Il faut bien se garder d'augmenter la capacité C , aux bornes de R_5 , placée là pour éviter les oscillations car

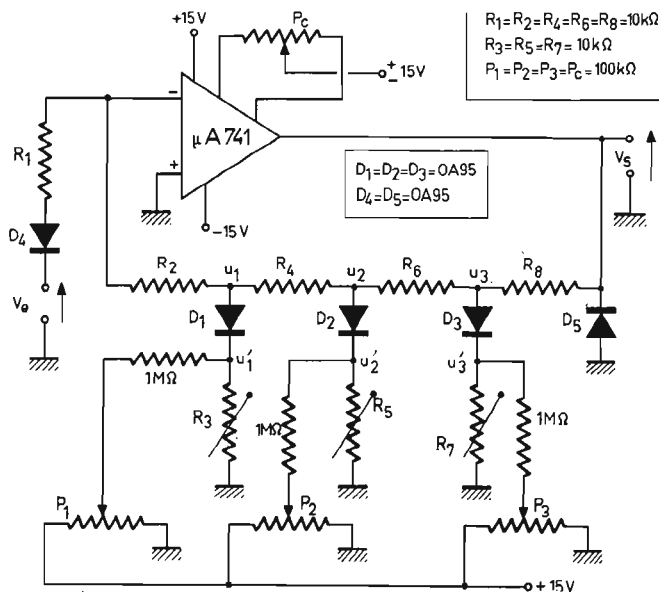


Fig. 11. - Schéma d'un conformateur parabolique à 4 segments.

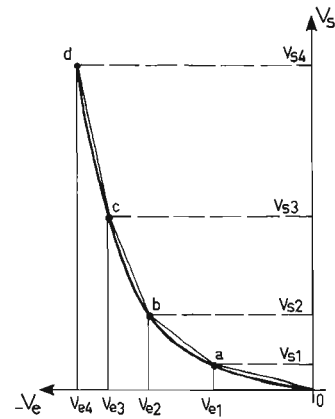


Fig. 12. - Reconstitution d'une parabole à partir de 4 segments de droite.

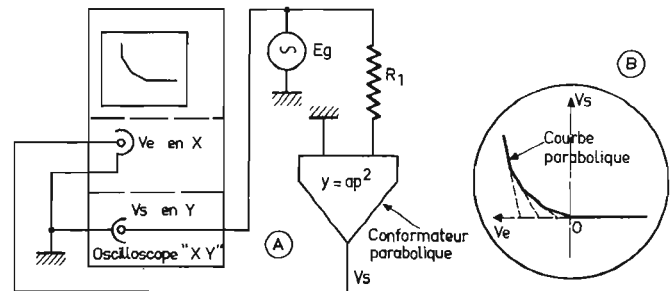


Fig. 13. - Montage permettant de contrôler la forme parabolique du conformateur.

les signaux seraient alors, intégrés.

Signalons encore que le montage fonctionne très bien en continu dès lors que les corrections d'off-set, ont été, au préalable, correctement réalisées (0 en sortie en court-circuitant l'entrée, grâce à P_1 et P_2). V_s donne toujours en positif la tension d'entrée ; c'est un redresseur de valeur absolue comme le montre la courbe de la figure 10. On notera la très bonne linéarité de la courbe dans un sens (V_e négatif) alors que le côté positif comporte des irrégularités inhérentes à l'action de la diode D_1 . Ceci paraît inévitable entraînant une erreur de près de 5 % au point le moins favorable de la courbe.

CONTRÔLE D'UN CONFORMATEUR PARABOLIQUE

Dans certaines applications, la mise au point d'un montage doit entraîner le réglage systé-

matique de plusieurs paramètres. Une vue d'ensemble du fonctionnement global doit alors se faire et l'oscilloscope est tout indiqué pour cette besogne.

Considérons par exemple le conformateur parabolique de la figure 11.

Supposons, tout d'abord, que la tension de sortie soit suffisamment faible pour que les diodes ne conduisent pas. Le gain de l'étage est, par définition, égal à :

$$G_{0A} = \frac{R_2 + R_4 + R_6 + R_8}{R_1}$$

Ce gain définit la pente de la droite oa dans la reconstitution de la figure 12.

Quand la tension de sortie V_s est telle que le potentiel U_1 devient supérieur à la tension d'opposition U'_1 réglée par P_1 , la diode D_1 conduit.

R_3 diminue, alors, le taux de contre-réaction de la chaîne R_2, R_4, R_6 et R_8 et le gain aug-

mente. R_3 agit donc sur la pente du segment ab (voir fig. 12).

P_2 ajuste le moment où la tension V_s permet la conduction de la diode D_2 . Grâce à R_5 , on incline encore davantage le segment bc et, ce, jusqu'à ce que D_3 conduise (le point c est ajusté par B). P_7 agit sur le segment cd pour parachever la synthèse de la parabole.

La théorie permettant de calculer à l'avance les valeurs des composants s'avère très compliquée ; aussi, nous préférons la solution de la mise au point à l'oscilloscope.

On procède comme l'indique la figure 13A quant au montage. L'oscilloscope doit montrer une figure de Lissajous inclinée à 135° **quand toutes les diodes sont bloquées**.

On commence la mise au point en débloquant D_1 ; la droite se redresse alors et R_3 dose son inclinaison.

On agit alors successivement sur P_2, R_5, P_3, R_7 en

observant la structure quasi parabolique de la figure 13B ainsi obtenue sur l'écran.

On relève, ensuite, point par point, la variation de

$$V_s = f(V_e)$$

On ne s'inquiètera pas que la réponse soit nulle pour les tensions d'entrée positives D_4 et D_5 interdisant le transfert de cette polarité.

Le potentiomètre P_c centre au zéro le début de la courbe.

La non linéarité de certaines diodes (diodes silicium) permet le raccordement en arrondi des segments.

La parabole ainsi obtenue est exacte à 10 % près.

Si l'on voulait pratiquer une conformation parabolique pour les alternances négatives (en sortie) il faudrait doubler les diodes par des diodes polarisées montées à l'envers. La mise au point serait identique.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'E.C.E.

le magnétophone à cassette



BST IC 500 D

Les magnétophones à cassette sont des appareils en principe chers. Il y a heureusement des exceptions et nous avons essayé sans trop y croire une de ces exceptions. Cette exception, c'est un appareil japonais fabriqué par un des nombreux sous-traitants nippons qui proposent des appareils vendus sous diverses marques. Ici, le magnétophone est vendu sous celle de BST, firme jeune dont le dynamisme mérite d'être reconnu.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

31 transistors, 2 FET, 21 diodes.
Vitesse de défilement : 4,75 cm/s.
Enregistrement et effacement par tension HF alternative.
Fréquence de prémagnétisation : 65 kHz.
Temps de rembobinage : moins de 150 s pour une C60.
Pleurage et scintillement : 0,17 % pondéré RMS.

Tension de sortie 0 dB, 775 mV.

Alimentation : 220 V 50 Hz.

Distorsion totale : moins de 1 %.

Rapport signal/bruit : 45 dB, 55 avec Dolby.

Réponse en fréquence 60-14 000 Hz \pm 6 dB pour bande au chrome ; 60-10 000 Hz \pm 6 dB pour bande au fer.

Entrées : micro 0,5 mV, basse impédance ; ligne : 0,15 V 220 k Ω ; Entrée DIN : 47 k Ω .

Sorties : ligne 0,5 V sur charge de 47 k Ω ; casque : 8 Ω ; DIN : impédance 6,8 k Ω .

Dimensions : 314 x 111 x 231 mm.

Poids : environ 3,6 kg.

PRESENTATION

Comme vous avez sans doute pu le constater, les caractéristiques annoncées sont correctes sans être exceptionnelles, nous avons pu véri-

fier certaines d'entre elles et avons été favorablement surpris par ce petit magnétophone modeste.

Sa présentation est simple et aussi concentrée, ses dimensions sont réduites, ce qui est un avantage certain. Le socle est en bois recouvert de vinyl, la face supérieure est en aluminium anodisé en noir mat, les inscriptions sont restées de la couleur naturelle de l'aluminium. Trois boutons de commande pour le dolby, le type de bande, normale ou au chrome et la mise en route. Deux potentiomètres commandent le niveau d'enregistrement, il faudra donc utiliser la commande de volume de l'amplificateur pour la reproduction. Deux vu-mètres encadrent les voyants témoins du Dolby, de l'enregistrement et du type de bande. Le compteur à trois chiffres est bien visible, en haut et à gauche de la façade. Les touches de com-

mande sont rassemblées devant la « boîte à cassette ». Elles sont bien sûr à commande mécanique, il est possible de passer directement d'une touche à l'autre, ce qui ne pourra se faire qu'avec des cassettes C60 et à la rigueur C90 ; avec des bandes plus fragiles, les cassettes risquent de souffrir de telles manipulations, car le magnétophone n'attend pas l'arrêt complet avant d'entamer la fonction suivante. Pour ce prix, on ne peut pas tout demander. Un bon point pour la mise en place de la cassette dans le couvercle qui sert de tiroir, autre bon point pour la double fonction de la touche arrêt qui sert également, ce qui est fort logique à l'extraction de la cassette. On regrettera une certaine dureté de la touche «stop » ainsi que sa course limitée. L'arrêt est automatique, une fois la bande terminée, la touche « play » est automatique-

ment relâchée, elle dégage ainsi le galet presseur du cabestan.

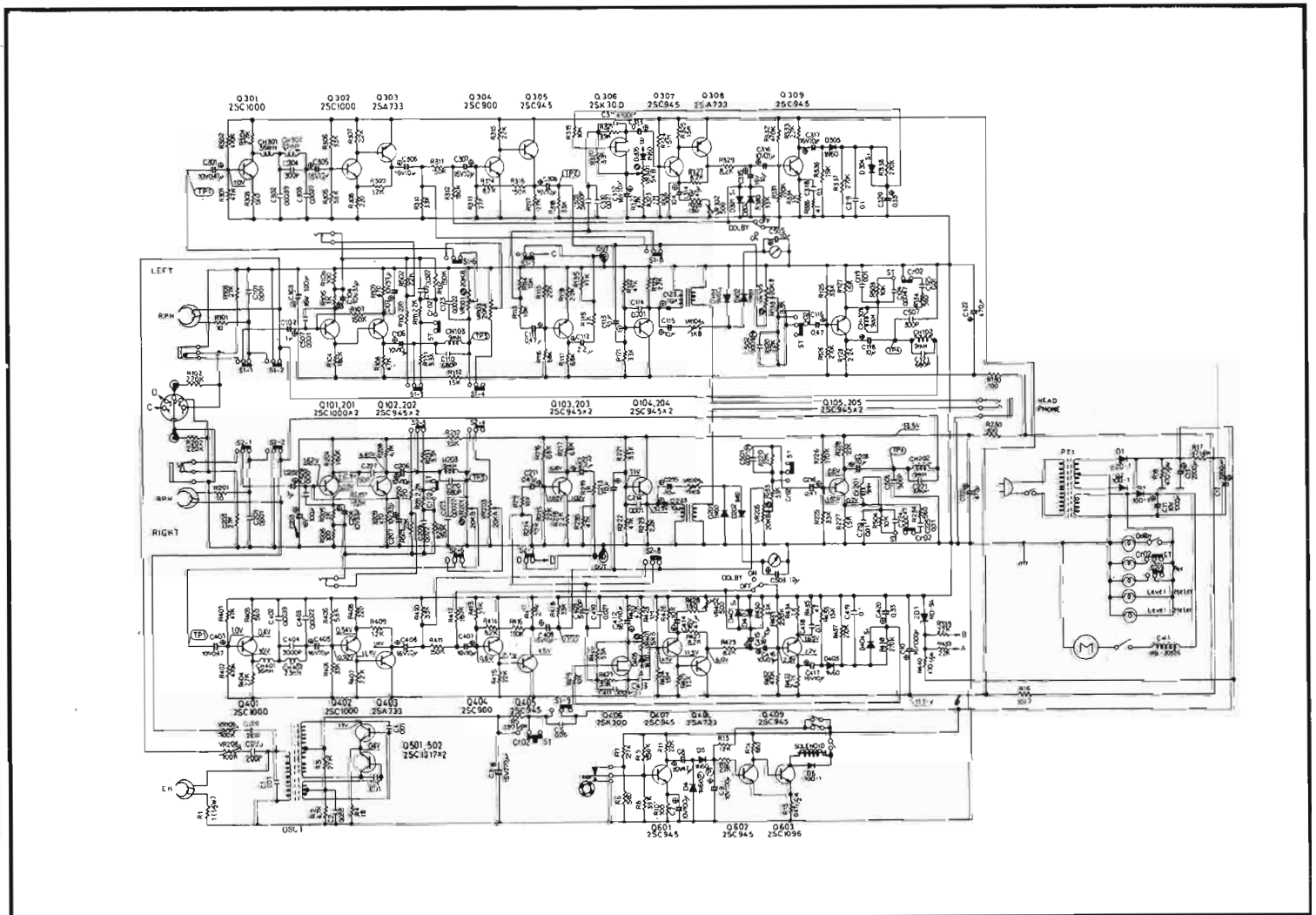
Les prises d'entrée micro sont des jacks de 3,5 mm de diamètre, la fiche de jack pour le casque est au standard supérieur, 1/4 de pouce soit 6,25 mm de diamètre environ. Cette prise ne délivre qu'un niveau faible et exige l'emploi d'un casque d'une bonne sensibilité. Détail rare, le magnétophone est fourni avec deux microphones dynamiques.

ETUDE DU SCHEMA

Dans le haut du schéma, on reconnaîtra le réducteur de bruit Dolby. Un étage d'entrée avec transistor à faible bruit, un filtre multiplex qui élimine les résidus indésirables de 19 et 38 kHz qui risqueraient de provoquer des

interférences avec la fréquence de prémagnétisation. Q306 est le traditionnel transistor à effet de champ monté en résistance variable pour commander le filtre à efficacité variable du Dolby. La tension de commande est délivrée par le redresseur D303/D304. La sortie du Dolby, après les divers traitements est prise sur l'émetteur du transistor Q305. Le transistor Q105 est pourvu des circuits d'égalisation d'enregistrement. Le circuit accordé CH 102, C121 sert de filtre réjecteur, il est accordé sur la fréquence de prémagnétisation du magnétophone.

Q101 et 102 servent de préamplificateur d'enregistrement ou de lecture, selon la fonction sélectionnée. En enregistrement, ils reçoivent le signal venant du micro, à la lecture celui des têtes. Q104 sert d'amplificateur pour les vu-mètres et aussi pour le cas-



que. Le transistor Q103 est utilisé comme amplificateur de sortie.

L'alimentation utilise un transformateur à deux enroulements, l'un à point milieu permet d'obtenir un redressement double-alternance avec seulement deux diodes, l'autre enroulement alimente le moteur, ce moteur à courant continu est vraisemblablement un moteur à régulation de vitesse par système centrifuge. Une self de blocage CH1 évite la retransmission des parasites de commutation à l'électronique. L'oscillateur est du type Push-pull, son secondaire délivre les tensions de prémagnétisation réglables séparément pour le chrome et pour les bandes au fer. L'intensité de l'effacement est modifiée d'autre part en intercalant, pour les bandes normales exigeant une énergie de démagnétisation moindre, au travers d'une résistance chutrice. L'arrêt automatique est composé de trois transistors, un inverseur mécanique envoie une tension alternative sur le transistor Q601. Cette tension est amplifiée, détectée par les deux diodes D4 et D5, qui chargent un condensateur de 100 μ F. Lorsque ce condensateur se décharge, le trigger Q602-Q603 actionne le solénoïde qui commande la touche Stop.

FABRICATION

Cette fabrication est classique et sérieuse. Un seul circuit imprimé contient tous les éléments électroniques reliés aux prises et au transformateur d'alimentation par des torons d'aspect peu soigné, suivant une coutume bien établie au Japon, ce qui n'empêche d'ailleurs pas l'appareil de parfaitement se comporter. Seul inconvénient de ce type de câblage, c'est le dépannage qui exige un démontage de certains fils lors d'une vérification mécanique. Il faudra donc prendre un soin extrême pour repérer ces divers fils.

MESURES

Ce chapitre de mesures est très limité, nous avons fait quelques vérifications élémentaires comme la fréquence maximale qui puisse être enregistrée, ou le rapport signal/bruit.

Côté bande passante, nous avons été satisfait par la réponse puisque nous avons relevé, avec une bande au chrome un affaiblissement de 3 dB par rapport à 1 000 Hz à la fréquence de 16 kHz. Il faut d'ailleurs noter ici que cette atténuation est en partie due non à la cassette elle-même mais au filtre multiplex atténuant le 19 kHz et dont l'efficacité se fait sentir ici. Malheureusement, il est indispensable pour enregistrer la radio en stéréo. Nous avons employé pour ces essais une

bande Agfa stéréochrome C90, avec les bandes au chrome, on obtiendra, pour diverses marques de bande, des résultats comparables, ce qui n'est pas le cas de toutes les bandes, en particulier au fer. Pour ces dernières, nous avons utilisé une bande Fuji FL C90, bande pas trop chère et de bonne qualité. Avec cette cassette, l'atténuation est de -3 dB à 15 kHz, mais on note une remontée de 2 dB à 12 kHz, ces deux valeurs, pour les cassettes au chrome ou au fer sont meilleures que celles données par le constructeur qui s'est montré prudent - sagesse orientale plutôt rare - Le rapport signal sur bruit a été ici mesuré par rapport au zéro des vu-mètres, nous avons noté 45 dB sans Dolby, 46 avec Dolby, en mesure non pondérée, 50 dB sans Dolby, 58 dB avec Dolby, 46 avec

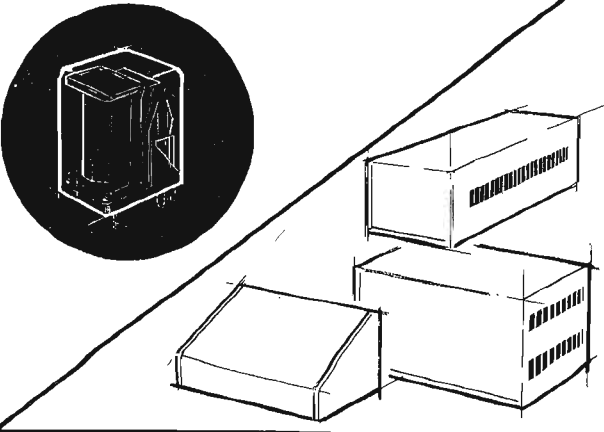
Dolby, en mesure non pondérée, 50 dB sans Dolby, 58 dB avec Dolby, en mesure pondérée suivant la courbe DIN (courbe Psophométrique). Au niveau 0 dB, le taux de distorsion pour une bande à l'oxyde de fer est de 1,4 %, valeur honorable, on peut donc estimer qu'une surcharge de 3 dB environ porterait le taux de distorsion à 3 %, ce qui permet de donner une valeur meilleure de 3 dB environ pour le rapport S/B que l'on peut mesurer pour un taux de distorsion de 3 %. L'essentiel, pour ces mesures est de préciser à la fois le type de bande et le taux de distorsion admis, autrement dit la méthode de mesure. Il en est d'ailleurs de même pour les mesures de cassettes pour lesquelles le magnétophone doit être cité.

CONCLUSION

Appareil économique, le BST IC500D possède un rapport qualité/prix difficile à égaler. Le Dolby pour moins de 1 000 F est une réalité, nous avons pu le juger ici et vous confier les résultats des quelques mesures que nous avons pu lui faire subir. Très intéressant si vous avez une voiture et un lecteur de cassette stéréo. Vous profiterez en plus du Dolby, à condition que vous possédiez un correcteur de timbre permettant de diminuer le niveau des aigus, les auto-radios n'ont pas encore de Dolby.


E. LEMERY

Tous les Relais

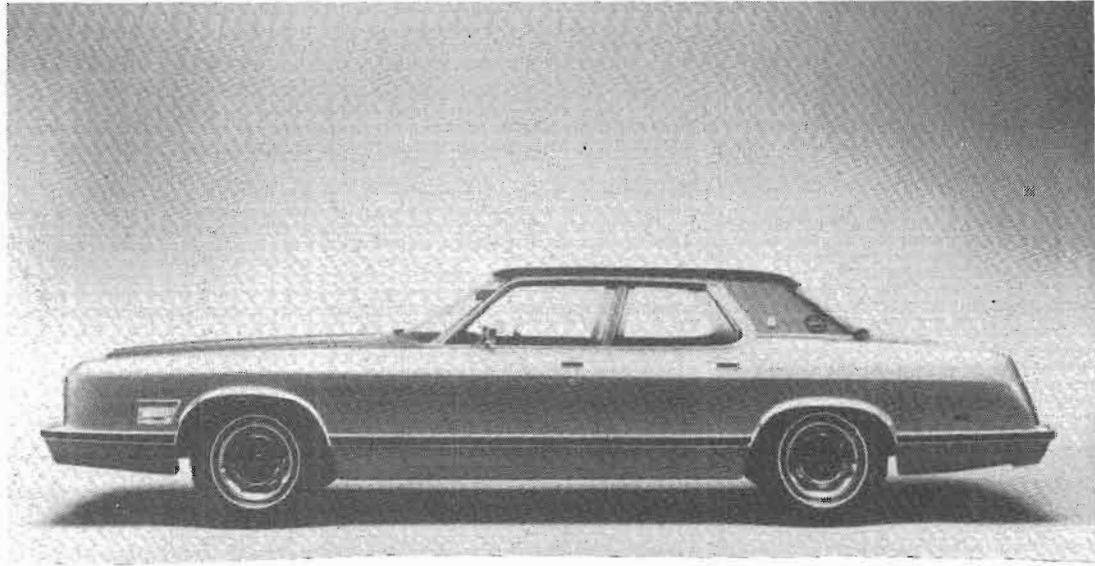


et... **Tous les Coffrets**

Radio Relais
18 rue Crozatier
75012 PARIS


344.44.50

ELECTRONIQUE AUTOMOBILE



L'ALLUMAGE

L'ELECTRONIQUE trouve quatre domaines d'applications essentiellement, dans l'automobile ; en effet, les circuits électroniques peuvent servir pour le contrôle du fonctionnement du moteur par une régulation de l'allumage et de la combustion, pour la génération d'électricité (redresseurs, régulateurs de tension), pour l'amélioration de la sécurité routière, enfin pour la présentation d'informations au conducteur.

DEPUIS 1971 : L'ALLUMAGE EST TRANSISTORISÉ

Premier cas d'application, l'allumage électronique n'a été introduit sur le marché automobile qu'en 1971 par Chrysler ; depuis 1973, tous les modèles du groupe Chrysler destinés au marché américain sont équipés de ce type d'allumage : près de six millions de véhicules construits par Chrysler ont été ainsi équipés.

Ce système a été adopté par Chrysler France pour le Marché Commun et équipe les nouvelles Simca 1307 - 1308.

Un système d'allumage conventionnel (fig. 1), utilise un distributeur afin de contrôler le temps requis pour emmagasiner, dans la bobine d'allumage, l'énergie des étincelles (appelée « temps - dwell ») ; le système d'allumage sert également à déclencher l'étincelle.

L'allumage à grains de contact est aujourd'hui, un

excellent dispositif car il a subi de nombreuses améliorations successives ; néanmoins, il souffre de trois défauts essentiellement : le réglage des contacts se détériore rapidement, de sorte qu'un réglage périodique est nécessaire pour maintenir un calage correct et obtenir les performances optimales du moteur, associées à une consommation minimale de carburant (fig. 2) ; d'autre part, une usure par électro-érosion se produit au niveau des contacts du rupteur ;

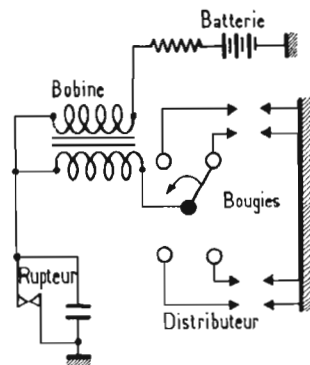
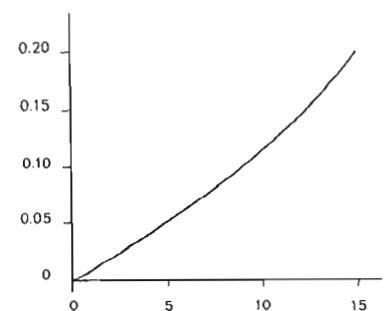


Fig. 1. - Allumage classique

Fig. 2. - Influence de la variation de l'écartement des contacts sur le calage du moteur, due à l'usure par frottement du toucheau.

Ecart de la valeur nominale des contacts en millimètres



Variation du calage moteur en degré vilebrequin

enfin, le fonctionnement du rupteur est commandé mécaniquement par une came à quatre bossages et aux très bas régimes, la génération d'étincelles peut être médiocre, en particulier à basse température et à faible charge de batterie.

Dans les systèmes d'allumage conventionnels, un condensateur est monté en dérivation du rupteur afin d'accroître les possibilités de génération d'étincelles au niveau des bougies dans des conditions défavorables de fonctionnement (faible charge

de batterie, basse température), afin également d'éviter le phénomène d'usure par électro-érosion des contacts du rupteur.

Dans le système transistorisé d'allumage introduit dans les nouveaux modèles Simca, le rupteur et la came à quatre bossages sont remplacés par un capteur magnétique et un rotor comportant un nombre de pôles correspondant au nombre de cylindres (fig. 3).

Les pôles du rotor se déplacent dans le champ magnétique d'une ferrite et la variation du flux magnétique qui en

résulte permet de générer une tension alternative. Le rupteur mécanique est donc remplacé par un déclencheur magnétique.

Un amplificateur transistorisé répond au signal généré par le déclencheur en interrompant le courant dans le circuit primaire de la bobine d'allumage. Le temps d'ouverture est constant, indépendamment du régime de fonctionnement du moteur, et aucun condensateur n'est requis pour augmenter l'énergie de l'étincelle. Le temps de décharge de la bobine dans les

bougies est limité au temps minimal requis pour un allumage efficace, de sorte que la durée du « remplissage électrique » de la bobine peut être allongée (fig. 4).

LE V6 DE PEUGEOT

Un système d'allumage électronique (fig.5) Schlumberger Altronic a été installé sur le modèle 504 Cabriolet/coupé à moteur en V6 de la firme Peugeot. Ici encore, le

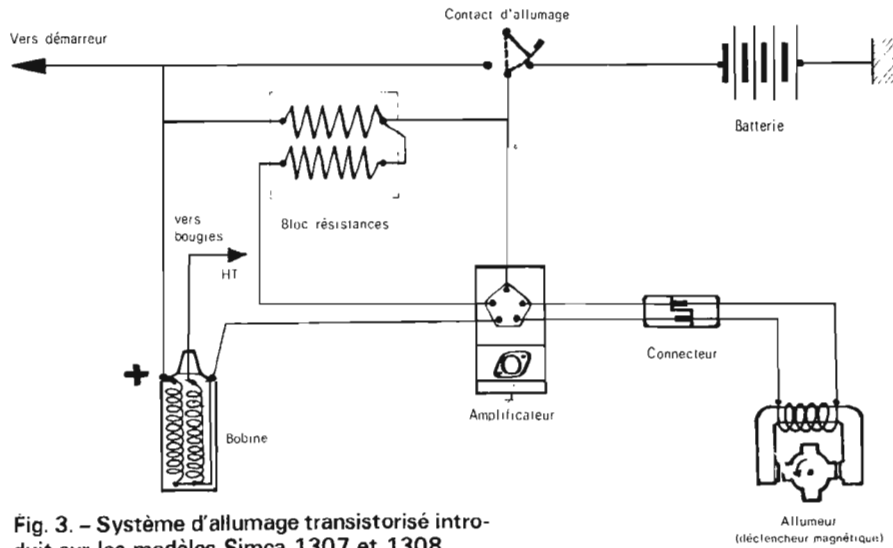


Fig. 3. - Système d'allumage transistorisé introduit sur les modèles Simca 1307 et 1308.

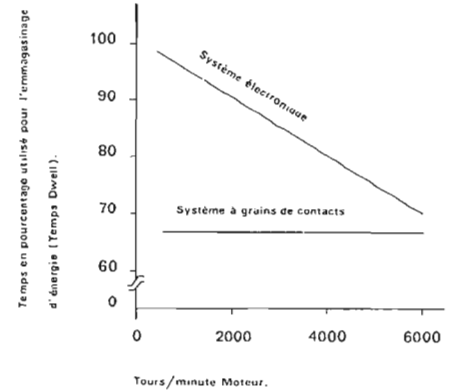


Fig. 4. - Un système électronique d'allumage permet d'accroître la durée du stockage d'énergie dans la bobine.

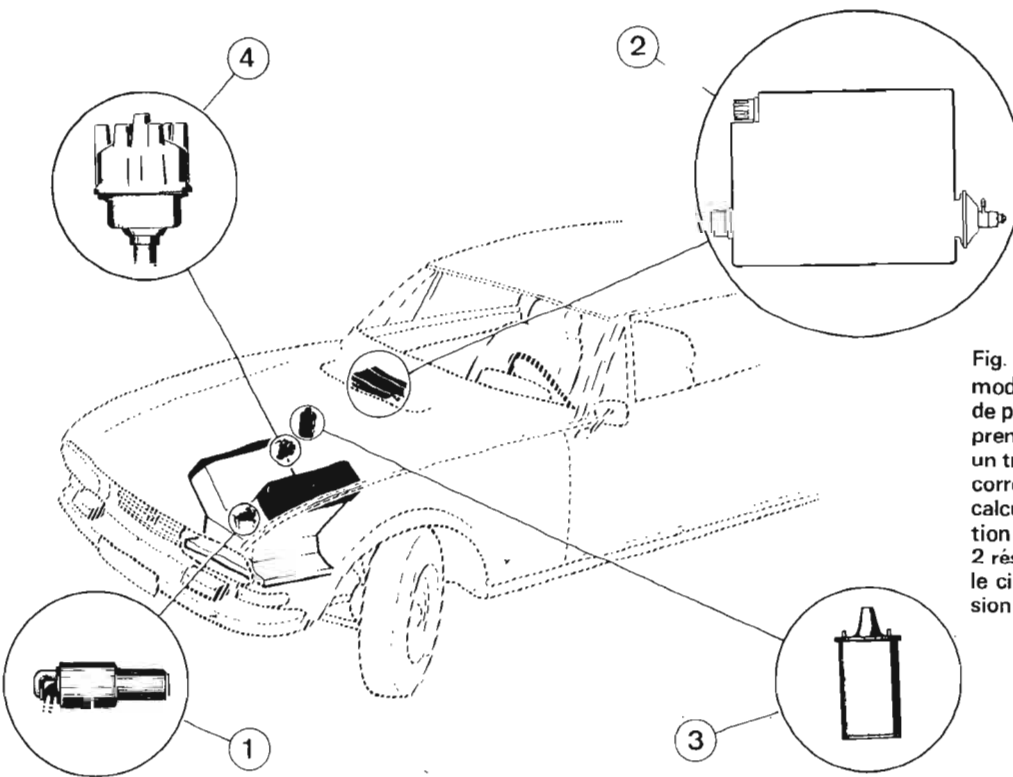


Fig. 5. - Le système d'allumage monté sur le modèle Peugeot 504/V6 comprend un capteur de proximité (1), un boîtier électronique (2) comprenant un calculateur d'avance commandant un transistor de sortie (ce boîtier est équipé d'un correcteur d'avance à dépression qui apporte au calculateur des éléments de correction en fonction de la charge du moteur), une bobine (3) avec 2 résistances extérieures montées en série dans le circuit primaire et un distributeur haute tension (4).

Fig. 6. - Les divers éléments de l'allumage électronique de la 504/V6 :

- (1) le capteur
- (2) le boîtier électronique avec son calculateur
- (3) et le circuit de commande (4)
- (5) la bobine et ses résistances additionnelles (6)
- (7) le solénoïde démarreur
- (8) le relais bobine et alimentation du boîtier électronique
- (9) l'interrupteur antivol-démarreur
- (10) le distributeur haute tension.

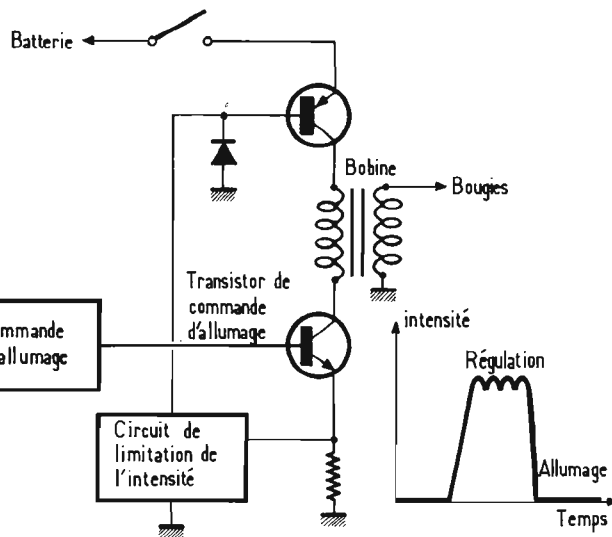
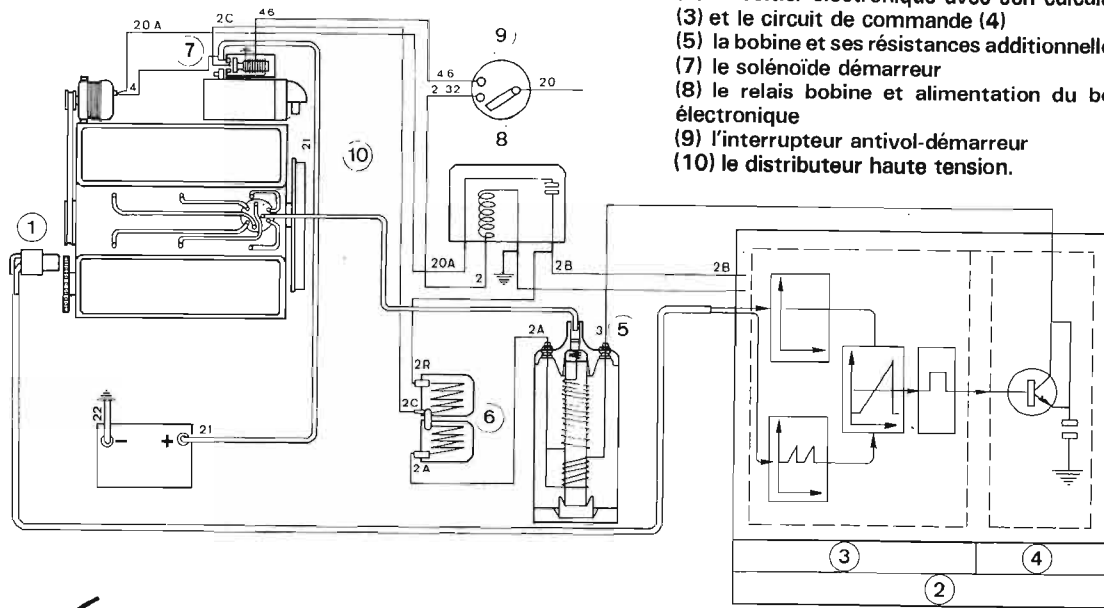


Fig. 7. - Limitation d'intensité de bobine par régulateur électronique.

rupteur est remplacé par un transistor ; une bobine d'allumage particulière lui est associée : la résistance du circuit primaire (0,46 ohm) conduit à une intensité relativement élevée (5 ampères). Cette caractéristique donne à la bobine un temps de remplissage très court et par conséquent lui permet d'assurer une tension secondaire élevée, même aux régimes maxima du moteur. Pour éviter tout échauffement excessif, surtout aux bas régimes, deux résistances de 0,66 ohm chacune sont montées en série dans le circuit primaire. Ces résistances additionnelles sont thermorégula-

trices : à froid, la résistance est à sa valeur minimale, la tension secondaire est élevée ; au ralenti prolongé, la résistance s'échauffe, sa valeur augmente et le courant primaire diminue ; l'intensité est limitée ; à haut régime, par suite du temps de fermeture très court du circuit primaire, l'échauffement de la résistance est limité : l'intensité reste élevée.

Dans le système d'allumage de la 504/V6 (fig. 6), le pignon d'arbre à cames comporte des lumières réparties angulairement, suivant la séquence d'allumage. Le passage des parties métalliques devant un

capteur de proximité engendre deux tensions : une tension continue dont la valeur décroît avec la vitesse de rotation du moteur, et une tension en dents de scie proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur. Ces deux tensions sont transmises au calculateur d'avance qui détermine le signal d'allumage de chaque cylindre avec une avance variant suivant le régime du moteur.

Enfin, le transistor de sortie dont le rôle est identique à celui des rupteurs d'un allumage classique, coupe le courant dans le circuit primaire de la bobine lorsque ce transistor

est bloqué par le signal du calculateur. La coupure engendre le courant haute tension.

Lorsque le démarreur est sollicité, la bobine d'allumage est alimentée par l'intermédiaire d'une borne, placée à l'extrémité du solénoïde du démarreur et reliée à une seule résistance. Ce montage permet de mettre hors-circuit l'une des résistances pour compenser la chute de tension consécutive au fonctionnement du démarreur, et d'obtenir ainsi un démarrage dans les meilleures conditions, même par temps très froid.

Pour limiter l'intensité dans la bobine, le système d'allu-

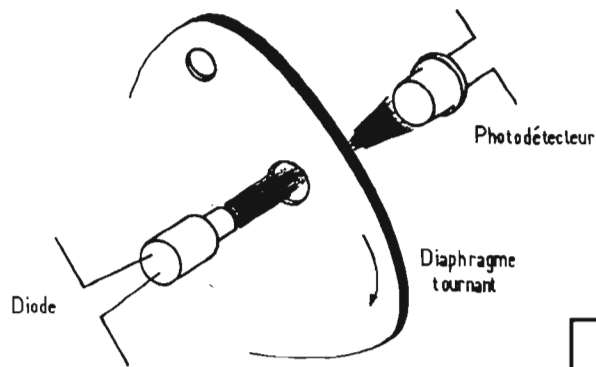
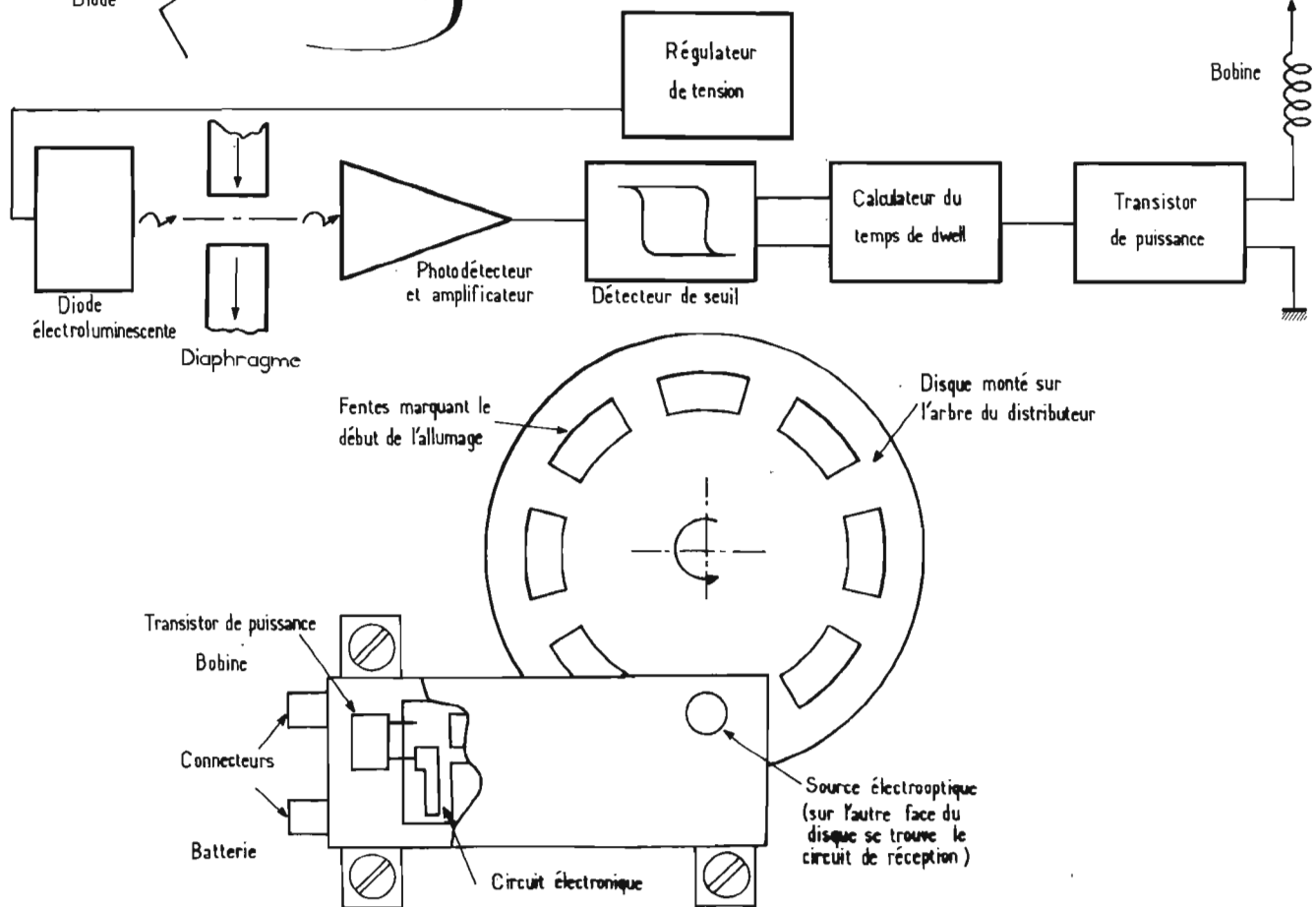


Fig. 8. - Allumage électronique à déclencheur opto-électronique : divers montages peuvent être envisagés.



mage adopté dans le modèle 504/V6 utilise deux résistances en série avec la bobine. D'autres systèmes peuvent être envisagés : par exemple, un transistor peut être monté en série avec la bobine et servir de régulateur d'intensité ; il coupe le passage du courant lorsque l'intensité dépasse un seuil prédéterminé et ferme de nouveau le circuit lorsque l'intensité chute trop (fig. 7). Un tel régulateur peut être très efficace et dissiper peu d'énergie ; néanmoins il occasionne une chute de tension ce qui est néfaste lorsque la batterie est faiblement chargée.

OÙ L'OPTO-ÉLECTRONIQUE PEUT INTERVENIR

Le déclencheur peut être, comme c'est le cas dans les 1307 - 1308 de Simca, un système magnétique à rotor. D'autres systèmes peuvent être imaginés, en particulier des systèmes opto-électroniques dans lesquels un diaphragme tourne entre une diode électroluminescente et un photo détecteur ; l'opto-électronique est caractérisée par des temps de réponse très

courts, offrant la possibilité d'améliorer la précision de l'allumage (fig. 8).

Certes, la présence de poussières peut altérer le bon fonctionnement d'un déclencheur opto-électronique. Cependant, une bonne conception technologique peut permettre d'éviter cet écueil : il faut, pour ce faire, recouvrir le diaphragme tournant d'une couche de téflon, pressuriser légèrement le dispositif (afin d'empêcher les poussières externes d'y pénétrer), utiliser éventuellement des fibres optiques pour la transmission optique.

Marc FERRETTI

A lire pour en savoir davantage...

- « Electronic Breakerless inductive Storage Ignition », par H. Weber, rapport SAE 740021
- « Réalisez votre allumage électronique », par J. Redoutey, Electronique et Microélectronique Industrielles N° 209 (Oct. 1975)
- « Techniques Electroniques dans l'automobile : injection et allumage », par M. Subit, Science, Progrès, Découverte (Janv. 1971)

mise au point sur les — TRANSISTORS

LES TRANSISTORS à effet de champ

3.4.3. LES CONDUCTANCES

3.4.3.1. GENERALITES

B IEN que les ouvrages de librairie utilisent la notation g pour indiquer les conductances, nous réserverons cette **lettre aux valeurs mesurées en alternatif**, prenant ici la capitale G , en attirant l'attention sur le fait qu'il ne faudra pas la confondre avec un gain (parfois, d'ailleurs, symbolisé A , initiale d'amplification).

Nous opérerons d'abord en courant continu pour un montage quadripolaire du T.E.C. en source commune (donc à la masse).

Les conductances, ainsi déterminées ont des valeurs différentes de celles des inverses des résistances (tableau VII 342-I) car les entrées et les sorties ne sont plus, présentement, en « circuits-ouverts », mais, au contraire, en « circuits-fermés » afin d'obtenir des courants maximaux. Les relations courants-tensions de définitions des conductances G sont reportées tableau VIII (343-I).

Pour les faibles signaux alternatifs, les quantités g ne se distinguent guère de leurs pendantes G , introduites dans

TABLEAU VIII (343-I) - Relations courants - tensions et conductances

T.E.C. en source commune considéré comme un **quadripôle**, alimenté en **courant continu** :

$$\Delta I_G = G_{11s} \cdot \Delta V_{GS} + G_{12s} \cdot \Delta V_{DS}$$

$$\Delta I_D = G_{21s} \cdot \Delta V_{GS} + G_{22s} \cdot \Delta V_{DS}$$

$$G_{11s} = \frac{\Delta I_G}{\Delta V_{GS}} = G_{GS} + G_{GD}, \text{ à } V_{DS} = \text{Cste}$$

donc G_{11s} est un peu différent de $1/R_{11s}$, R_{11s} défini à $I_D = 0$ (circuit ouvert).

$$G_{12s} = \frac{\Delta I_G}{\Delta V_{DS}} = G_{GD}, \text{ à } V_{GS} = \text{Cste}, \text{ donc différent de}$$

$$1/R_{12s}, R_{12s} = f(V_{GS})_{I_G = 0}$$

$$G_{21s} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = G_M - G_{GD} \approx G_M, \text{ à } V_{DS} = \text{Cste},$$

donc G_{21s} différent de $1/R_{21s} \approx 1/R_M = f(V_{DS})_{I_D = 0}$

$$G_{22s} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}} = G_{DS} + G_{GD} \approx G_{DS}, \text{ à } V_{GS} = \text{Cste}$$

G_{22s} est différent (légèrement) de $\frac{1}{r_{DS}}$

car $r_{DS} = f(V_{DS})$ pour $I_G = 0$.

N.B. : Les entrées et les sorties sont court-circuitées au lieu d'être en circuits ouverts comme dans les mesures sur les résistances, d'où les changements de valeurs des grandeurs inverses.

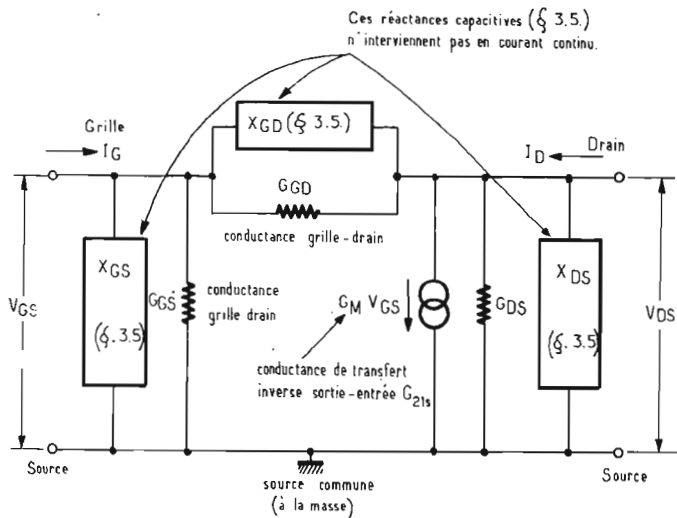


Fig. 3-4-3-1.

ce paragraphe, ce qui prévient toute équivoque à propos du chapitre 3.6 ultérieur traitant des paramètres « admittances » y .

L'unité métrologique est le mho (ou siemens) inverse de l'ohm (unité de résistance).

Le schéma de la figure 343-1 dispose les conductances G dans le réseau équivalent du T.E.C. retenu pour notre propos. Les réactances capacitives X seront étudiées au chapitre 3.5 aussi ne les retiendrons-nous ici qu'au titre de complément de l'illustration.

3.4.3.2. LA CONDUCTANCE D'ENTRÉE G_{11s}

Suivant les terminologies (personnelles) des spécialistes on la trouve écrite G_E , G_I (I, de « input »), voire G_{GS} , ce qui n'est pas exact car compte n'est pas alors tenu de la conductance grille-drain G_{GD} qui injecte une fraction du courant de drain dans l'entrée, tout en dérivant une portion de l'intensité de grille vers la sortie (ce qui provoque maintes fois leur annulation, sans que cela soit toujours vérifié).

3.4.3.2. LA TRANSCONDUCTANCE DIRECTE G_{12s}

Parfois, pour les amateurs anglophiles, on la découvre notée G_r (r de « reverse »). Elle marque l'influence de l'entrée sur la sortie et correspond à la conductance grille-drain, qui est, en fait, un phénomène parasite, imputable à des courants de fuite inter-électrodes.

3.4.3.3. LA TRANSCONDUCTANCE INVERSE G_{21s}

Elle mérite une attention particulière puisqu'elle joue un rôle primordial dans les T.E.C. et les M.O.S.T.

La transconductance des tubes électroniques à vide était habituellement notée « s » (de « slope », pente), ou parfois g . Comme les T.E.C. rappellent maintes caractéristiques de ces « vieux » composants actifs (triode et pentode), les auteurs, sous le prétexte que les anciennes notations étaient plus familières aux techniciens, n'hésitent pas à substituer ce symbole g ou

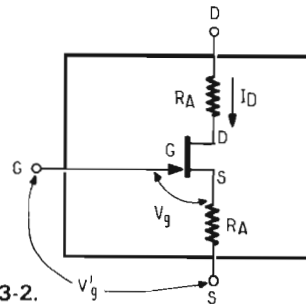


Fig. 3-4-3-2.

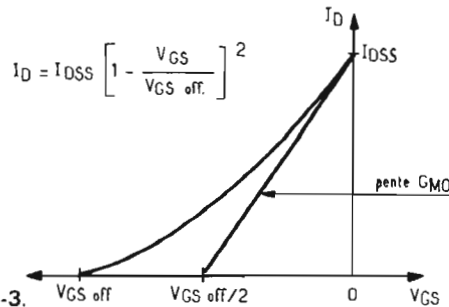


Fig. 3-4-3-3.

G , affecté de divers indices, au seul admissible en théorie des quadripôles G_{21} , transconductance directe (forward) de la sortie (22) sur l'entrée (11), ainsi que nous l'avons noté dans le n° 1486. Dès lors, ce pauvre G se trouve affublé de multiples parures G_M , G_m , G_r , G_{SE} , si bien que les débutants et les... chevrons y perdent leur latin (ce qui n'a aucune importance, les racines grecques étant de loin plus usitées en langue scientifique !).

Pour rester cohérent, il convient de s'en tenir à la définition, à condition de la préciser avant tout emploi.

Dans le cas du T.E.C. réel où la résistance de canal R_A fait son apparition, il est utile de reprendre la définition antérieure de R_o . La figure 343-2 montre la modification qui se glisse au niveau du drain et de la source, bien qu'en vérité R_A n'intervient pas fortement sur le côté drain D , puisqu'elle se révèle négligeable comparativement à la résistance de charge R_{CD} , généralement utilisée dans les amplificateurs (ainsi que nous le remarquerons plus tard).

Nous poserons alors :

$$G_{MO} = \frac{I_D}{V_{GS}} = \frac{I_D}{V_{GS} + R_A - I_D} = \frac{1}{R_A + 1/G_O}$$

car $I_D = G_o \cdot V_{GS}$.

Nous en tirons :

$$G_{MO} = \frac{G_o}{1 + G_o \cdot R_A}$$

C'est cette quantité que l'expérience mesure (voir plus bas).

Reprenons la figure 342-3 (e) pour en préciser la partie gauche relative à la courbe quasi-parabolique $I_D = f(V_{GS})$. La figure 343-3 élargit la précédente afin de faciliter le repérage des données métriques.

Pour accéder à la valeur du courant I_D , lorsque l'électrode de commande est polarisée à une tension V_{GS} donnée négative et que $V_{DS} \geq |V_{GS}(off)|$, il est préférable d'utiliser la formule empirique suivante :

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right]^2$$

Cette relation est satisfaisante aux limites puisque :

$$\begin{aligned} - V_{GS} = 0, & \quad I_D = I_{DSS} \\ - V_{GS} = V_{GS(off)} & \quad I_D = 0 \end{aligned}$$

d'où la caractéristique de transfert : tension d'entrée (grille de commande) courant de sortie I_D , figure 3.4.3-2.

Grâce à cette approximation, la pente G_M , ou G_m se détermine aisément en se souvenant que les paramètres varient peu si la source alternative ne travaille pas en haute fréquence. Donc :

La pente G_m peut être déduite de la relation (1.16) :

$$G_m = \frac{d I_D}{d V_{GS}} = - \frac{2 I_{DSS}}{V_{GS \text{ off}}} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS \text{ off}}} \right]$$

qui, avec $V_{GS} = 0$, devient :

$$G_{mo} = - \frac{2 I_{DSS}}{V_{GS \text{ off}}} \text{ où } V_{GS \text{ off}} < 0$$

En portant G_{mo} dans l'équation (1.17), on a :

$$G_m = G_{mo} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS \text{ off}}} \right]$$

Dans la littérature technique récente on trouve plusieurs expressions de G_m , chacune valable pour des procédés de fabrication différents. I. Richer et R.D. Middlebrook ont déduit des expressions approximatives de la caractéristique de drain $I_D = f(V_{DS})$, pour un fonctionnement en striction (depletion), sans référence à la structure du dispositif. Pour un transistor à effet de champ à canal N on a :

a) pour la région ohmique :

$$0 \leq V_{DS} \leq V_P$$

$$\text{et } -V_P \leq V_{GS} \leq 0$$

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \left\{ 1 + \frac{V_{GS}}{V_P} \right\}^n$$

$$- \left\{ 1 + \frac{V_{GS} - V_{DS}}{V_P} \right\}^n$$

b) pour la région de pincement :

$V_{DS} \geq V_P$ et $-V_P \leq V_{GS} \leq 0$

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \left\{ 1 + \frac{V_{GS}}{V_P} \right\}^n$$

L'expérience montre que la valeur de « n » est légèrement différente selon les procédés de fabrication. Pour une analyse approximative, on peut considérer que $n = 2$.

Par différenciation de l'expression ci-dessus on obtient la transconductance G_m (pour petits signaux) :

$$G_m = \frac{d I_D}{d V_{GS}} = n \frac{I_{DSS}}{V_P} \left\{ 1 + \frac{V_{GS}}{V_P} \right\}^{n-1}$$

Par division de la fonction primitive par sa dérivée, on obtient :

$$\frac{I_D}{G_m} = \frac{1}{n} (V_P + V_{GS})$$

qui se traduit par une droite (fig. 343-4) ; quand I_D/G_m s'annule, V_{GS} atteint la tension de pincement V_P .

Les formules précédentes introduisent la résistance d'accès au canal sous une autre forme que R_A . Ici, lorsque $V_{GS} = 0$, la transconductance correspondante G_{mo} découle de :

$$G_{mo} = \frac{n \cdot I_{DSS}}{V_P}$$

= conductance réelle du canal.

Lorsque le paramètre technologique n vaut 2, il est établi que :

$$G_m = g_m = g_{mo} \left\{ 1 + \frac{V_{GS}}{V_P} \right\}$$

et :

$$G_m = g_{mo} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

On voit que G_m est proportionnelle à I_D et V_{GS} . En raison de la variation de G_m avec V_{GS} , aux fonctionnements à bas niveau, on bénéficiera d'un G_m maximal. On a avantage à placer le point de fonctionnement au voisinage de la polarisation effective nulle ($V_{GS} = 0$).

3.4.3.3.2. MESURE DE G_m

Selon le montage de la figure 343-5, il apparaît que le courant I_D en continu, ou i_D en faibles signaux prend la valeur indiquée sous le circuit ci-joint, d'où la grandeur consécutive de G_m ou de g_m , respectivement. Là encore, certaines conditions doivent être respectées pour pallier la destruction du T.E.C. en essai :

— L est une inductance de blocage pour la fréquence de mesure. L doit être beaucoup plus grande que l'impédance de sortie du transistor.

— Voltmètres V_{DS} et v_{ds} avec une impédance d'entrée beaucoup plus grande que l'impédance de sortie du transistor.

— La source V_{GG} est choisie selon le type de transistor A, B ou C et le courant I_D spécifié - voir polarisation.

Le processus de mesure est classique. Il faut opérer, soigneusement, dans l'ordre mentionné ci-dessous :

— Régler les tensions des sources V_{DD} , V_{GG} et du générateur G au minimum.

— Placer le transistor dans le circuit de mesure.

— Régler V_{GG} à une tension de blocage V_{GS} .

— Ajuster V_{DD} pour obtenir la tension V_{DS} spécifiée.

— Régler V_{GG} pour obtenir le courant I_D spécifié ou la tension V_{GS} spécifiée.

— Ajuster la tension du générateur sinusoïdal à la fréquence spécifiée, afin d'appliquer aux bornes du transistor un signal de faible amplitude.

— On mesure les tensions v_g , v_{ds} . Résultat :

$$G_m = g_m = \frac{V_G - V_{DS}}{R_D \cdot V_{GS}}$$

ainsi que cela a été établi ci-dessus.

Plusieurs jointés permettent de tracer les courbes générales de la figure 3.4.3-6, où les conductances sont exprimées en microsiemens, manuels sont plus complets qui procurent les variations de G_m , en fonction de :

— V_{GS} (fig. 343-7 [a]).

— I_D (fig. 343-7 [b]).

pour le continu, ou les petits signaux alternatifs (à faible fréquence, par exemple, 1 [kHz]).

Lorsque les grilles G_1 et G_2 interviennent, les constructeurs fournissent des réseaux de caractéristiques plus détaillées que reprend la figure 343-8, à propos de $G_m = f(V_{G1})$, (courbe a), de $G_m = f(V_{G2})$, (courbe b). Parfois, des abaques réunissent les variations de G_m , g_m relativement au courant de drain I_D et la ten-

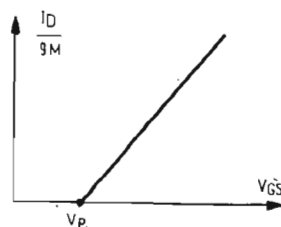


Fig. 3-4-3-4.

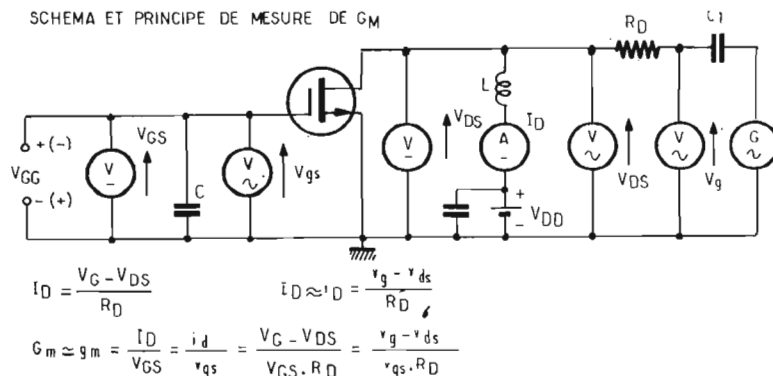


Fig. 3-4-3-5.

sion grille source 2, V_{G2} (fig. 343-7 [c]).

Il est à remarquer que G_m (ou g_m) dans la région de saturation (zone pentodique fig. 342-3 [II]) est proportionnelle à :

$$G_m \approx g_m = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{t_{ox}}$$

$$\mu_{moy} \cdot W/L (V_{GS} - V_{th})$$

avec : t_{ox} , épaisseur de l'oxyde (oxyde thickness); V_{th} , tension de seuil, à la limite du pincement V_p ; ϵ_0 et ϵ_r étant les permittivités du vide (indice 0) et relative du matériau semi-conducteur; μ_{moy} est la mobilité statistique moyenne des porteurs libres de charge. Pour les résisteurs M.O.S. le rapport W/L , de la largeur de jonction à sa longueur, est inférieur à l'unité; pour les transistors M.O.S., c'est l'inverse qui se produit.

3.4.3.2.3. NECESSITE D'UNE MESURE EN CONTINU

Lorsque G_M diffère fortement de la transconductance aux petits signaux g_m , il convient d'introduire réellement sa mesure en continu pour obtenir sa valeur précise G_M (ou g_M , selon les écritures).

Nous définirons donc, une fois encore :

$$G_M = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$$

à V_{DS} constante puisque l'on opère en continu.

Varions V_{GS} de ΔV_{GS} et mesurons le changement consécutif du courant de drain par l'intermédiaire du dispositif représenté figure 343-8 (a) qui permet de relever les courbes de la figure 343-8 (b).

Nous trouverons encore que :

— R_1 est une résistance de protection.

— La source en continu V_{GG} est choisie selon le type de

transistor A, B ou C, et le courant I_D spécifié.

Il sera, de plus, nécessaire d'observer la procédure décrite ci-après :

— Régler les tensions des sources V_{DD} et V_{GG} au minimum.

— Placer le transistor dans le circuit de mesure.

— Régler V_{GG} à une tension de blocage V_{GS} .

— Ajuster V_{DD} pour obtenir la tension V_{DS} spécifiée.

— Régler V_{GG} pour obtenir la tension grille-source V_{GS1} spécifiée et noter le courant drain correspondant I_{D1} .

— Modifier légèrement la tension V_{GS} pour obtenir V_{GS2}

$= V_{GS1} + \Delta V_{GS}$ et noter le courant drain I_{D2} .

— Résultat :

$$g_M = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{I_{D1} - I_{D2}}{V_{GS2} - V_{GS1}}$$

(où $\Delta V_{GS} = 0,2 \text{ V}$)

d'où nous tirons point par point l'allure générale de la courbe $g_M = f(V_{DS})$, étant évi-

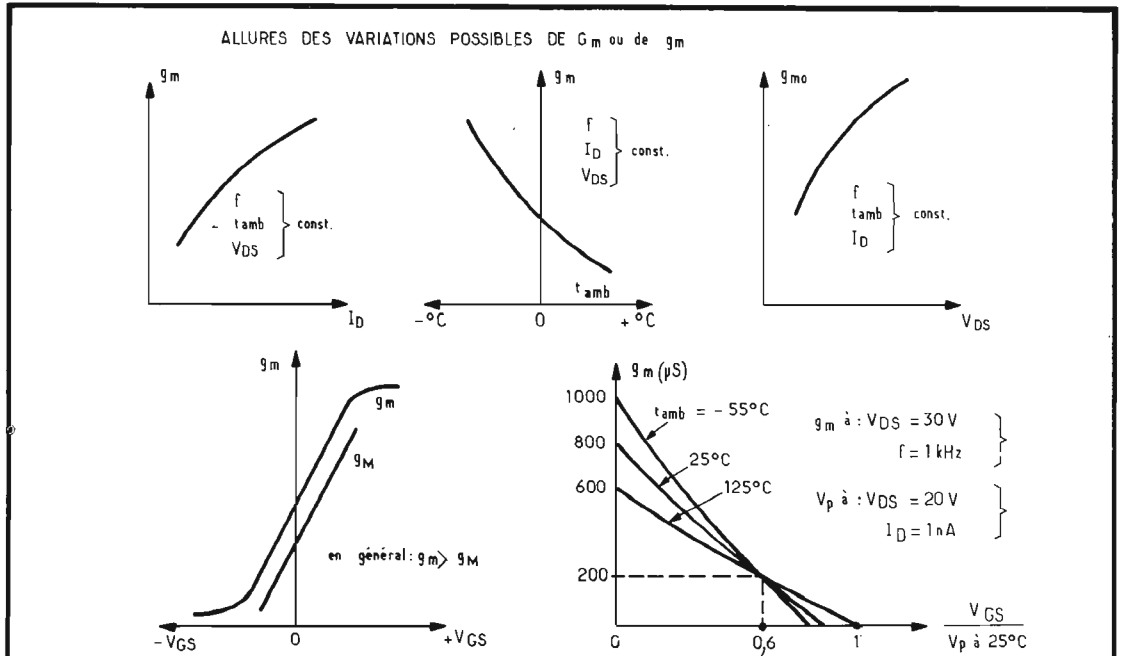


Fig. 3-4-3-6.

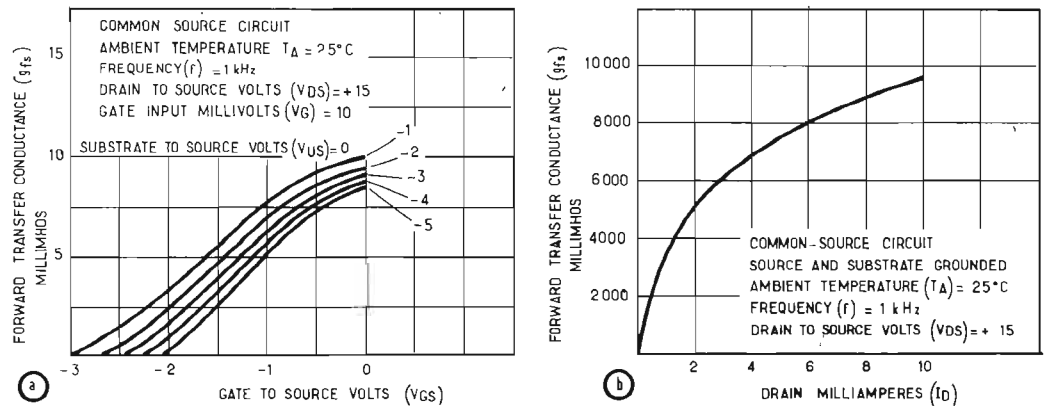


Fig. 3-4-3-7.

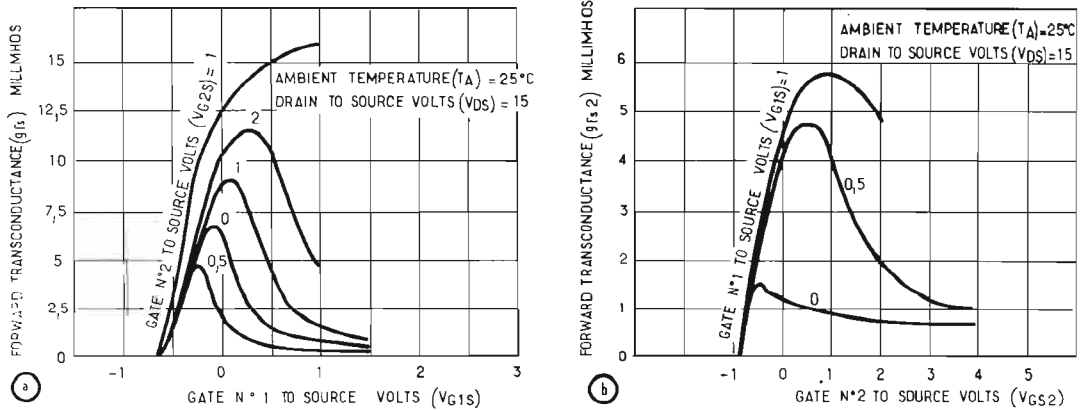


Fig. 3-4-3-7.

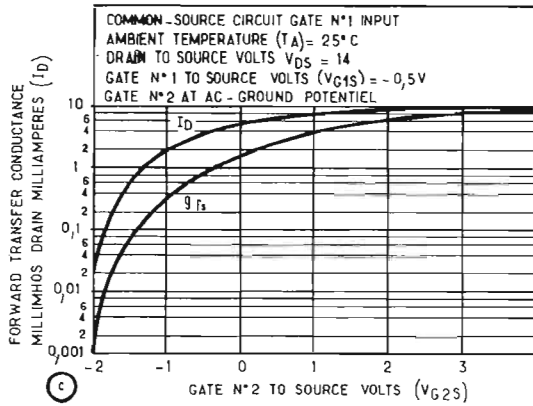


Fig. 3-4-3-7.

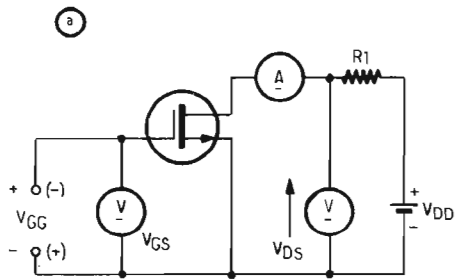


Fig. 3-4-3-8.

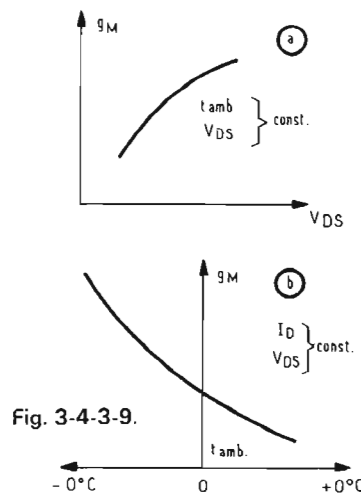
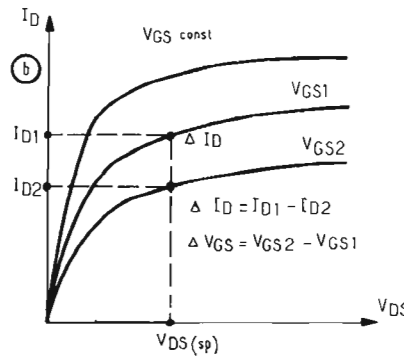


Fig. 3-4-3-9.



dent que g_m varie avec la température, ainsi que nous le verrons plus tard. Les courbes (a) et (b) de la figure 343-9 traduisent ces variations.

3.4.3.4. LA CONDUCTANCE DE DRAIN G_D

La grandeur de la densité de courant j dans le canal se calcule à partir des considérations énoncées dans le n° 1507 (§ 3.3.1) et dans les rappels formulés au début du chapitre 3.4 en cours. Pour des porteurs minoritaires, seuls actifs dans une zone d'inversion de population, en polarisation inverse, nous aurons :

$$j = n_i \cdot q \cdot \mu_p \cdot \frac{V_{DS}}{l}$$

où l est toujours la longueur disponible du canal, μ_p la mobilité des trous (minoritaires en milieu N) et n_i , la densité de charge des porteurs (ici des trous) dans la zone d'inversions (à ne pas confon-

dre avec la concentration p des trous majoritaires dans P^+ , entre autres). Si A est l'aire de passage autorisé au flux de charges mobiles, il s'ensuit que :

$$I_D = A \cdot j$$

tous les courants injectés étant supposés pénétrer à l'intérieur de la structure. Nous savons alors que :

$$I_D = \frac{q \cdot A \cdot \mu_p \cdot V_{DS}}{l}$$

x fonction $(V_{GS} - V_p)$

La charge Q_i (dite d'état) est induite dans le canal au niveau sous-grille à travers la capacité d'oxyde C_{ox} :

$$Q_i = -C_{ox} (V_{GS} - V_p) = n_i \cdot q \cdot A \cdot l$$

charge totale des porteurs en quantité n_i dans un volume $A \cdot l$. Ceci s'introduit dans la valeur donnée de I_D :

$$I_D = -\mu_p C_{ox} (V_{GS} - V_p) \cdot \frac{V_{DS}}{l^2}$$

D'où l'évaluation de la conductance de drain G_D en courant continu :

$$G_D = \frac{I_D}{V_{DS}} = -\mu_p \cdot C_{ox} (V_{GS} - V_p) \frac{1}{l^2}$$

Comme $(V_{GS} - V_p)$ est négatif, G_D est positive. Il s'agit d'une conductance linéaire (aux faibles signaux alternatifs aussi) dont la valeur varie avec V_{GS} . Autrement dit, le T.E.C. se comporte comme un dispositif à résistance contrôlée par une tension.

CONCLUSION

Cet examen, rapide, des résistances et des conductances, qui n'entre pas dans le détail des processus physiques (notamment à propos des vitesses limites des porteurs de charge, des champs électriques critiques de seuil et de forte intensité) se justifiera

pleinement après l'étude des capacités, lorsqu'il sera question des paramètres admittances dont, d'ailleurs, les mesures mettent en évidence les données G et $C\omega$ mieux que par une approche directe de ces paramètres très souvent inaccessibles.

De plus les valeurs des conductances, surtout la grandeur g_m , changent en haute fréquence. Il nous appartient de fixer les idées à ce propos quand nous décrirons les données relatives aux paramètres y .

Nous demandons, ici, de ne retenir que trois points essentiels, à savoir :

— La tension de drain induit une injection de courant qui cause une légère élévation de la conductance de ce pôle.

De petites fluctuations de la tension drain-source susciteront des perturbations dans le flot de particules instillées sans que le modèle linéaire préconisé dans ces lignes en soit défavorablement affecté, bien que le bruit s'en ressente (voir § 3.7 le rapport signal au bruit).

— Le courant de grille traversant cette électrode est négligeable pour un M.O.S.T.E.C. En conséquence la résistance d'apport (incrémentale) entre la grille et la source se révélera grande. Dans le cas d'un T.E.C. à jonction, la résistance demeurera encore importante, bien que de plusieurs ordres de grandeur inférieurs à celle d'un M.O.S.T.

— Le flux de trous (canal N) à la limite canal-source vers la source et entre la limite canal-drain est responsable de résistances parasites, $R_A = r_{ss}$ et $r_A = r_{DD}$, lorsqu'il y a adaptation énergétique entre les résistances.

(à suivre)

B. MARIN

la chaîne GRUNDIG



STUDIO 1600 A

CONSERVANT la ligne générale des chaînes Studio 1500 et 2000 que nous avons analysées précédemment, la Studio 1600 est exactement située entre ces deux modèles.

L'équipement comporte une platine Dual 1225 munie d'une tête magnétique Shure M75D, un tuner à quatre gammes et un amplificateur stéréo de 2 x 15 W, la chaîne répond au label HIFI avec possibilité d'emploi de 4 enceintes pour la reproduction en pseudo quadrastéréo.

CARACTÉRISTIQUES

Récepteur :

A 4 gammes :
GO - 145-350 kHz
PO - 510-1 620 kHz
OC - 5 - 9 - 16,2 MHz
FM - 87,5 - 108 MHz
Fréquences intermédiaires :
10,7 MHz, 455 kHz
Antenne : dipole 240 Ω en FM ; cadre ferrite ou extérieure en AM
Décodeur stéréo : automatique à circuit intégré
Accord : par condensateur variable 4 cages comme à l'AM/FM

Platine :

Dual type 1225 automatique à changeur 2 vitesses
Entraînement : par poulie, à l'aide d'un moteur asynchrone 4 pôles (adaptation 50 - 60 Hz par échange de la poulie moteur)
Réglage de vitesse : $\pm 3\%$
Fluctuations : $< \pm 0,15\%$
Rapport signal/bruit : > 37 dB
Cellule de lecture magnétique, Shure M75D

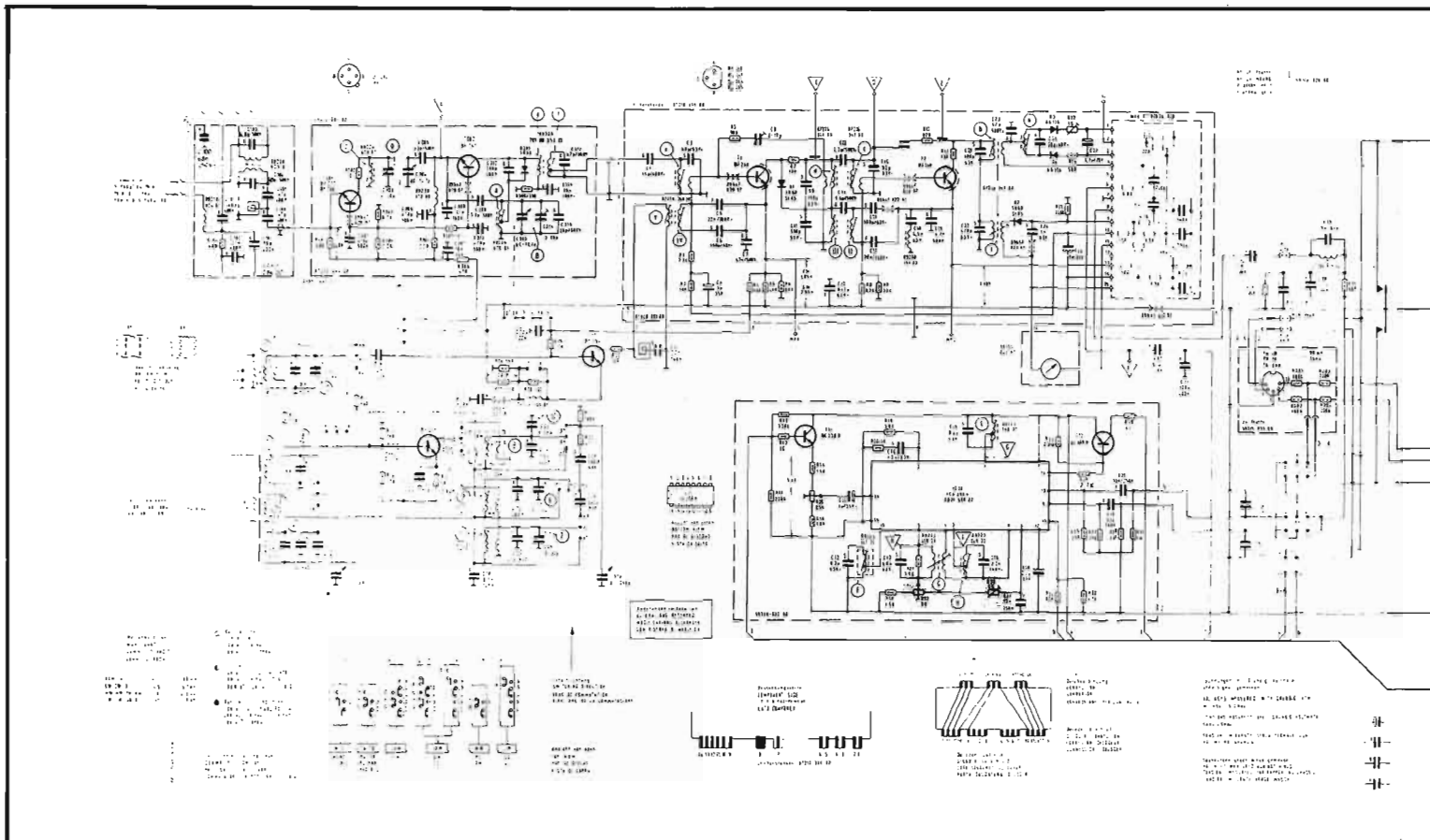
Amplificateur :

Puissance : 2 x 15 W
Courbe de réponse : 20 Hz - 20 kHz

Contrôle de volume à correction physiologique
Enceintes : 2 paires d'enceintes 4 Ω
Encombrement : 540 x 370 x 180 mm

PRÉSENTATION

Comme sur la Studio 1500, les commandes sont disposées sur un pupitre à droite de la platine. Le cadran du récepteur est très lisible, il comporte sur sa droite le clavier sélecteur de gammes et de fonctions.



Les potentiomètres sont à déplacement linéaire, modèle qui donne une indication visuelle instantanée du réglage procuré.

Tous les raccordements sont sur prises DIN, à l'arrière de l'appareil.

La réalisation électronique est bien conçue, en sous-ensembles enfichables sur une carte mère. Le bloc des circuits basse fréquence est parallèle au panneau arrière, les refroidisseurs sont largement dimensionnés.

ETUDE DES CIRCUITS

(schéma fig. 1)

Tuner :

En FM, les signaux antenne sont injectés sur l'émetteur de l'amplificateur HF T301, monté en base commune, ce qui réduit le souffle. Ces signaux sont ensuite dirigés sur l'étage changeur de fréquence, le transistor T302 dans son circuit émetteur, l'étage travaillant également

en base commune. La partie oscillateur local oscille grâce au couplage émetteur collecteur, et l'on note la présence du circuit série LC dans la base de T302 jouant le rôle de réjecteur FI.

Le mélange est réalisé dans le circuit collecteur, les signaux FI sortant du secondaire transformateur 10,7 MHz.

L'amplification FI est assurée par deux étages, T1-T2, fonction commune en FM et AM.

La démodulation est ensuite assurée dans un détecteur de rapport, (diodes D3-D4) et le décodage stéréo par le circuit intégré IC11. Le seuil de sensibilité de l'allumage du voyant stéréo est ajusté par R15, R17 et R22 permettant d'obtenir la meilleure séparation des canaux.

En AM, les signaux sont appliqués à la tête HF, (T11-T12), puis amplifiés en FI par T1-T2. La détection s'effectue à l'aide de la diode D2, puis les signaux sont dirigés vers la section audio et la sortie enregistrement magnétique.

Amplificateur :

Les signaux délivrés par la cellule de lecture Shure sont traités par un préampli correcteur RIAA à deux étages, T201-T203.

La sortie parvient au sélecteur de sources et à la prise enregistrement, puis après commutation les signaux choisis sont injectés sur la carte groupant les commandes de volume balance et les correcteurs de tonalité.

L'amplificateur de puissance est à configuration complémentaire pure, avec liaison par condensateur vers les enceintes (2 200 μ F).

L'alimentation des petits étages est régulée et filtrée électroniquement par le transistor T207 et la zener D201. Le filtrage obtenu est équivalent à celui procuré par un condensateur $C = C223 \times \beta$ de T207.

EXPLOITATION

Bonne sensibilité sur toutes les gammes et puissance de

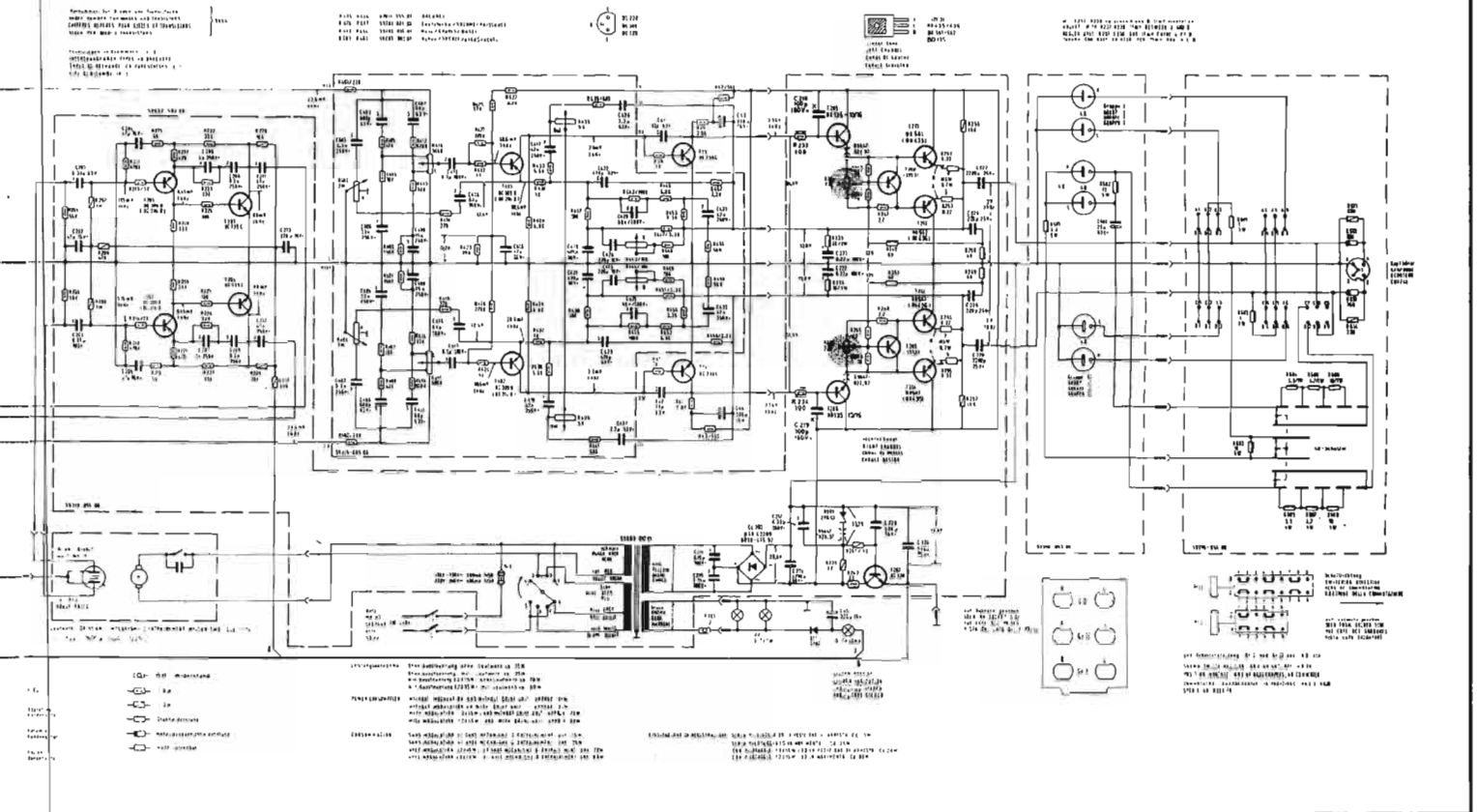
sortie très largement suffisante pour l'écoute en appartement, telles sont les résultats mis en évidence. Les correcteurs de tonalité et la correction physiologique ont une plage d'action largement suffisante. Associée à des enceintes Box 303, les qualités sonores sont convenables.

CONCLUSION

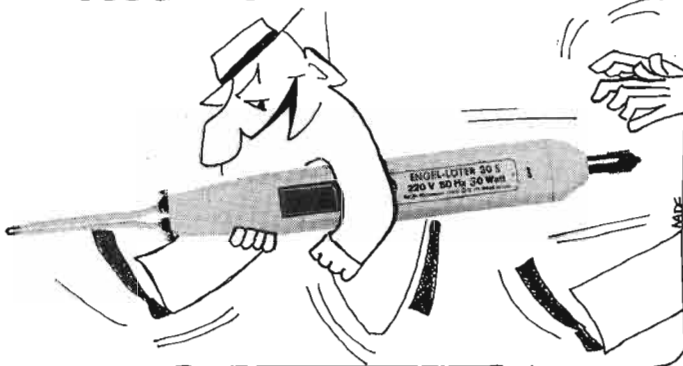
Petite chaîne HIFI correctement construite, la Studio 1600 a des caractéristiques qui permettent de satisfaire l'utilisateur ne coupant pas les décibels en quatre, et qui désirent une chaîne intégrée ne posant pas de problèmes à l'utilisation.

La présentation agréable permet d'ajouter aux caractéristiques une note d'ensemble élevée pour une chaîne de cette catégorie.

J. BERCHATSKY



Nouveau modèle 75



Mini-30 Engel

30 watts 220 volts
bi-tension
110/220 volts

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

En vente chez vos grossistes

RENSEIGNEMENTS : **DUVAUCHEL**
 3 bis, RUE CASTÉRÉS 92 110 CLICHY TÉL. 737.14.90

pistolet soudeur

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

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

RAPY

CONTROL DATA

premier constructeur mondial
 de super-ordinateurs
 forme, dans son Institut parisien,

PROGRAMMEURS

en 4 mois 1/2

ANALYSTES FONCTIONNELS

en 5 semaines

TECHNICIENS DE MAINTENANCE

en 6 mois 1/2

Pour conditions et dates d'interviews

Appelez dès maintenant M. Harby

au **583.46.72** (en P.C.V. de province)

Vous pouvez aussi lui écrire ou venir nous voir

CONTROL DATA INSTITUT PRIVE CONTROL DATA
 France 46, rue Albert 75013 PARIS

Monsieur HARBY

Veillez m'envoyer, gratuitement et sans engagement, votre brochure sur l'Institut.

Nom _____ Prénom _____

adresse _____

Profession _____ Age _____

HI-FI et VIDEO



LE DISQUE MDR

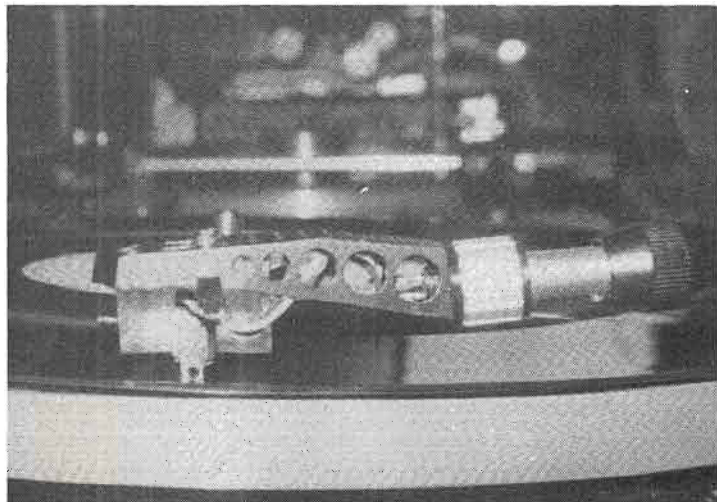
NOUS avons assisté ces dernières années à une féroce bataille entre les divers grands constructeurs japonais, américains et européens, en vue de mettre sur le marché des appareils audiovisuels destinés à être fabriqués en très grande série, et par là conquérir un marché immense, celui du grand public.

De l'EVR aux vidéo-disques à lecture par rayon laser, l'éventail des appareils successivement mis sur le marché a été très large, sans qu'un avantage décisif ne fasse pencher la balance pour l'un d'entre eux, et qu'une normalisation rendant compatibles entre eux les divers systèmes n'intervienne.

A ce jour, deux systèmes sont commercialisés, le disque TED et le VCR.

Le premier est d'un prix réduit, mais la lecture du disque vidéo est seule possible, le second, permet l'enregistrement et la lecture de la cassette vidéo, mais le prix de celle-ci, inférieur à 200 F cantonne ce système aux utilisations professionnelles, et l'éliminé du même coup du marché grand public.

Le MDR dont la commercialisation doit intervenir début 1976 risque de jouer le rôle de l'outsider qui concilie les divers avantages des précédents appareils, tout en étant d'un prix très abordable qui lui permettra de voir s'ouvrir pour lui les portes du marché grand public et professionnel.



A - Tête de lecture magnétique posée sur le MDR.



B - Vue générale du disque MDR avec la pointe de guidage.

LE DISQUE MDR

Le disque MDR (Magnetic Disc Recording) est dû au professeur Rabbe. Il permet l'enregistrement et la lecture de signaux audio ou vidéo, à l'aide d'un dispositif tout à fait analogue à une platine tourne-disque. En vidéo la durée est de 20 à 25 mn, en audio 1 h 30 par face.

La constitution du disque (fig. 1) est assurée par collage à chaud en une seule opération

de 5 éléments. Un film magnétique de $8\ \mu\text{m}$ est posé sur les deux faces de l'âme centrale, et deux disques souples gravés d'un sillon de guidage sont rapportés au centre.

L'ensemble a une épaisseur de 2 mm, et une rigidité supérieure à un disque microsillon classique (fig. 2).

La durée de fabrication d'un disque, enregistré ou non, est de 45 secondes.

La lecture et l'enregistrement sont assurés par une tête magnétique commune, disposée à l'extrémité d'un bras

identique à celui d'un tourne-disque. Le guidage est assuré par une pointe munie d'un saphir de $20\ \mu\text{m}$, se déplaçant autour du sillon de guidage. Le pas du sillon est de $28\ \mu\text{m}$, la pression de lecture est de 4 grammes.

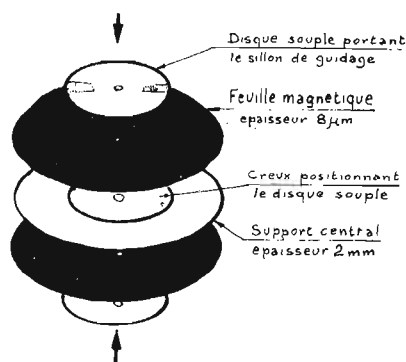
Le disque est entraîné directement par un moteur continu à effet Hall, fabriqué par Papst, réglé en vitesse à 150 t/mn pour la vidéo, 33 ou 45 tours pour l'audio, s'il s'agit d'un appareil exploitant les disques magnétiques et HIFI.

La tête magnétique ferrite

est d'une réalisation très particulière (fig. 3), l'entrefer est de $0,3\ \mu\text{m}$, la largeur de piste est de $25\ \mu\text{m}$, l'épaisseur totale étant de $0,5\ \text{mm}$.

La durée de vie d'un disque MDR est de 300 passages, bien supérieure à celle d'un microsillon. La limitation est due non à l'enduit magnétique, mais à l'usure du sillon de guidage.

La tête magnétique a une durée de vie de 300 heures, son remplacement est aussi simple que celui d'une tête HIFI.



CONSTITUTION DU DISQUE MDR

Fig. 1

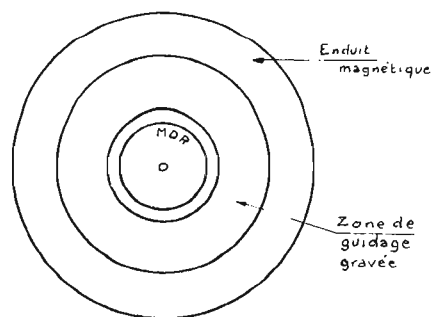
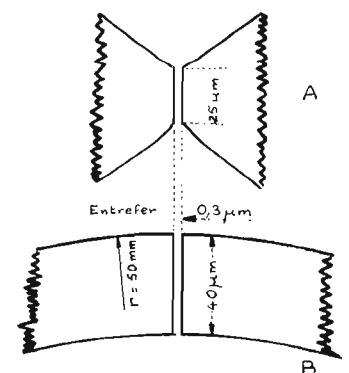


Fig. 2



Détail de la tête: A partie en contact avec le disque. B vue de côté. Epaisseur $0,5\ \text{mm}$

Fig. 3

Les signaux enregistrés permettent d'obtenir une image couleur de définition inférieure à 400 lignes, avec la voie son enregistrée en modulation de fréquence. Le système s'adapte aux standards PAL, Secam ou NTSC par simple échange d'un module enfichable.

Le signal vidéo est ensuite mélangé à une porteuse, puis injecté directement vers l'entrée antenne d'un téléviseur. Le niveau injecté est de 2 mV/60 Ω , la stabilité est suffisante pour entrer dans la norme fixée par les PTT allemands.

LE MDR L 522

Le constructeur a très logiquement conçu un ensemble utilisable en vidéo et HIFI, la chaîne MDR L 522. Cet appareil comporte tous les circuits vidéo enregistrement

lecture, un tuner FM/TV à 8 stations préréglables, une platine tourne-disque vidéo ou HIFI, et un amplificateur de 2 x 20 W HIFI, dans un coffret à l'encombrement réduit.

En fonctionnement vidéo, on enregistre par exemple le signal de l'un des canaux TV du tuner, pendant que le monitoring est assuré par le téléviseur. Les signaux d'un magnétoscope ou d'une caméra peuvent être également exploités, ainsi que tout signal vidéo ligne.

A la lecture, les signaux sont directement injectés sur l'antenne du téléviseur. L'effacement est aussi simple que possible, on passe un chiffon magnétique sur la surface du disque.

En HIFI, on exploite les disques microsillon 33 ou 45 t/mn, la tête de lecture bascule sur un axe, les signaux d'un magnétophone, ou du tuner FM.

A part les signaux des disques HIFI, toutes les sources

peuvent être enregistrées pendant l'écoute si on le désire sur le disque MDR en FM l'appareil étant alors un magnétophone aux performances très élevées. La durée d'un programme stéréo enregistré à partir de la FM atteint 1 h 30 mn par face, ce qui laisse place à toutes les œuvres, même les plus longues, retransmises directement sur l'antenne.

Le MDR L 522 est donc très complet, il est apte à concurrencer très efficacement Audiovisuel et HIFI, et peut révolutionner complètement ces deux activités.

Selon les dirigeants de MDR, l'appareil sera commercialisé à un prix de 3 500 F, le disque vierge valant 45-55 F, dans les premiers mois de 1976. La fabrication sera assurée en France, les disques en R.F.A. par Schneider à Darmstadt, ou une unité de production de 15 000 disques par jour est à pied d'œuvre.

Les têtes de lecture disque vidéo et HIFI interchangeables seront proposées pour 100 F.

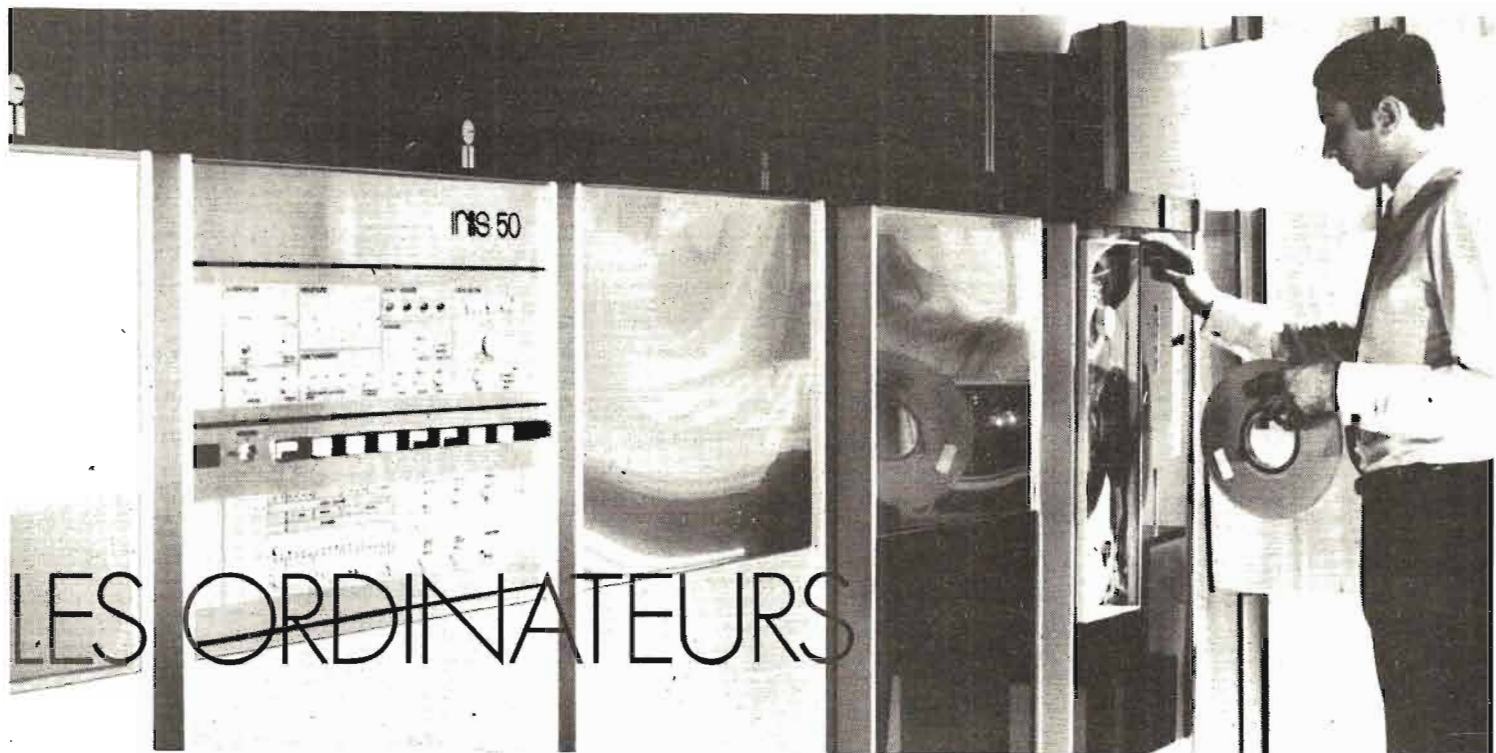
CONCLUSION

Le disque MDR risque de bouleverser le marché traditionnel de la HIFI, (près de 200 000 appareils ont fait l'objet de commandes optionnelles), bien qu'à l'origine seules les applications vidéo aient été visées. En effet, mettre sur le marché une chaîne vidéo-HIFI complète pour 3 500 F va orienter les acheteurs vers cette formule, elle leur permettra d'enregistrer puis de lire les images vidéo noir et blanc ou couleur, et de disposer d'une chaîne HIFI complète avec magnétophone.

J. BERCHATSKY



C - Détail de la pointe de guidage.



MARC FERRETTI

CES MINIS QUI IMITENT LES GRANDS

DES « CHIPS » CALCULATEURS

Au Sicob 75, parmi les innovations, figure un calculateur électronique de poche imprimant : le modèle 5050 de Texas Instruments ne pèse que 800 g et imprime par l'intermédiaire d'une tête d'impression électronique entièrement silencieuse. Il est commercialisé depuis le mois de juin dernier au prix de 1 495 F (TTC).

D'une capacité de 9 chiffres, l'impression se fait sur papier thermique de 5 cm de large. Une mémoire-tampon permet la mise en mémoire transitoire des données

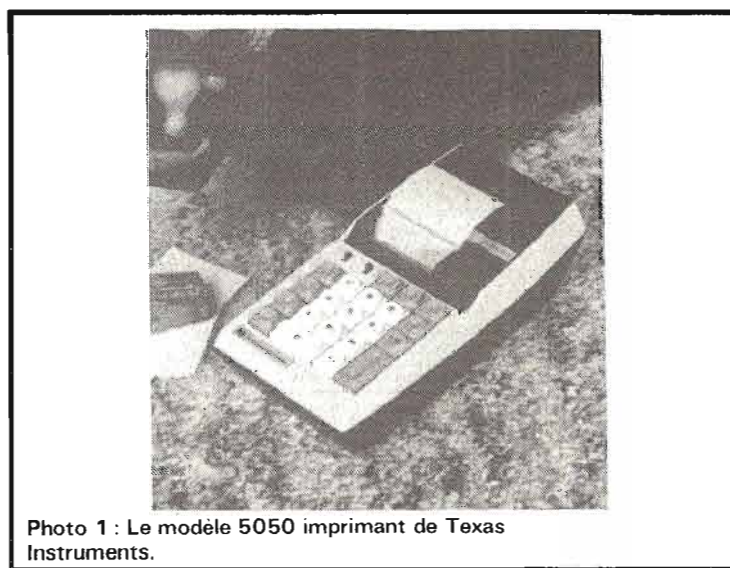


Photo 1 : Le modèle 5050 imprimant de Texas Instruments.

entrées au clavier pendant l'impression. Le T.I. 5050 effectue les 4 opérations, les calculs en chaîne, les pourcentages, les calculs avec facteur constant, la programmation du nombre de décimales ou de la virgule flottante.

Ce calculateur fonctionne sur batteries rechargeables incorporées dont l'autonomie minimale est de 5 heures.

Texas Instruments a également commercialisé un nouveau calculateur de poche « 4 opérations - 8 chiffres », le modèle TI 200 (fig. 1), au prix de 165 F TTC (valeur : juin 1975).

DES « CHIPS » AU SEIN DES CALCULATEURS

Si vous ouvriez un calculateur de poche, vous seriez étonné du peu de composants électroniques qu'il contient : peu ou pas de composants discrets ; essentiellement des « chips », c'est-à-dire des circuits intégrés réalisant chacun une fonction bien précise (fig. 2 à 5). C'est ainsi que l'on pourra reconnaître le « chip » calculateur, véritable unité centrale du calculateur ; le « chip » programmeur, mémoire dans laquelle peuvent être stockées, séquentiel-

lement, la succession des instructions de programmes réalisés par l'utilisateur lui-même ; le « chip » mémoire, qui sert au stockage des données ; le « chip » d'affichage qui sert d'interface entre le « chip » calculateur et l'écran d'affichage électro-luminescent ou fluorescent. Bien entendu, chaque constructeur possède sa propre conception du calculateur et la fonction des « chips » utilisés pourra être différente des modèles précédents.

Texas Instruments, Rockwell, National Semi-conductor, MOS Technology, American Microsystems Inc, Electronic Arrays, ce sont là les

quelques grands noms des producteurs de circuits intégrés utilisés dans les calculateurs de poche.

En 1974, ces divers constructeurs proposaient des ensembles contenant deux ou trois chips, suffisants pour assurer le bon fonctionnement d'un calculateur de poche. Il suffit de connecter les chips au moyen d'une plaque de circuit imprimé, de leur associer un clavier et un écran d'affichage, enfin d'habiller le tout pour réaliser un calculateur prêt à être commercialisé.

Par exemple, chez Electronic Arrays Inc, les ensembles EA S-141 et EA S-145 sont

des ensembles de trois circuits intégrés MOS permettant de réaliser un calculateur imprimant travaillant avec des nombres de douze chiffres. L'impression s'effectue au moyen d'une imprimante Seiko-104. Le plus récent de ces ensembles, l'EA S-145 peut additionner, soustraire, multiplier, diviser, calculer des pourcentages, des racines carrées, des inverses ; il possède deux mémoires adressables ; il est enfin pourvu d'un compteur qui sert à la détermination de moyennes de N nombres : en appuyant sur une touche « AVG » (pour « average », c'est-à-dire « moyenne »), le calculateur

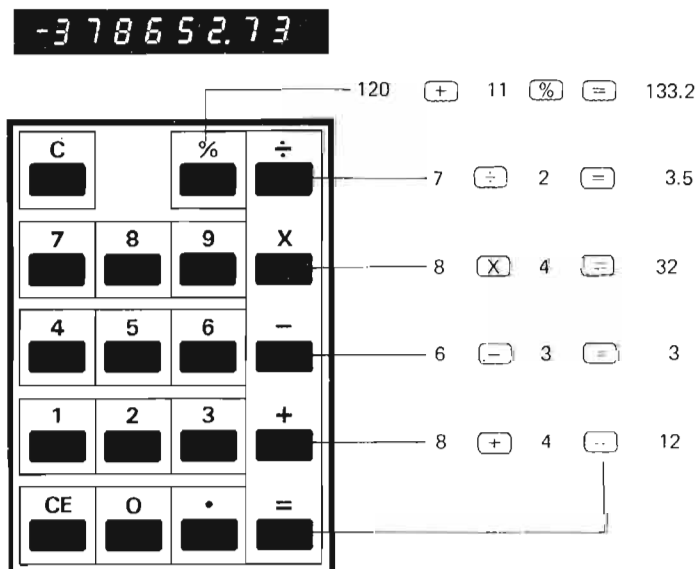


Fig. 1. - Le TI 1200 est le dernier-né des calculateurs « 4 opérations - 8 chiffres » de Texas-Instruments. Il fonctionne sur pile de 9 volts et son autonomie de calcul est de 15 heures environ.



Fig. 2. - Avec un seul circuit intégré, tel que le 7529-07 (introduit en juin 1975) de MOS Technology Inc., il est possible de réaliser un calculateur ayant 18 fonctions scientifiques, une mémoire adressable (les 4 opérations arithmétiques y sont réalisées directement), capable d'afficher 12 chiffres, et travaillant en notation scientifique (avec 2 niveaux de parenthèses).

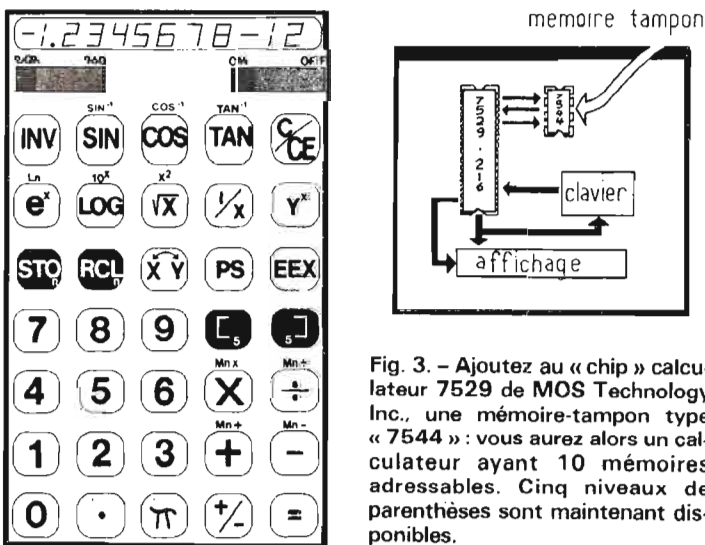


Fig. 3. - Ajoutez au « chip » calculateur 7529 de MOS Technology Inc., une mémoire-tampon type « 7544 » : vous aurez alors un calculateur ayant 10 mémoires adressables. Cinq niveaux de parenthèses sont maintenant disponibles.

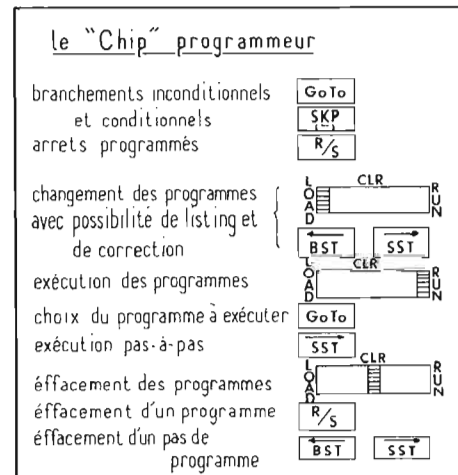


Fig. 4a.

Fig. 4. - Ajoutez au « chip » calculateur 7529 un « chip » programmeur type 7543 : vous obtiendrez un calculateur programmable, à 12 chiffres affichés, 18 fonctions scientifiques et 2 niveaux de parenthèses.

divise la somme de ces nombres contenue dans l'accumulateur ou dans l'une des mémoires par la valeur du compteur (soit N). Dans cet ensemble EA S-145, le premier chip (EA 7301) sert à l'introduction des données par le clavier ; il est également utilisé pour le chargement des mémoires, et le contrôle des nombres introduits (signe ; « overflow », c'est-à-dire dépassement de capacité) ; le second chip (EA 5053) sert au traitement des données ; enfin, le troisième chip est utilisé pour l'impression (fig. 6).

On trouve, également chez Electronic Arrays Inc., un ensemble (EA S-146) de deux « chips » permettant de réaliser un calculateur de 12 digits, imprimant au moyen de l'imprimante Seiko-310. Il réalise les 4 opérations arithmétiques et les calculs de pourcentage et il est pourvu d'une mémoire.

D'autres firmes disposent d'ensembles semblables : par exemple, chez American Microsystems Inc., on trouve les deux ensembles S9650/S9511 et S9510/S9511 qui permettent chacun de réaliser un calculateur imprimant à mémoire à 12 digits, compatible avec l'imprimante Seiko 104 (fig. 7).

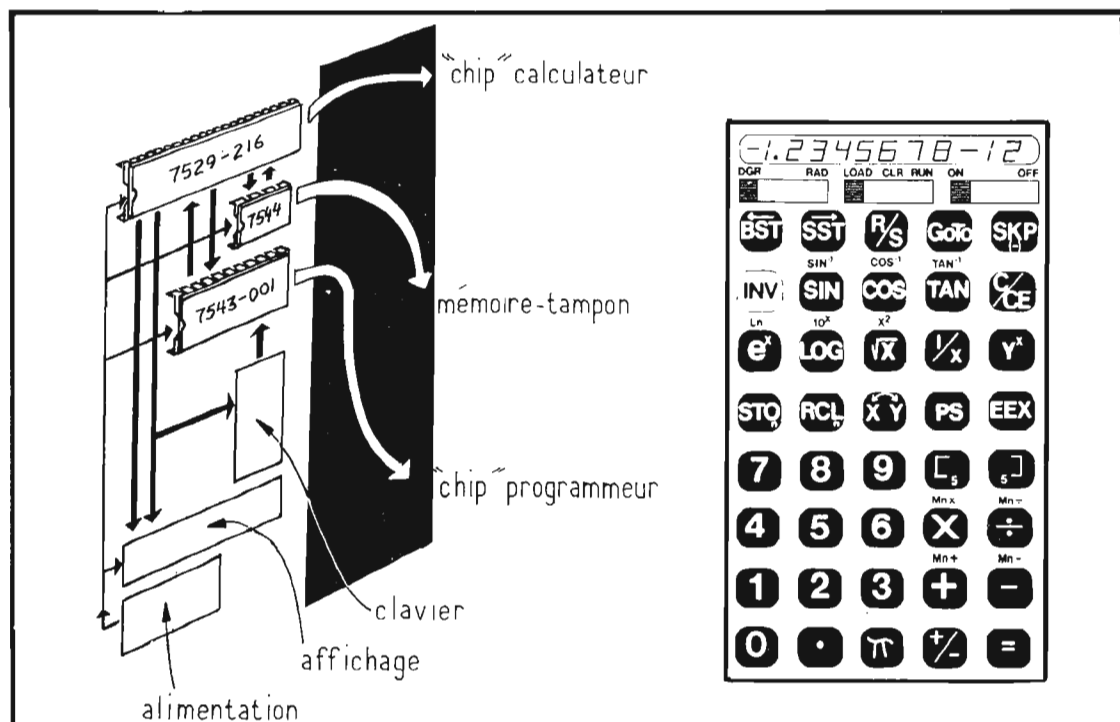


Fig. 5. - Voici enfin le calculateur le plus complet, programmable, et disposant de 10 mémoires adressables (et 5 niveaux de parenthèses).

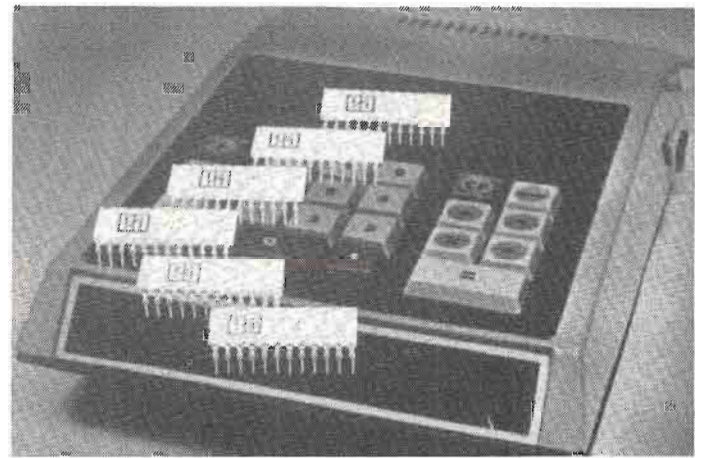


Photo 2. - Les « chips » pour calculateurs de poche sont de plus en plus intégrés. Les futurs calculateurs pourraient ne fonctionner qu'avec un seul « chip » (cliché Electronic Arrays).

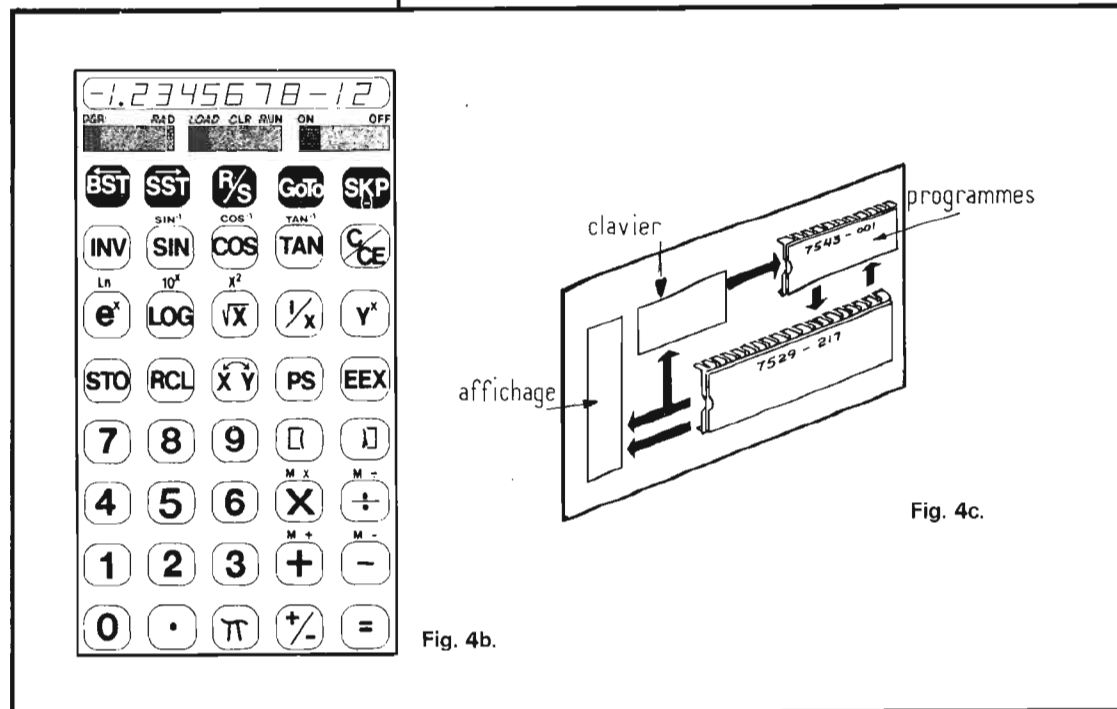


Fig. 4b.

Depuis peu, Electronic Arrays dispose d'un « chip » (le modèle EA5058/5059) qui peut être utilisé, seul, dans un calculateur imprimant. Ce « chip » réalise les quatre opérations arithmétiques courantes effectue les calculs de pourcentage et imprime le résultat (constitué de 8 chiffres au plus) sur une imprimante thermique conçue par Facit A.B. Le « chip » calculateur travaille en virgule flottante.

UN « CHIP » POUR LES CALCULATEURS

On trouve sur le marché d'autres circuits intégrés capa-

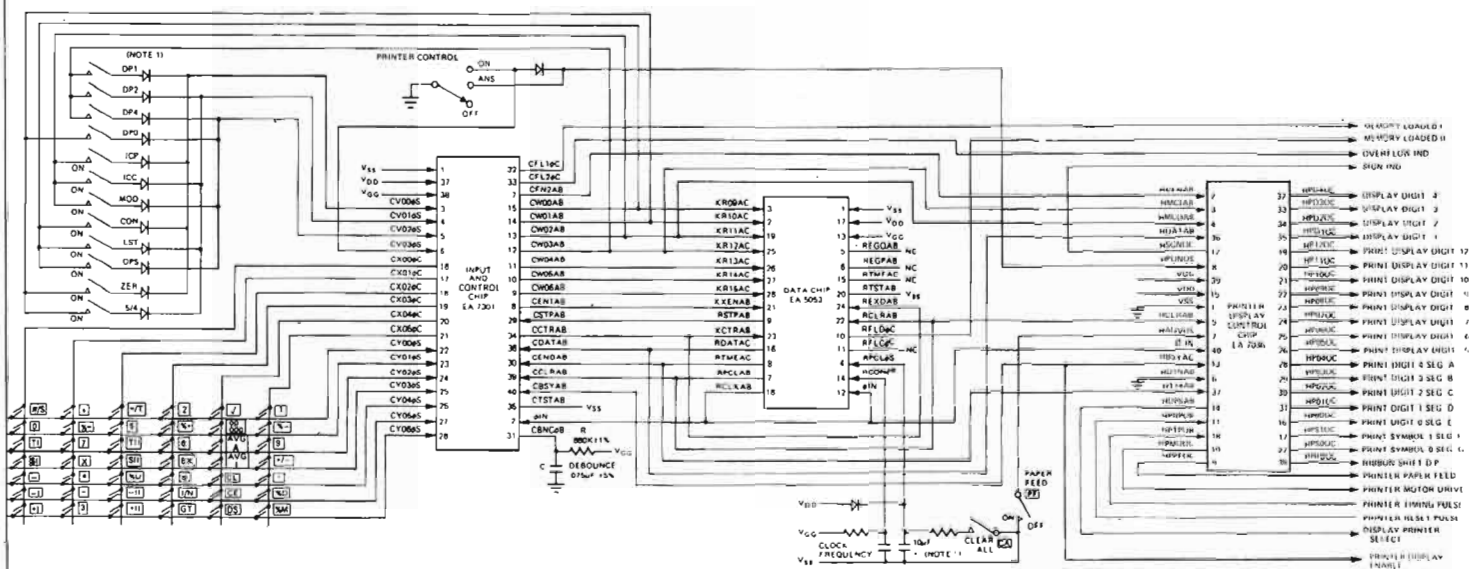


Fig. 6. - L'ensemble EA S-145 permet de réaliser un calculateur imprimant à 12 digits (document Electronic Arrays).

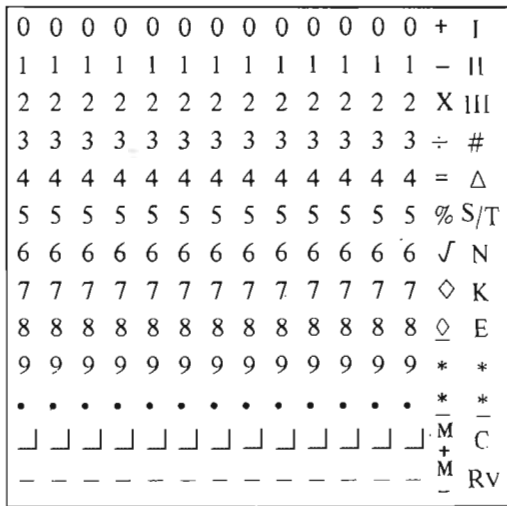


Fig. 7. - Développé de la tête d'impression de l'imprimante Seiko-104.

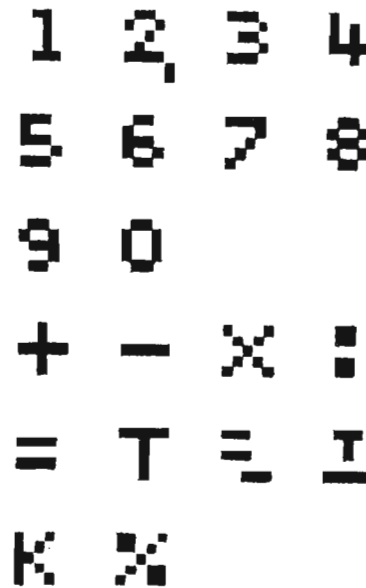


Fig. 9.

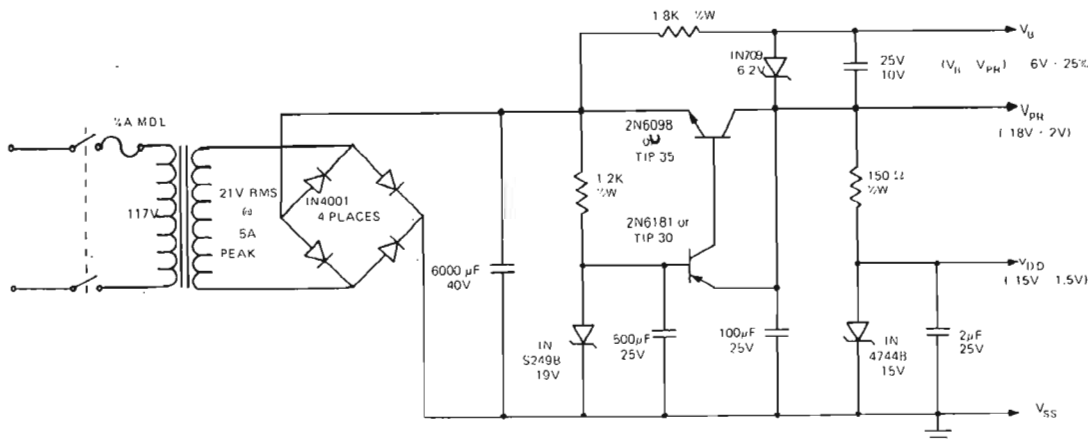


Fig. 8. - Modèle d'alimentation électrique pour calculateur électronique (document A.M.I.).

blés de piloter, seuls un calculateur : c'est le cas des « chips » EA7051 et EA7055 d'Electronic Arrays Inc., ou encore du S9411 d'American Microsystems Inc. Tous ces circuits sont pourvus de la logique nécessaire au fonctionnement d'un calculateur « 4 opérations - 8 chiffres » affichés sur un écran à diodes électro-luminescentes ou sur tubes fluorescents (« Digatron ») ; ils peuvent en outre réaliser les calculs de pourcentage.

Le « chip » S9412 de American Microsystems Inc., peut afficher également 8 chiffres : en version A, il est comparable au S-9411 avec, en plus, une mémoire adressable. Les

versions B et C sont plus élaborées. En effet, le S9412 B calcule les racines carrées, connaît la valeur du nombre « pi », peut effacer le contenu de sa mémoire sans modifier l'affichage ; avec le S9412 C, on dispose en outre de conversions d'unités américaines en unités métriques : litres/gallons, kilogrammes/livres, centimètres/pouces. Les « chips » EA7231 et 7232 d'Electronic Arrays réalisent des opérations similaires : ils sont tous deux pourvus de neuf types de conversions d'unités ; le modèle EA7231 fonctionne avec les affichages électro-luminescents seulement, tandis que l'EA7232 peut être utilisé éga-

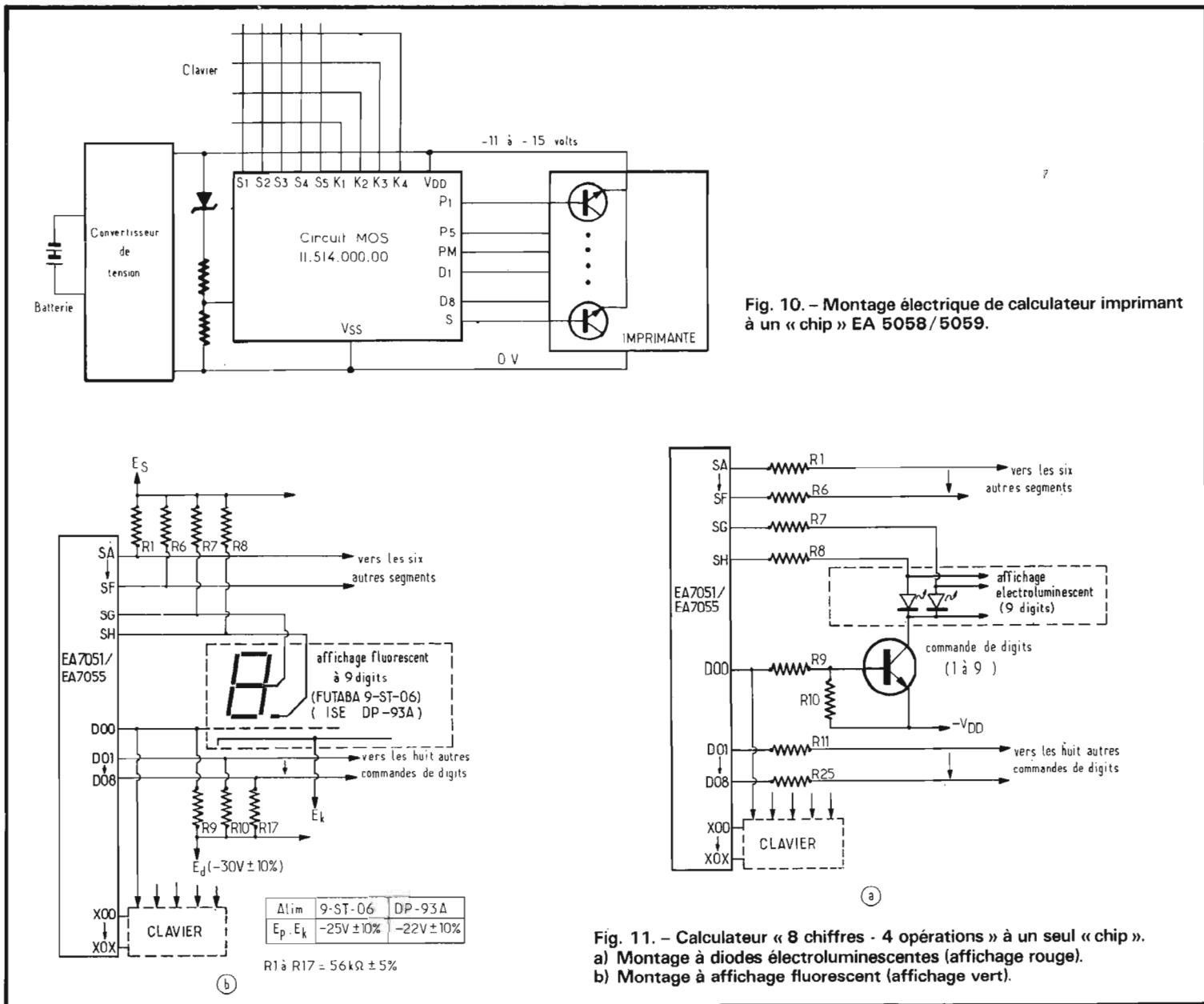
lement avec des affichages fluorescents ; pour ces deux circuits, la consommation électrique moyenne est de 30 mW, avec pour maximum, 45 mW ; un système d'effacement de l'affichage après 20 secondes est prévu : la valeur ayant été ainsi effacée automatiquement peut être de nouveau affichée en appuyant sur n'importe laquelle des touches du clavier.

LES « CHIPS » SCIENTIFIQUES ET FINANCIERS

Pour les calculateurs scientifiques et financiers, des

« chips » spécialisés ont été développés et commercialisés.

Que peut-on attendre d'un « chip » scientifique ? Opérations, fonctions, commandes qu'il doit pouvoir réaliser sont à classer en trois catégories ; dans la première catégorie figure l'inventaire de toutes les possibilités opératoires : introduction des nombres en virgule flottante ou en notation scientifique ; suite des calculs en notation algébrique ou en notation polonaise inversée ; deux (ou moins) niveaux de parenthèses, traitement de nombres formés d'une mantisse à dix chiffres (par exemple), d'un exposant de deux chiffres, d'un signe de mantisse et d'un signe



d'exposant, possibilité de calculs en chaîne; disponibilité d'un registre de mémoire, au moins.

L'aspect fonctionnel du « chip » apparaît dans la seconde catégorie de caractéristiques d'un « chip » scientifique. Celui-ci doit pouvoir traiter des fonctions à deux variables: addition ($x + y$), soustraction, multiplication, division, exponentiation (y^x); des fonctions à une seule variable: fonctions trigonométriques (\sin , \cos , tg , Arc sin , Arc cos , Arc tg), fonctions logarithmiques et exponen-

tielles ($\log_{(10)} x$, $\log x$, 10^x , e^x et parfois les fonctions hyperboliques: shx , chx , thx , Arg shx , Argchx , Argthx); fonctions utilitaires ($1/x$, x^2 , racine carrée); disponibilité du nombre « pi »; commande au clavier de (ou des) mémoire(s); sélection de l'unité trigonométrique: degrés, radians, parfois grades; détection automatique des erreurs; effacement aisé d'une opération, de l'affichage, du contenu des mémoires, et remise à zéro générale. Certains chips disposent en outre de tables de conversions: conversions utili-

litaires: degrés/radians; coordonnées polaires/coordonnées rectangulaires; degrés centésimaux/d degrés, minutes, secondes; conversion d'un nombre octal (ou hexadécimal) en un nombre décimal; les conversions d'unités peuvent également être envisagées.

Dans la troisième catégorie des caractéristiques d'un « chip » scientifique (et des autres « chips » spécialisés), on doit placer les performances électriques: consommateur minimale de puissance, effacement de l'affichage

(après 20 secondes par exemple), indication de faible charge des batteries.

La production de la firme MOS Technology Inc, est particulièrement significative du développement des « chips » spécialisés. Parmi les premiers circuits qu'elle produit figurent deux paires de « chips » calculateurs: MPS 2525-001/MPS 2526-001 et MPS2525-004/MPS2526-004; la différence essentielle entre ces paires réside dans la présentation du clavier qui leur est adapté: la première paire est destinée à un clavier à 36

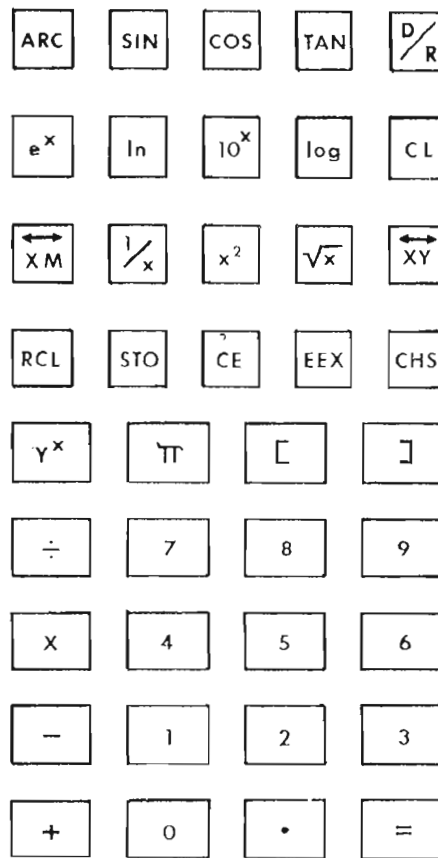


Fig. 12. - La définition du clavier pour la paire MPS 2525-001/MPS 2526-001.

- a) Géométrie d'un clavier-type à 36 touches.
- b) Les touches se trouvent au croisement de lignes et de colonnes conductrices connectées aux circuits intégrés.

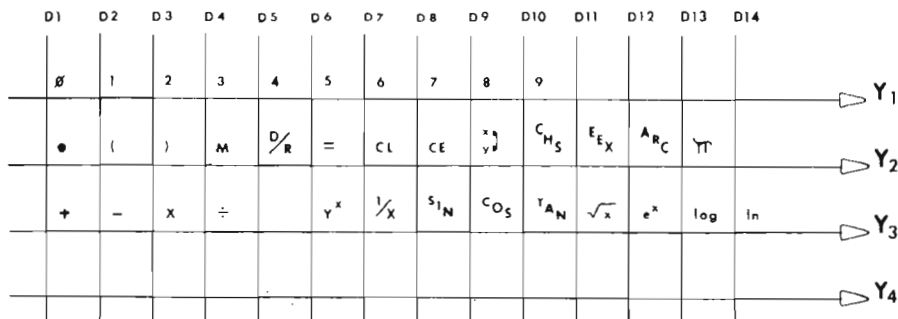


Fig. 13. - Clavier-type à 40 touches pour la paire de « chips » MPS 2525-004/MPS 2526-004.

touches (fig. 12), la seconde à un clavier à 40 touches (fig. 13). Ces deux paires de « chips » travaillent en mode algébrique, sont pourvues de deux niveaux de parenthèses, exécutent les opérations arithmétiques et transcendantes et peuvent afficher sur un écran électro-luminescent, des nombres de 14 digits. Chaque touche du clavier se trouve au croisement de deux systèmes de fils disposée en une matrice de lignes et colonnes ; le « chip » MPS2526 (dénommé « circuit esclave ») génère des impulsions dans les colonnes de cette matrice (fig. 14) ; lorsqu'une touche du clavier est pressée, une connexion (au moins) est réalisée entre une colonne et une ligne de la matrice : des impulsions traversent cette

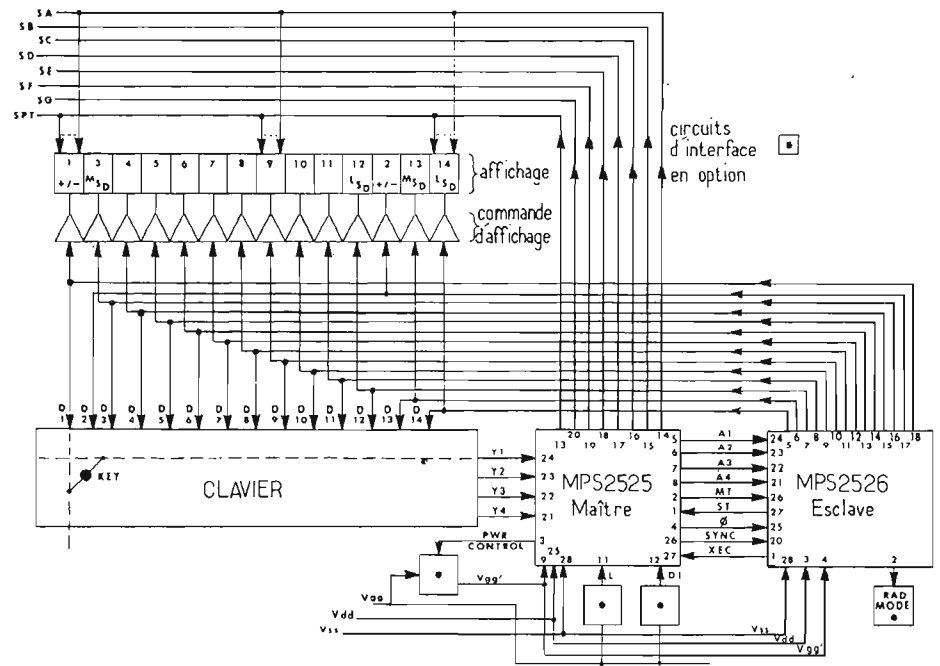


Fig. 14. - Schéma synoptique du calculateur à maître-esclave développé par MOS Technology Inc.

Ⓐ clavier type....

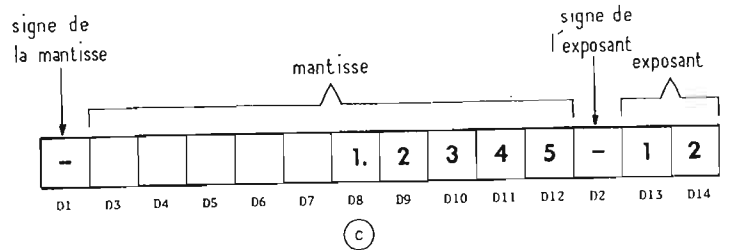
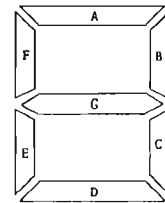
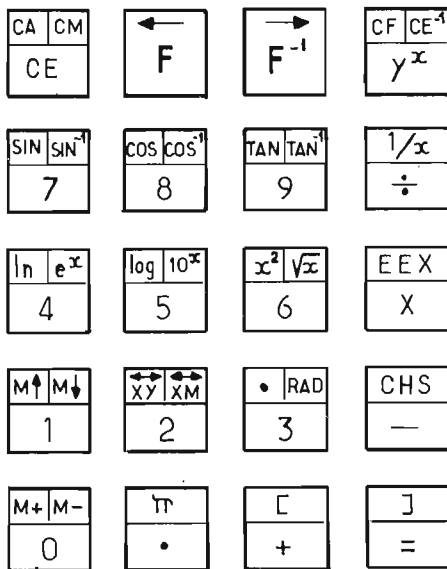
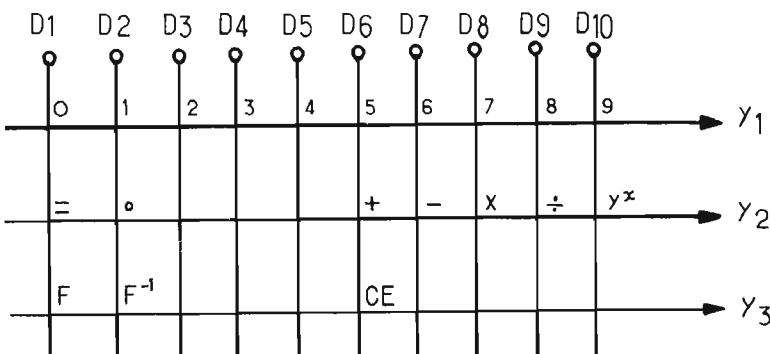


Fig. 15. - Définition de l'affichage.

a) L'affichage électroluminescent est formé de diodes en forme de barres judicieusement disposées que le circuit maître MPS 2525 excite...

b)... et qui permettent de réaliser tous les nombres de 0 à 9.

c) Avec la paire de « chips » MPS 2525 / MPS 2526, voici le format d'un nombre affiché. Chaque position D1 à D14 correspond à une colonne de la matrice du clavier et au circuit esclave.



Ⓑ... et k matrice correspondante

Fig. 16. - Avec la paire de « chips » MPS 2525-002 / MPS 2526-002, un clavier à 20 touches suffit. Les deux touches « shift » permettent d'accéder aux diverses fonctions remplies par les autres touches.

connexion et vont alimenter le « chip » MPS2525 (circuit « maître »). La logique interne du circuit-maître détermine la touche qui a été pressée et met en œuvre la commande correspondante ; pendant que cette commande s'exécute, aucune autre commande au clavier ne sera prise en compte. Un système de réduction de la puissance d'alimentation est incorporé

dans les circuits. On peut accroître l'efficacité du clavier en allouant à chaque touche plusieurs fonctions : ainsi avec la paire de « chips » MPS 2525-002/MPS 2526-002, chaque touche remplit jusqu'à trois fonctions différentes, que l'on définit au moyen de deux touches « shift » : c'est ce que l'on appelle aux États-Unis le « double shifting ». Le clavier

ne comporte plus dès lors, que vingt touches seulement (fig. 16).

MOS Technology Inc., a développé un « chip » (MPS 2529-103) pouvant être utilisé seul dans un calculateur scientifique, avec un clavier à 40 touches (similaire à celui de la paire MPS2525/MPS2526 ; une différence provient de l'affichage : le MPS2529/103

travaille avec un affichage à douze digits (au lieu de quatorze), dont neuf servent à la mantisse, deux à l'exposant et les deux derniers aux signes de la mantisse et de l'exposant.

Le circuit MPS2529-103 est connecté, comme précédemment, à une matrice de lignes et de colonnes (fig. 17), dont les nœuds correspondent aux touches du clavier. Ce circuit

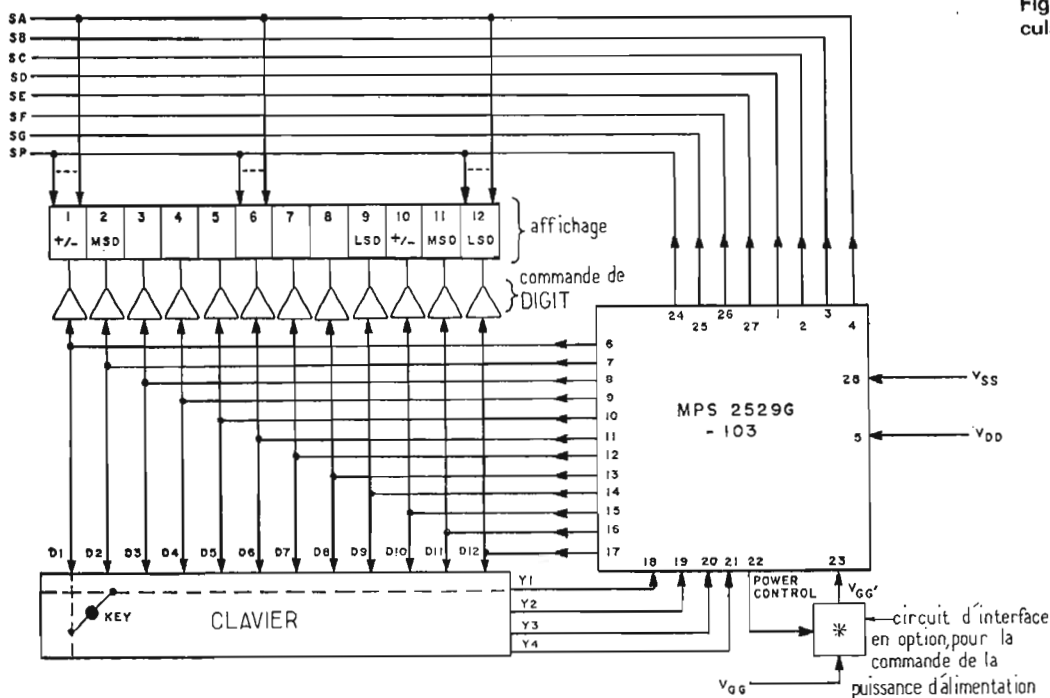


Fig. 17. - Schéma synoptique du calculateur scientifique à un seul « chip ».

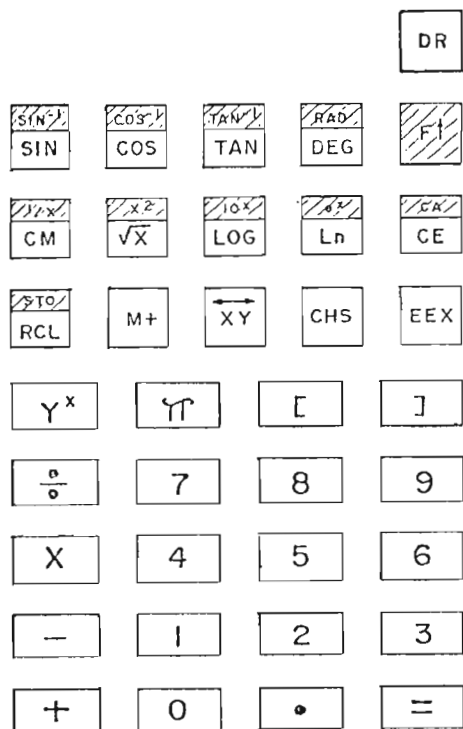


Fig. 18. - Clavier-type pour « chip » MPS 2521-007. La touche « DR » (« Display Restore ») permet de faire réapparaître sur l'écran un nombre préalablement affiché : l'affichage d'un résultat ne dure que 20 à 60 secondes ; l'écran s'étant ensuite automatiquement : on économise ainsi de l'énergie.

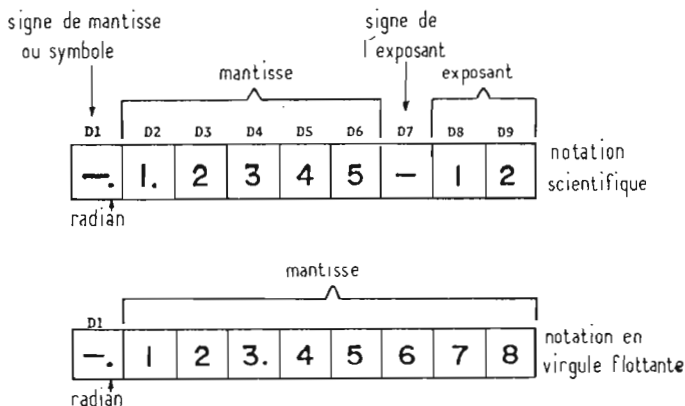


Fig. 19. - Affichage adapté au « chip » MPS 2529-007. Le calculateur peut travailler en virgule flottante ou en notation scientifique. Le digit D1 sert à afficher des symboles : le signe de la mantisse ou des indications d'erreur, de dépassement de capacité, de faible capacité de batterie... lorsque le calculateur travaille en radians, un point s'allume sur ce digit.

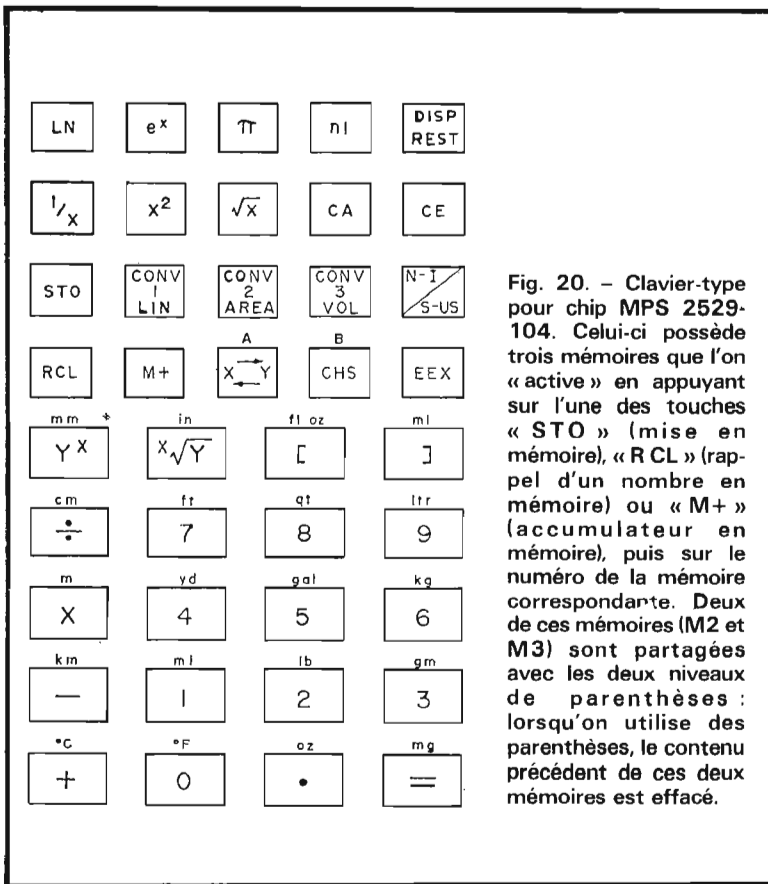


Fig. 20. - Clavier-type pour chip MPS 2529-104. Celui-ci possède trois mémoires que l'on « active » en appuyant sur l'une des touches « STO » (mise en mémoire), « RCL » (rappel d'un nombre en mémoire) ou « M+ » (accumulateur en mémoire), puis sur le numéro de la mémoire correspondante. Deux de ces mémoires (M2 et M3) sont partagées avec les deux niveaux de parenthèses : lorsqu'on utilise des parenthèses, le contenu précédent de ces deux mémoires est effacé.

remplit maintenant toutes les fonctions réservées précédemment au maître et à son esclave.

Une version simplifiée (le « chip » MPS2529-007) sert avec un clavier à 36 touches (fig. 18) et un affichage à neuf digits (fig. 19) ; c'est la notation scientifique qui est utilisée à l'affichage lorsque l'utilisateur introduit un nombre avec exposant (en pressant la touche « EEX ») ou lorsque le résultat ne peut pas être affiché en virgule flottante (c'est-à-dire lorsqu'il est supérieur à 99999999 ou inférieur à 0,0000001) ; dans les autres cas, le nombre est affiché en virgule flottante. Lorsque l'affichage se fait en notation scientifique, seuls les cinq premiers digits de la mantisse sont présentés, bien que le calcul s'effectue sur des nombres contenant 10 digits ; il est possible d'afficher huit digits de la mantisse en appuyant sur la touche « CONV » (l'exposant disparaît alors) ; une nouvelle pression sur cette touche fait réapparaître le résultat dans la notation scientifique normale.

Toujours avec un seul « chip » (MPS2529-104), il est possible de réaliser un calculateur à 40 touches au clavier, 12 digits affichés (8 pour la mantisse, 2 pour l'exposant) effectuant toutes les opérations arithmétiques, algébriques, transcendants classiques (même le calcul des factorielles et celui de la puissance 1/x d'un nombre y), et également 20 différentes conversions d'unités. Le calcul peut se faire avec deux niveaux de parenthèses ; le « chip » est pourvu de trois mémoires à accumulateur ; enfin trois conversions d'unités programmables sont possibles avec ce calculateur (fig. 20).

Les trois mémoires M1, M2, M3 du « chip » précédent peuvent servir à stocker des résultats intermédiaires ; elles peuvent aussi servir à stocker des facteurs constants qui serviront dans les conversions d'unités programmables ; deux touches A et B sont prévues à cet effet : une conversion programmée d'unités se fait au moyen de ces deux touches et de l'une

Tableau I	
Voici la table des constantes de conversion intégrée dans le « chip » MPS 2529-104	
1 millimeter	= 10 ⁻³ meter
1 centimeter	= 10 ⁻² meter
1 kilometer	= 10 ³ meter
1 inch	= 2.54 x 10 ⁻² meter
1 foot	= 3.048 x 10 ⁻¹ meter
1 yard	= 9.144 x 10 ⁻¹ meter
1 nautical mi	= 1.852 x 10 ³ meter
1 statute mi	= 1.609344 x 10 ³ meter
1 milliliter	= 10 ⁻³ liter
1 fluid ounce	= 2.957352956 x 10 ⁻² liter
1 quart (liquid)	= 9.46352946 x 10 ⁻¹ liter
1 gallon (liquid) (US)	= 3.785411784 liter
1 gallon (liquid) (IMP)	= 4.546092 liter
1 milligram	= 10 ⁻⁶ kilogram
1 gram	= 10 ⁻³ kilogram
1 ounce-mass (avdp)	= 2.834952312 x 10 ⁻² kilogram
1 pound-mass (avdp)	= 4.5359237 x 10 ⁻¹ kilogram
1 gallon (liquid) (Imper, UK)	= 4.546092 liter

des touches « CONV 1 », « CONV 2 », « CONV 3 » selon que le facteur de conversion se trouve dans la mémoire M1, M2 ou M3. Par exemple, si l'on stocke le nombre 365 dans la mémoire M1, puis si l'on frappe successivement « 1460 », « CONV 1 », « A », « B », on transformera 1460 jours en nombre d'années (on divise ainsi le nombre affiché : « 1460 » par le contenu de la mémoire M1) ; par contre si l'on frappe « 4 », « CONV 1 », « B », « A », on transforme 4 années en son équivalent en nombre de jours (on multiplie le nombre « 4 » affiché par le contenu de la mémoire M1).

D'ailleurs, dans tous les cas de conversion d'unités, il convient de conditionner le « chip » en lui précisant la nature de la conversion qui sera utilisée, en appuyant sur l'une des touches « LIN » (pour « linear units »), « AREA » (unités de surface), « VOL » (unités de volume). Ces trois touches sont les mêmes que celles utilisés pour les conversions programmables (CONV 1,

CONV2, CONV 3) ; elles servent d'ailleurs aussi au traitement de nombres en mémoire (stockage, rappel, accumulateur). Lorsque l'on désire effectuer une conversion, on frappe successivement sur le clavier : la valeur à convertir, la touche de conditionnement, l'unité dans laquelle le nombre est connu, enfin l'unité à laquelle on désire connaître ce nombre : par exemple, pour convertir 32 degrés Fahrenheit (°F) en degrés Celsius (°C), on tape successivement : « 32 », « LIN », « OF », « °C » (tableau I).

La plupart des touches du clavier adapté au chip 2529-104 possèdent des fonctions doubles. Une touche spéciale fait la conversion de miles nautiques impériaux en US statute miles : à chaque pression de cette touche, le calculateur passe automatiquement d'une unité à l'autre ; un point s'allume sur le côté gauche de l'écran, lorsque le calculateur se trouve dans le mode « miles nautiques impériaux ».

Marc FERRETTI

(à suivre)

INTRODUCTION

A LA T.V. DIGITALE

JUSQU'À présent, on n'a pas trouvé une solution, valable permettant de transmettre simultanément tous les détails d'une scène de télévision. Ces détails sont transmis l'un après l'autre, en explorant l'image point par point, ligne après ligne et trame après trame. Les images à transmettre sont converties en un signal électrique variable en fonction du temps. Les différents éléments qui composent l'image ont chacun une certaine luminance et une couleur propre. Ces luminances varient d'un élément à l'autre et produisent des signaux à niveau variable analogues. La tendance actuelle est de remplacer ces signaux analogiques par des signaux digitaux où chaque élément d'image constitue un échantillon d'un certain niveau. Il y a ainsi une suite de niveaux ; par exemple 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 et 7 comme dans la figure 1. Chaque niveau est numéroté.

DECOUPAGE DU SIGNAL VIDEO ET ECHANTILLONNAGE

On prélève sur le signal vidéo à des intervalles constants la tension de celui-ci. Chaque prélèvement constitue un échantillon que l'on intègre afin d'obtenir une impulsion d'une certaine durée. Celle-ci augmente linéairement, avec l'amplitude du signal échantillonné. La

présence de l'impulsion déclenche un horloge qui émet à son tour une impulsion à chaque fraction de la durée du signal intégré. Pour obtenir les 8 niveaux de la figure 1, l'horloge doit émettre 7 impulsions dans le cas où le niveau de l'échantillon se trouve à sa valeur maximale. Les 8 niveaux (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 et 7) correspondent dans le code binaire à 3 informations qui sont réduites à 1 ou 0. Les impulsions de l'horloge commandent les 3 bascules d'un compteur binaire. En absence de tension du signal vidéo, l'horloge ne fonctionne pas et les bascules indiquent 000.

Lorsque la tension vidéo est à son maximum, l'horloge a pu transmettre pendant la durée de l'échantillonnage 7 impulsions.

Le passage de ces 7 impulsions à l'entrée du compteur a porté les 3 bascules à l'état 1 d'où le nombre binaire 111 à la sortie du compteur. C'est le résultat binaire à la sortie du compteur après codage de chaque échantillon qui constitue le signal de modulation de l'émetteur. L'amplitude maximale d'un échantillon module l'émetteur par 3 impulsions après codage. L'absence de tension d'un échantillon se traduit par une absence de

modulation donc par l'absence d'impulsions c'est-à-dire par 000, pour le niveau 0. Le niveau 3 est transmis par 011. Etant donné qu'une bonne image de télévision exige 256 niveaux avec une fréquence d'échantillonnage de 10 MHz, on doit transmettre jusqu'à 80 millions d'impulsions par seconde, soit 80 MHz au lieu des 6 MHz de la télévision analogique.

MODULATION PAR IMPULSIONS CODEES (MIC)

Si l'élément d'image échantillonné pendant l'intervalle t_3 (fig. 1) se trouve au niveau 7 (point c), l'onde porteuse transmet pendant la durée d'échantillonnage T_3 une série de trois impulsions. La première signifie dans le code binaire $1.2^2 = 4$, la seconde impulsion signifie $1.2^1 = 2$ et la troisième impulsion $1.2^0 = 0$, d'où l'addition $4 + 2 + 1 = 7$. Le récepteur reçoit ce train de trois impulsions pendant la durée t_3 où l'on ouvre la porte de son décodeur. La première impulsion que reçoit le décodeur produira le niveau 4, soit 4 V par exemple. La seconde impulsion ajoute 2 V et la troisième ajoute encore 1 V. Le décodage complet pendant t_3 a produit $4 + 2 + 1 = 7$ V. Si l'échantillon émis a une tension de 7 volts, c'est-à-dire si l'élément d'image échantil-

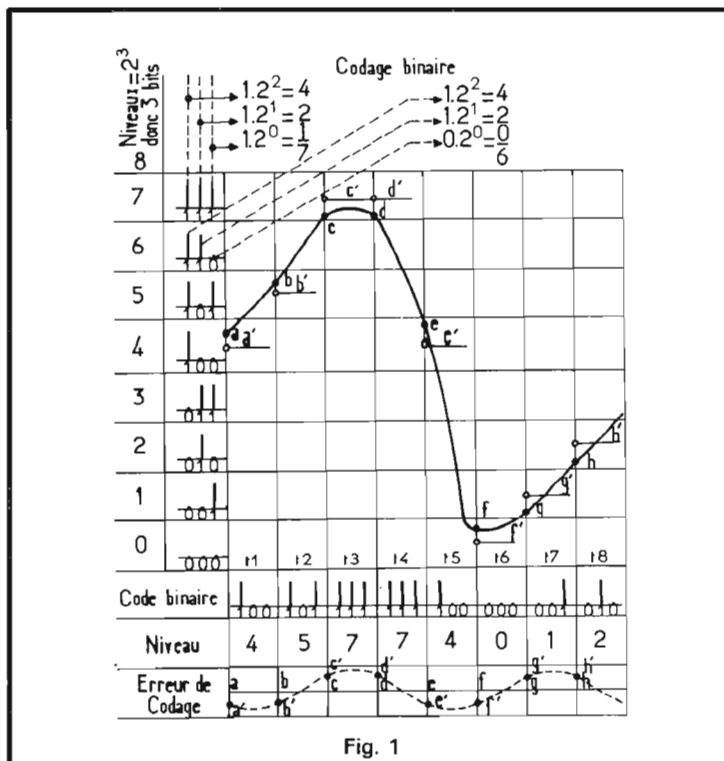


Fig. 1

onné pendant la durée t_3 a une tension de 7 V, le convertisseur analogique-digitale à l'émission convertit donc ces 7 V en code binaire par trois impulsions. Le décodeur du récepteur reçoit ces trois impulsions pendant t_3 . Son convertisseur digitale-analogique convertit les trois impulsions en tension de 7 V. A l'instant précis où le signal vidéo (analogique) atteint le point d, le convertisseur déclenche un train de trois impulsions qui modulent, en amplitude (ou en fréquence ou en phase) l'onde porteuse. Le récepteur démodule ces trois impulsions et son convertisseur produit le niveau 7, soit encore 7 V.

A l'instant e, le signal analogique est au niveau 4 et le convertisseur émet une impulsion suivie de deux zéros ce qui donne le nombre binaire 100 que l'on décompose en $1 \times 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 4$. Dans l'exemple de la figure 1 chaque niveau du signal est transmis à l'aide de trois informations appelées « bits » qui sont dans le code binaire 1 ou 0. Le niveau au point e est quantifié par $e' = 4$, en binaire 100. L'émetteur transmet d'abord le 1 et ensuite 00. L'horloge ouvre donc une première porte qui transmet l'impulsion (1) à la bascule dont le poids est 4 c'est-à-dire $1 \cdot 2^2$. L'impulsion suivante de l'horloge ouvre ensuite une seconde porte à l'entrée de la bascule de poids 2 mais celle-ci ne reçoit pas d'impulsion et ne bascule pas d'où 0. Même fonctionnement à la troisième impulsion d'horloge ouvrant la troisième porte d'une bascule de poids 1 qui ne reçoit rien d'où 0. La quatrième impulsion d'horloge est destinée à la remise à zéro. L'horloge du récepteur assure le même rôle à condition qu'elle fonctionne en synchronisme avec celle de l'émetteur. Ce synchronisme exige la transmission d'un bit supplémentaire.

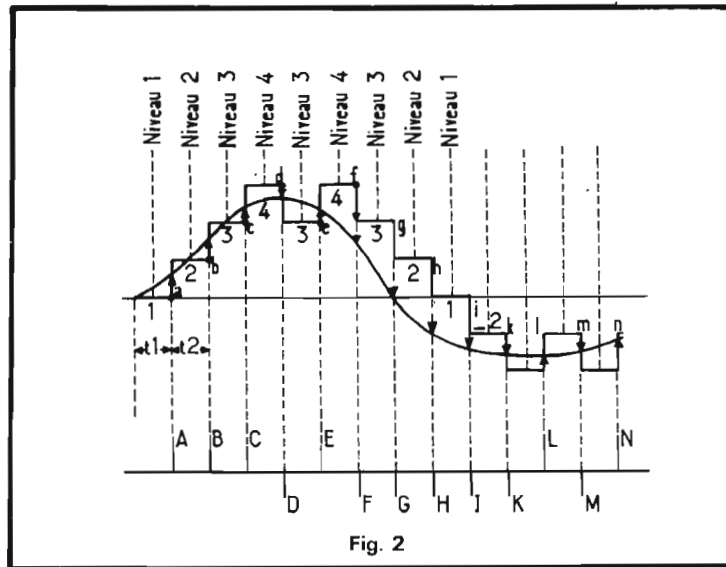


Fig. 2

ERREUR DE CODAGE ET FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE

En examinant l'allure du signal analogique a, b, c, d... on remarque une certaine différence entre l'amplitude de celui-ci et le niveau quantifié. L'amplitude du point a est quantifiée par a' d'où l'erreur de codage $a - a'$ que l'on trouve en bas de la figure 1. Ces erreurs de codage se manifestent à presque tous les niveaux du signal analogique. La transmission du signal codé $a', b', c', d'...$ se traduit à la réception par une certaine déformation appelée distorsion de quantification. Pour réduire cette distorsion, il faut augmenter le nombre de niveaux du signal codé. Ce nombre est de 8 dans la figure 1 soit 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 et 7. Le nombre 8 exige 3 bits car $2^3 = 8$. Une transmission sans distorsion d'une musique à haute fidélité exige 4 000 niveaux avec une fréquence d'échantillonnage de 32 000 Hz, c'est-à-dire que chaque échantillon (t_1 ou t_2 ou t_3 dans la figure 1) doit être codé en moins de $1/32\ 000$ de seconde.

La transmission d'un signal de télévision par codage binaire exige 256 niveaux, donc 8 bits ($2^8 = 256$), et une fréquence d'échantillonnage de 10 MHz d'où une vitesse

de transmission de 80 Megabits par seconde. Les images en couleurs exigent actuellement 512 niveaux donc 9 bits ($2^9 = 512$) et 10 MHz d'où 90 Megabits par seconde. Ces chiffres conduisent à des temps de codage de quelques manosecondes. Pour une image comparable à celle de la télévision analogique, la largeur de bande d'une télévision digitale est de 8 à 12 fois plus grande mais les avantages de celle-ci sont évidents du fait que ces signaux codés tout ou rien « ne peuvent être troublés si leur puissance est supérieure à celle des parasites.

REDUCTION DE LA LARGEUR DE BANDE

Un signal de télévision présente généralement un certain nombre de redondances », c'est-à-dire de répétitions, provenant des absences de mouvements ou de modifications dans certaines parties de l'image. C'est le cas d'un speaker qui parle devant un fond fixe et qui fait peu de gestes. D'une trame à l'autre, le contenu de l'image ne varie pas beaucoup mais la transmission occupe toujours la même largeur de bande. Ne serait-il pas plus intéressant de transmettre d'abord une première image partielle et de

la modifier ensuite à l'aide d'un signal de différence qui varie d'une trame à l'autre ? Ce signal représente la soustraction de deux images partielles qui se succèdent.

Cette méthode est employée dans la modulation Delta.

PRINCIPE DE LA MODULATION DELTA

On retrouve dans la figure 2 le signal analogique provenant par exemple d'une caméra à faible définition. On effectue après chaque intervalle un « saut » ou une « chute » de niveau de même amplitude suivant l'intégration du signal analogique. Pendant l'intervalle t_1 , le niveau 1 est de 0 V. A l'instant a, le signal analogique est supérieur en amplitude au niveau 1. L'intégration du signal analogique produit en a un changement de niveau. Le niveau 1 « saute » au niveau 2.

A l'instant b où $t_2 = t_1$, le signal analogique est encore supérieur par rapport au niveau 2 d'où un nouveau saut vers le niveau 3. A l'instant c on constate le même phénomène, c'est-à-dire un saut de même amplitude vers le niveau 4. A l'instant d, le signal analogique se présente avec une amplitude plus faible que celle du niveau 4. L'intégration est pratiquement nulle d'où la chute vers le niveau 3.

A l'instant e, le signal analogique a un niveau qui dépasse celui du niveau 3 d'où la remontée vers le niveau 4. A l'instant f, c'est le contraire, le signal analogique n'a aucune action d'où la chute du niveau 4 vers le niveau 3 et ainsi de suite...

Quand le signal analogique est supérieur au niveau codé, il produit un saut à la fin de ce niveau et quand le signal analogique est inférieur, il n'a aucune action et c'est la chute vers un niveau codé inférieur. Ces niveaux ont toujours la même amplitude.

La différence entre le signal analogique et le signal codé (ou plus exactement le signal quantifié) devient le signal de transmission. A l'instant a le signal analogique est supérieur au niveau 1 d'où la transmission d'une impulsion positive A. A l'instant d, le signal analogique est inférieur au niveau quantifié 4 d'où la transmission d'une impulsion négative D.

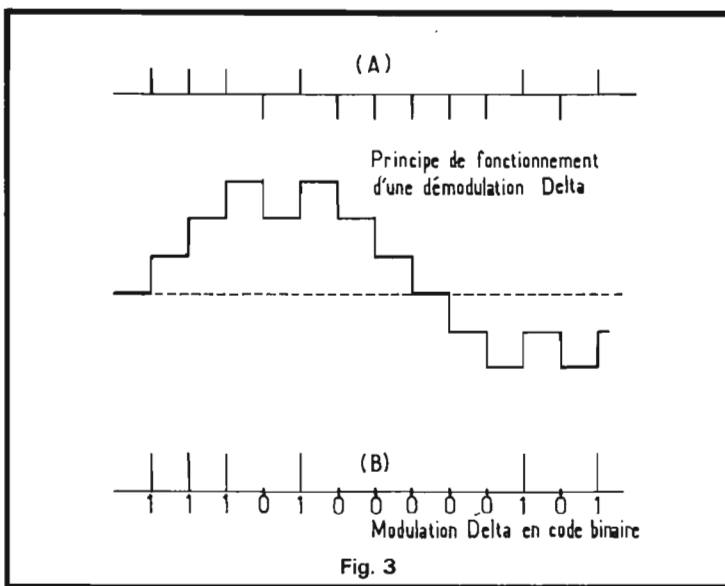
La transmission de toutes les impulsions (A, B, C, D...) dans une ligne téléphonique permet de reconstituer dans le récepteur la même quantification que celle de la figure 2 dans laquelle on retrouve par intégration le signal analogique plus ou moins déformé. La distorsion de celui-ci diminue avec l'augmentation de la vitesse de transmission des impulsions.

Le générateur de sauts est commandé à l'émission par le signal analogique. C'est la différence entre l'amplitude du signal analogique et l'amplitude du saut « ou de la chute », c'est-à-dire du niveau quantifié, qui est à l'origine du signal de transmission. Celui-ci se présente sous la forme d'impulsions positives ou négatives de même amplitude. Ces impulsions peuvent également commander une modulation de fréquence ou de phase.

A la réception, chaque impulsion déclenche le générateur de sauts. Une impulsion positive produit une montée et une impulsion négative une descente de même amplitude. On retrouve ainsi la quantification de la figure 3 et, après intégration, le signal analogique.

On peut également transmettre la quantification à l'aide du code binaire à 1 seul bit où la présence d'une impulsion représente une montée de niveau (un saut) et l'absence d'impulsion une descente de niveau (une chute). C'est le cas dans le procédé (B) de la figure 3.

Comparée au MIC, la modulation Delta réduit



considérablement la bande passante.

COMPARAISON ENTRE LES SYSTÈMES ANALOGIQUES ET DIGITAUX

Un faisceau analogique à modulation de fréquence a une capacité de 1 800 voies

téléphoniques où chaque voie occupe 16 KHz (4 x 4 000 Hz). Le canal de transmission a donc une largeur de $16 \times 1 800 = 28 800$ KHz soit environ 30 MHz. La capacité de ce faisceau est dans ces conditions $1 800/30 = 60$ voies par MHz.

Un faisceau numérique à modulation par impulsions

codées de même capacité à 1 800 voies téléphoniques exige 50 KHz par voie pour un débit de $4 000 \times 2 \times 8 = 64 000$ bits par seconde. Le canal de transmission a donc une largeur de $50 \times 1 800 = 90 000$ KHz. La capacité de ce faisceau est dans ces conditions $1 800/90 = 20$ voies par MHz. Le nombre de bits est ici de 8. Il faudrait comprimer la voie téléphonique dans 1 200 bits par seconde afin de l'acheminer dans le réseau commuté.

En modulation de fréquence, la puissance d'un faisceau analogique doit augmenter avec le carré du nombre de voies. La bande passante varie proportionnellement au nombre de voies.

En modulation par impulsions codées, la puissance et la bande passante sont directement proportionnelles au débit numérique. Les bandes 4, 6, 7 et 8 GHz (10^9 Hz) sont affectées aux faisceaux analogiques. Les faisceaux numériques (digitaux) se développeront sur des fréquences de 18, 20, 40 et 135 GHz.

Dans les faisceaux analogiques, le caractère le plus contraignant est l'accumulation du bruit de chaque bond d'une artère hertzienne. Dans les faisceaux numériques on a une dégradation très rapide du taux d'erreur en cas d'évanouissement provenant de la pluie et vapeur d'eau. Il faut donc multiplier les sauts et augmenter la puissance. La régénération du signal doit être effectuée après chaque bond sinon les déformations ou bruits conduisent à des erreurs de codage.

Ces mêmes remarques sont valables pour la transmission des images.

R. ASCHEN

CONSTRUISEZ LE VOUS-MEME

ME 109 TOUT TRANSISTORS DU CONTINU A 2 MHz

Sensibilité : 20 mV
Base de temps de 10 Hz à 200 KHz

PRIX EN KIT : 750f T.T.C.

Tous nos modèles sont livrés avec un dossier pratique et technique **gratuit!**

DOCUMENTATION GENERALE OSCILLOSCOPES ET APPAREILS DE MESURES - SUR DEMANDE

mabel 35, Rue d'Alsace 75010 PARIS

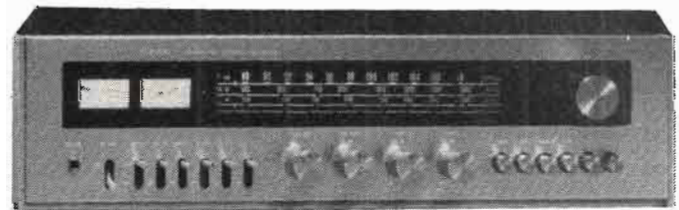
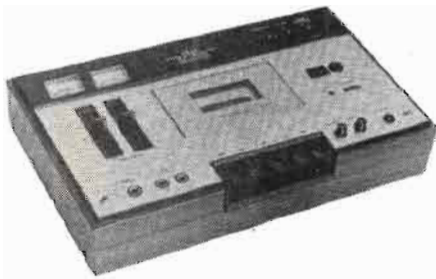
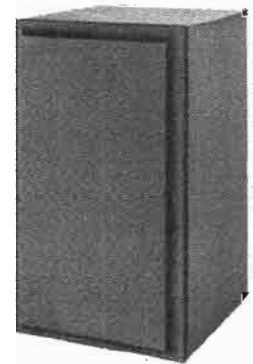
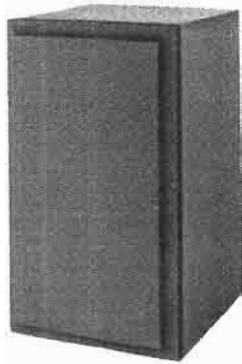
TELEPHONE DES DEPARTEMENTS: MESURE 607.88.25 COMPOSANTS 607.83.21

BON A DECOUPER

Veillez m'adresser votre documentation générale gratuite.

NOM _____ Prénoms _____ hp
ADRESSE _____

SELECTION DE CHAINES HIFI



A - CHAINE RS 4000

Cette chaîne comprend :

- un tuner amplificateur Arten RS 4000
- une platine Akai AP 001
- une platine cassette Akai CS 34 D
- deux enceintes acoustiques Arten BS3

Le tuner amplificateur Arten RS 4000

Partie Tuner :

Gammes : PO - GO - FM

Sensibilité FM : $2 \mu\text{V}$

Distorsion : 0,5 %

Rapport signal/bruit : 60 dB (pour 1 mV)

Séparation stéréo : 35 dB

Partie Amplificateur :

Puissance : 2 x 20 W

Distorsion harmonique : 0,2 %
Réponse en fréquence : 15 à 30 000 Hz

Sensibilité phono : 2,5 mV/50 k Ω , magnéto et aux. : 150 mV/100 k Ω

Rapport signal/bruit : phono : 60 dB, magnéto et aux. : 80 dB

Dimensions : 450 x 275 x 125 mm

La table de lecture Akai AP 001 :

Platine manuelle équipée d'un plateau en aluminium moulé de 300 mm de diamètre et d'un poids de 1,1 kg.

Entraînement par courroie

Moteur synchrone à 4 pôles

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn

Pleurage et scintillement : < 0,09 %

Rapport signal/bruit : > 47 dB

Longueur du bras : 220 mm

Relève-bras hydraulique

Dimensions : 445 x 350 x 140 mm

La platine de magnétophone à cassette Akai CS 34 D :

Platine à cassette équipée du système Dolby d'un sélecteur de bande au chrome ou low Noise, d'un limiteur pour enregistrement automatique 4 pistes stéréo

Caractéristiques techniques :

Fluctuation : < 0,13 %

Bande passante : 40 à 13 000 Hz \pm 3 dB (avec bande LN) - 40 à 15 000 Hz \pm 3 dB (avec bande au CrO₂)

Rapport signal/bruit : < 52 dB ; + 10 dB à 5 kHz avec Dolby

Dimensions : 378 x 110 x 225 mm

L'enceinte acoustique Arten BS3 :

Enceinte 3 voies

Puissance nominale : 30 W

Bande passante : 35 à 2 200 Hz

Impédance : 8 Ω

Dimensions : 570 x 330 x 250 mm.

B - CHAINE AKAI AA 5210

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur Akai AA5210
- un tuner Akai AT550
- une table de lecture Akai AP 001

- une platine de magnétophone à cassette Akai CS 34 D
- deux enceintes acoustiques Arten BS 3.

L'amplificateur Akai AA 5210 :

Amplificateur stéréo

Puissance : 2 x 18 W

Distorsion : 0,05 %

Bande passante : 7 Hz à 100 kHz (\pm 3 dB)

Entrées : phono, 3 mV/50 k Ω , aux. : 150 mV/80 k Ω , magnéto : 150 mV/80 k Ω

Rapport signal/bruit : 78 dB (phono)

Dimensions : 450 x 108 x 290 mm

Le tuner Akai AT 550 :

Dimensions : 450 x 108 x 290 mm

La table de lecture Akai AP 001 :

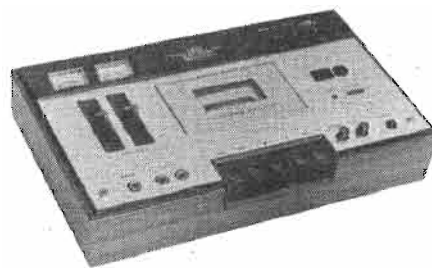
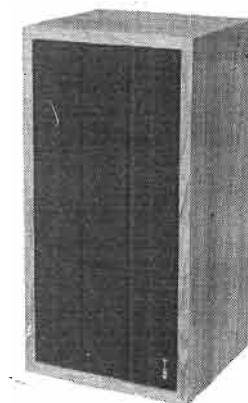
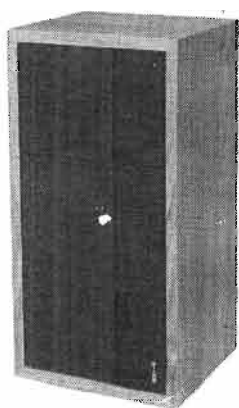
(Voir chaîne précédente).

La platine de magnétophone Akai CS 34 D :

(Voir chaîne précédente).

L'enceinte acoustique Arten BS 3 :

(Voir chaîne précédente).



C - CHAÎNE NATIONAL SA 5400

Cette chaîne comprend :

- un tuner amplificateur National SA 5400
- une table de lecture Akai AP 001
- une platine de magnétophone à cassette Akai CS 34 D
- deux enceintes acoustiques Siare B3X

Le tuner amplificateur National SA 5400 :

Partie Tuner :

Gammes : PO - FM
Sensibilité : $2 \mu\text{V}/300 \Omega$ avec un rapport signal/bruit de 30 dB
Distorsion harmonique stéréo : 0,7 %
Rapport signal/bruit : 53 dB (stéréo)
Séparation stéréo : 37 dB
Sensibilité AM : $30 \mu\text{V}$

Partie Amplificateur :

Puissance : $2 \times 20 \text{ W}/8 \Omega$ (de 20 à 20 000 Hz) $4 \times 7 \text{ W}/8 \Omega$
Distorsion harmonique : 0,8 % à 1 000 Hz

Réponse en fréquences : 10 Hz à 50 Hz (-3 dB)

Rapport signal/bruit : phono : 50 dB, Aux. : 80 dB

Sensibilité des entrées : phono : $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - Aux. : $180 \text{ mV}/40 \text{ k}\Omega$ - mic. : $3 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$

Dimensions : 409 x 136 x 337 mm

La table de lecture Akai AP 001:

Platine manuelle, plateau en aluminium moulé de 300 mm de diamètre et d'un poids de 1,1 kg. Entraînement par courroie. Moteur synchrone à 4 pôles:

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn

Pleurage et scintillement : < 0,09 %

Rapport signal/bruit : > 47 dB

Longueur du bras : 220 mm

Relève-bras hydraulique

Dimensions : 445 x 350 x 140 mm

La platine de magnétophone Akai CS 34 D :

Platine à cassette équipée du système Dolby, d'un sélecteur

pour bande au chrome ou Low Noise, d'un limiteur pour enregistrement automatique 4 pistes stéréo.

Caractéristiques techniques : Fluctuation : < 0,13 %

Bande passante : 40 à 13 000 Hz $\pm 3 \text{ dB}$ (avec bande L.N.), 40 à 15 000 Hz $\pm 3 \text{ dB}$ (avec bande au CrO_2)

Rapport signal/bruit : > 52 dB ; + 10 dB à 5 kHz avec Dolby

Dimensions : 378 x 110 x 225 mm

L'enceinte acoustique Siare B3X :

Puissance nominale : 25 W

Bande passante : 35 à 20 000 Hz

Impédance : 4 à 8 Ω

Enceinte à 3 voies

Système actif-actif

Équipement : 2 H.P. de 17 cm de diamètre et un tweeter

Dimensions : 500 x 255 x 230 mm.

D - CHAÎNE SCOTT R 34

Cette chaîne comprend :

- un tuner amplificateur Scott R 34

- une platine tourne-disque Akai AP 001
- une platine de magnétophone à cassette Akai CS 34 D
- deux enceintes acoustiques Siare B3X.

Le tuner amplificateur Scott R 34 :

Tuner amplificateur AM/FM
Partie amplificateur :
Puissance : $2 \times 20 \text{ W}/8 \Omega$
Distorsion harmonique : 0,4 %
Courbe de réponse : 15 à 35 000 Hz

Partie Tuner :

Gamme : PO - FM
Sensibilité FM : $2 \mu\text{V}$
Rapport signal/bruit : 60 dB
Distorsion harmonique : 0,4 %
Séparation des canaux : 35 dB
Dimensions : 460 x 140 x 330 mm

La platine tourne-disque Akai AP 001 :

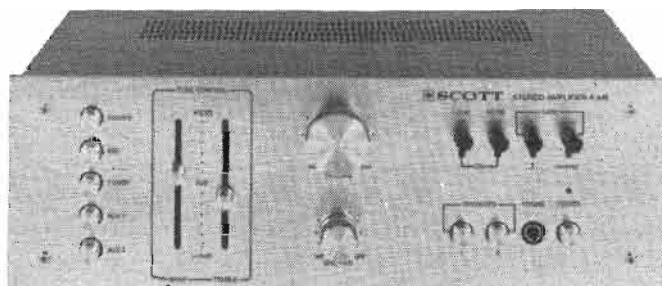
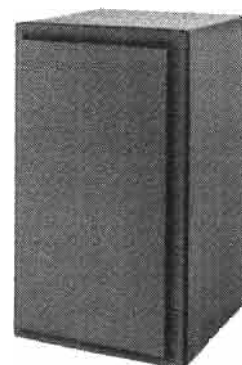
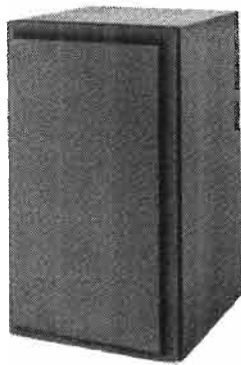
(Voir chaîne précédente).

La platine de magnétophone à cassette Akai CS 34 D :

(Voir chaîne précédente).

L'enceinte acoustique Siare B3X :

(Voir chaîne précédente).



E - CHAÎNE SCOTT A 416

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur Scott A 416
- un tuner Monarch TX 88
- une platine tourne-disque Akai AP 001
- une platine de magnétophone Akai GX 710 D
- deux enceintes acoustiques Arten BS 3.

L'amplificateur Scott A 416 :

Puissance : 2 x 18 W/8 Ω
 Bande passante à 18 W : 40 à 20 000 Hz
 Distorsion à la puissance nominale : 0,3 %
 Distorsion d'intermodulation : 0,2 %
 Rapport signal/bruit : phono : 65 dB, Aux. : 80 dB
 Tension de sortie : phono : 2,2 mV, micro : 10 mV, aux et tuner : 200 mV
 Impédance de sortie : 4, 8, 16 Ω
 Alimentation : 100 à 240 V (50-60 Hz)
 Dimensions : 350 x 125 x 285 mm

Le tuner Monarch X 88 :

Gammes : PO - FM
 Sensibilité FM : 2,2 μV
 Rapport signal/bruit : < 65 dB
 Distorsion harmonique : < 0,8 % (stéréo)

Réponse en fréquences : 20 à 15 000 Hz (+ 0 - 1,5 dB)
 Sélectivité : > 45 dB
 Séparation stéréo : > 35 dB à 1 000 Hz
 Sensibilité AM : 25 μV
 Dimensions : 377 x 120 x 275 mm

La table de lecture Akai AP 001 :

Platine manuelle équipée d'un plateau en aluminium moulé de 300 mm de diamètre et d'un poids de 1,1 kg
 Entraînement par courroie
 Moteur synchrone à 4 pôles
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
 Pleurage et scintillement : < 0,09 %
 Rapport signal/bruit : > 47 dB
 Longueur du bras : 220 mm
 Relève-bras hydraulique
 Dimensions : 445 x 350 x 140 mm

La platine de magnétophone Akai GX 710 D :

Platine de magnétophone à cassettes nouvelle ligne, équipée du système Dolby, d'un sélecteur pour bandes FeCr, CrO₂, Low Noise, d'un compteur à mémoire à 3 chiffres, d'un arrêt automatique en fin de bande.

Le niveau est ajustable séparément sur chaque voie

Deux Vu-mètres
 Niveau de sortie vers l'amplificateur ajustable
 Nombre de pistes : 2 x 2 (stéréo)

Vitesse : 4,75 cm/s
 Pleurage : < 0,08 % RMS
 Bande passante : 30 à 14 000 Hz ± 3 dB (L.N.), 30 à 16 000 Hz ± 3 dB (CrO₂), 30 à 17 000 Hz ± 3 dB (FeCr)
 Distorsion : < 1,5 % (à 1 000 Hz)
 Rapport signal/bruit : 50 dB (+ 10 dB avec Dolby) au-dessus de 5 000 Hz
 Dimensions : 440 x 142 x 304 mm

L'enceinte acoustique Arten Bs 3 :

Enceinte 3 voies
 Puissance nominale : 30 W
 Bande passante : 35 à 22 000 Hz
 Impédance : 8 Ω
 Dimensions : 570 x 330 x 250 mm.

F - CHAÎNE AKAI 1020 L

Cette chaîne comprend :

- un tuner amplificateur Akai 1020 L
- une platine tourne-disque Thorens TD 166
- une platine de magnétophone à cassette Akai GX 710 D

— deux enceintes acoustiques Siare B3X.

Le tuner-amplificateur Akai 1020 L :

La platine tourne-disque Thorens TD 166 :

Entraînement à couple élevé par courroie
 Moteur synchrone 16 pôles à vitesse lente
 Poulie à embrayage pour démarrage instantané
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
 Pleurage et scintillement : 0,06 %
 Ronnement - non pondéré - 43 dB, pondéré - 65 dB
 Longueur du bras : 230 mm
 Dimensions : 442 x 358 x 150 mm

La platine de magnétophone à cassette Akai GX 710 D :

(Voir chaîne précédente).

L'enceinte acoustique Siare B3X :

Puissance nominale : 25 W
 Bande passante : 35 à 20 000 Hz
 Impédance : 4 à 8 Ω
 Enceinte à 3 voies
 Système actif-actif
 Equipement : 2 H.-P de 17 cm de diamètre et un tweeter
 Dimensions : 500 x 255 x 230 mm.

Notre Courrier Technique



Par A. RAFFIN

RR - 8.03-F - M. Michel MAYNARD, 92 Antony, nous demande :

1) Les caractéristiques et le brochage du tube P 57 ;

2) Peut-on remplacer un tube 829 B par deux tubes P 40 séparés ? Caractéristiques et brochage du tube P 40.

3) Sur un schéma d'étage PA d'émetteur avec deux tubes 807, peut-on remplacer ces tubes par des RL 12 P 35 ? Même question dans le cas d'un schéma avec LS 50 à remplacer par une RL 12 P 35,

4) Dans un schéma de contrôleur oscilloscopique d'émission prévu avec tube 2 AP 1, peut-on remplacer ce dernier par un VCR 97 ?

1) Tube P 57 : pentode d'émission. Chauffage : 24 V 0,45 A. S : 2 mA/V ; W_a : 45 W ; F max : 60 MHz.

Amplificateur HF classe C-CW : V_a = 1 000 V ; V_{g1} = -110 V ; V_{g2} = 280 V ; I_a = 90 mA ; I_{g2} = 8,5 mA ;

I_{g1} = 2,5 mA ; W_{g1} = 0,38 W hf ; W_o = 68 W hf. Brochage voir figure RR-8.03. Nous ne possédons pas les conditions d'emploi de ce tube en amplificateur BF push-pull.

2) Ce que vous proposez est possible, bien qu'en VHF l'emploi de deux tubes séparés provoque souvent l'allongement de certaines connexions.

Caractéristiques du tube P 40 : pentode d'émission. Chauffage = 6,3 V 1,5 A ; S = 8 mA/V ; W_a = 25 W ; F max = 200 MHz.

Amplificateur HF Classe C-CW : V_a = 500 V ; V_{g1}

= -75 V ; V_{g2} = 250 V ; I_a = 100 mA ; I_{g2} = 16 mA ; I_{g1} = 5 mA ; W_{g1} = 0,55 W hf ; W_o = 35 W hf. Brochage voir figure RR-8.03.

3) Oui, ces modifications sont possibles. Puisque sur votre ouvrage vous disposez d'un schéma de PA avec tube RL 12 P 35, il suffit de reporter celui-ci sur l'un ou l'autre des montages à modifier.

4) Non, cette substitution n'est pas possible. En effet, le tube 2 AP 1 peut fonctionner avec une haute tension comprise entre 300 et 600 V, alors que le VCR 97 nécessite 1500 à 2000 V.

RR - 8.04 - M. Jean RYBKA, 68 Riedisheim, désire connaître l'adresse d'un revendeur de circuits intégrés du type SAJ 100 en France.

Le circuit intégré type SAJ 100 ne figure pas ou ne figure plus sur les catalogues de la R.T.C. Le type de circuit intégré diviseur de fréquence pour orgues actuellement proposé est le SAJ 110.

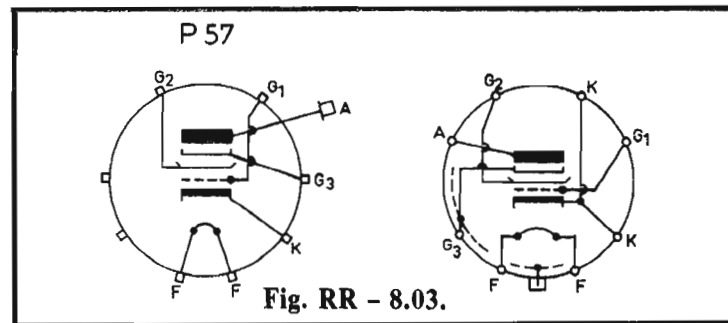
RR - 8.05 - M. François FICHON, 41 Lamotte-Beuvron, nous demande :

1) Les caractéristiques et brochages du tube cathodique AW 53-80 et des tubes PCL 82 et DY 86.

2) Les caractéristiques des diodes suivantes : BYY 35, 1 N 3493, 1 N 4007.

3) Les prix des antiparasites pour voitures.

1) AW 53-80 : chauffage = 6,3 V 0,3 A (magnétique



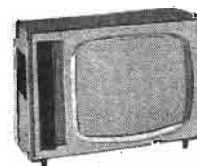
* HAUTE FIDELITE - VIDEO
■ KITS et COMPOSANTS ELECTRONIQUES

HIFI un professionnel
JEAN COUDERT
au service de l'amateur exigeant

* 85 - ■ 180 bd. de la MADELEINE
06000 NICE tel: (93) 87.58.39

A MARSEILLE

**VENTE DE TÉLÉVISEURS
OCCASIONS**



59 cm - 3 chaînes
à partir de **300 F**

EXPÉDITION DANS TOUTE LA FRANCE DU MATÉRIEL SUIVANT
SPÉCIALEMENT SÉLECTIONNÉ :

3 CHAINES MULTICANAUX - 59 cm 350 F
POUR TOUTE COMMANDE ENVOYEZ CHEQUE OU CCP + 55 F de port

COMPTOIR ÉLECTRONIQUE PHOCÉEN
30, COURS JOSEPH-THIERRY MARSEILLE 1^{er}
TÉL. 62.66.57

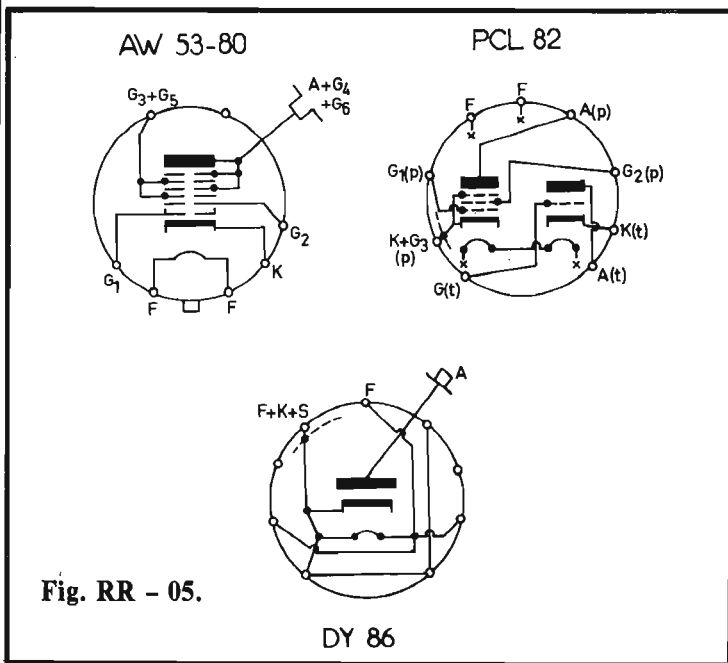


Fig. RR - 05.

DY 86

double avec piège à ions). $V_a = 16 \text{ kV}$; $V_{g3 + g5} = -75$ à $+235 \text{ V}$; $V_{g2} = 300 \text{ V}$; $V_{g1} = -40$ à -80 V .

PCL 82 (16 A 8): triode pentode de puissance: chauffage: $16 \text{ V } 0,3 \text{ A}$. **Pentode**: $V_a = 170 \text{ V}$; $V_{g2} = 170 \text{ V}$; $V_{g1} = -11 \text{ V}$; $I_a = 41 \text{ mA}$; $I_{g2} = 7,5 \text{ mA}$; $S = 7,5 \text{ mA/V}$; $p = 25 \text{ k}\Omega$. **Triode**: $V_a = 100 \text{ V}$; $V_g = 0 \text{ V}$; $I_a = 4 \text{ mA}$; $S = 8 \text{ mA/V}$; $K = 70$.

DY 86: redresseur THT. Chauffage: $1,4 \text{ V } 0,55 \text{ A}$; $V_o = 18 \text{ kV}$; $I_r = 0,15 \text{ mA}$ ($0,8 \text{ mA max}$).

Les brochages de ces tubes sont représentés sur la figure RR-8.05.

2) **BY 35**: diode redresseuse; tension inverse de crête: 750 V ; intensité redressée max = 1 A .

1 N 3493: diode redresseuse, tension inverse de crête: 200 V ; intensité redressée max = 25 A .

1 N 4007: diode redresseuse; tension inverse de crête: 1000 V ; intensité redressée max = 1 A .

3) Nous ne vendons aucun matériel et cette question sort du cadre de notre rubrique; veuillez vous adresser à votre garagiste habituel.

RR - 8.06-F - M. Jean-Pierre LECHAT, 75 Paris, nous demande:

1) S'il existe une identification possible pour les thermistances.

2) Renseignements pour le remplacement d'un transformateur THT.

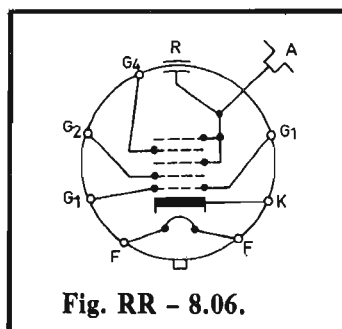


Fig. RR - 8.06.

3) Possibilité de remplacer des valves anciennes (1883 ; 5 Y 3) par des diodes au silicium.

4) Quelle différence y a-t-il entre un générateur HF, une hétérodyne et un fréquences-mètre ?

5) Caractéristiques du tube cathodique 25 MP 4.

6) Pourquoi les blancs des images sont-ils d'un jaune brumâtre après un certain temps de fonctionnement sur un téléviseur ?

1) Généralement chaque fabricant de thermistances a son propre code de couleurs de marquage. On peut également les mesurer à l'ohmmètre à la température de 25°C . Il ne faut pas confondre thermistance (CTN ou CTP) avec varistance (VDR). Dans un téléviseur, des thermistances CTN peuvent être rencontrées dans divers circuits; par contre, c'est une varistance VDR qui est généralement utilisée vers l'étage de puissance « lignes » pour la régulation de l'amplitude horizontale.

2) Des articles, concernant le remplacement des transformateurs « lignes et THT » ont été publiés dans les numéros suivants du Haut-Parleur: 1355, 1364, 1374 et 1379.

3) Il est possible de remplacer des valves anciennes par des diodes au silicium. Dans votre cas (250 à 300 V eff. ; 80 mA), vous pouvez utiliser quatre diodes type BYX 10 ou BY 127 montées soit en pont, soit deux par deux en série, selon le montage redresseur utilisé.

4) Hétérodyne de mesure et générateur HF sont similaires. On pourrait en dire de même pour un fréquences-mètre.

tre, bien qu'en général une précision extrême soit demandée à ce dernier.

5) Tube cathodique 25 MP 4: concentration électrostatique, déflection magnétique. Chauffage: $6,3 \text{ V } 0,3 \text{ A}$; $V_{a1} = 500 \text{ V}$; $V_{a2} = 18 \text{ kV}$; $V_{g1} = -47$ à -92 V ; $V_{g4} = 0$ à 400 V (correspondant: $A 65 - 11 \text{ W}$). Brochage voir figure RR-8.06.

6) Le défaut observé ne peut être dû qu'à un épuisement du tube ou à une détérioration du dépôt fluorescent de la dalle (écran).

RR - 8.07 - M. B. KAMAL, Chebli (Algérie) nous demande:

1) Les caractéristiques de divers matériels;

2) Le type de la lampe convenant à un préamplificateur d'antenne TV;

3) Le schéma d'un préamplificateur d'antenne TV à transistor.

POUR LES MODELISTES
PERCEUSE MINIATURE DE PRECISION

(nouveau modèle)

Indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, METAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de $4,5 \text{ V}$ ou transformateur $9/12 \text{ V}$. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision: percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles de $4,5 \text{ V}$ (franco $100,00$) **95,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. Prix (franco $150,00$) **144,00**

Facultatif pour ces deux modèles: Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et tourret miniature (position horizontale.) (franco $44,50$) $39,00$

Flexible avec mandrin (franco $39,50$) $34,00$

Notice contre enveloppe timbrée

Unique en France et à des prix compétitifs: toutes pièces détachées MECCANO et MECCANO-ELEC en stock (Liste avec prix contre enveloppe timbrée)

TOUT POUR LE MODELE REDUIT
(Train - Avion - Bateau - Auto - R/C)

Toutes les fournitures: bois, tubes, colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

CATALOGUE GENERAL 1975
franco Métropole contre 10 F en timbres Outre-Mer et Etranger: franco 15 F

RENDEZ-NOUS. VISITE - CONSULTEZ-NOUS

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS
C.C.P. LA SOURCE 31.656.95

En plein centre de Paris, face à «France-Soir»
M° Sentier et Réaumur-Sébastopol
Tél.: 236-70-37 et 231-31-03
Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h

EXCEPTIONNELLEMENT
Magasin ouvert les 7, 14 et 21 décembre de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 18 h.

Pour une

FORMATION TECHNIQUE

RIEN NE VAUT UNE ECOLE SPECIALISEE UNIQUEMENT DANS LES CARRIERES TECHNIQUES

Electronique, Informatique, Electricité, Automobile, Radio, Télévision, Mécanique, Travaux du Bâtiment, Aviation, Chimie, etc...

Demandez la brochure gratuite n°160 des préparations à distance EXCLUSIVEMENT TECHNIQUES à:

Ecole Technique Moyenne et Supérieure de Paris:
94, rue de Paris. 94220 CHARENTON

ORGANISME PRIVE REGI PAR LA LOI DU 12.7.71, SOUMIS AU CONTROLE PEDAGOGIQUE DE L'ETAT

1) Caractéristiques des matériels :

a) **BF 458** : transistor NPN de puissance. $P_c \text{ max} = 1,2 \text{ W}$; $I_c = 100 \text{ mA}$; $I_b = 50 \text{ mA max}$; $BV_{cbo} = 250 \text{ V}$; $BV_{ebo} = 5 \text{ V}$; $BV_{ceo} = 250 \text{ V}$; $h_{fe} = 25$ pour $I_c = 30 \text{ mA}$ et $V_{cb} = 10 \text{ V}$.

b) **ZD 18** : diode Zener; tension de Zener : 18 V ; $P_d \text{ max} : 1,2 \text{ W}$.

c) **ZM 120** : diode Zener; tension de Zener : 120 V ; $P_d \text{ max} : 1,2 \text{ W}$.

d) Les autres semiconducteurs cités dans votre lettre ne figurent pas dans nos documentations; il doit s'agir de références industrielles de fabrication, et non pas de véritables immatriculations.

e) Nous n'avons pas trouvé les équivalences des lampes russes citées dans votre lettre.

f) En ce qui concerne l'autotransformateur « Orega » dont vous nous entretenez, veuillez vous adresser directement à cette firme dont voici l'adresse : 50, rue J.-P. Timbaud, 92400 Courbevoie.

2) La lampe manquante sur votre amplificateur d'antenne TV est du type ECC 189.

3) De nombreux schémas de préamplificateurs d'antenne TV sont publiés dans l'ouvrage « Dépannage - Mise au point - Amélioration des Téléviseurs » auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

●

RR - 8.08 - M. Jean-Claude MISSIO, 75 Paris, nous demande quelles sont les lampes manquantes sur un téléviseur non en état de marche qu'il a acheté lors d'une vente aux enchères.

Nous ne disposons pas du schéma du téléviseur « Europe » que vous avez acheté, et par conséquent, il nous est absolument impossible de vous indiquer les types des lampes qui manquent.

RR - 8.10 - M. Félix JEANNE, 35 Rennes, nous demande de le conseiller pour la remise en état de son téléviseur présentant une instabilité verticale de l'image.

Nous n'avons pas le schéma de votre téléviseur; il conviendrait de le demander à un dépositaire de la marque de votre ville.

En ce qui concerne le défaut signalé, puisqu'il s'agit d'un appareil à lampes, nous vous suggérons de vérifier les points suivants :

- Triode recoupeuse défectueuse ou tension de plaque incorrecte ;
- Polarisation de cathode incorrecte ;
- Condensateurs de liaison de synchronisation coupés ;
- Constante de temps défectueuse du circuit différentiateur ;
- Condensateur électrochimique de découplage d'alimentation HT présentant une capacité insuffisante ;
- Même remarque en ce qui

concerne le condensateur de cathode de la triode recoupeuse.

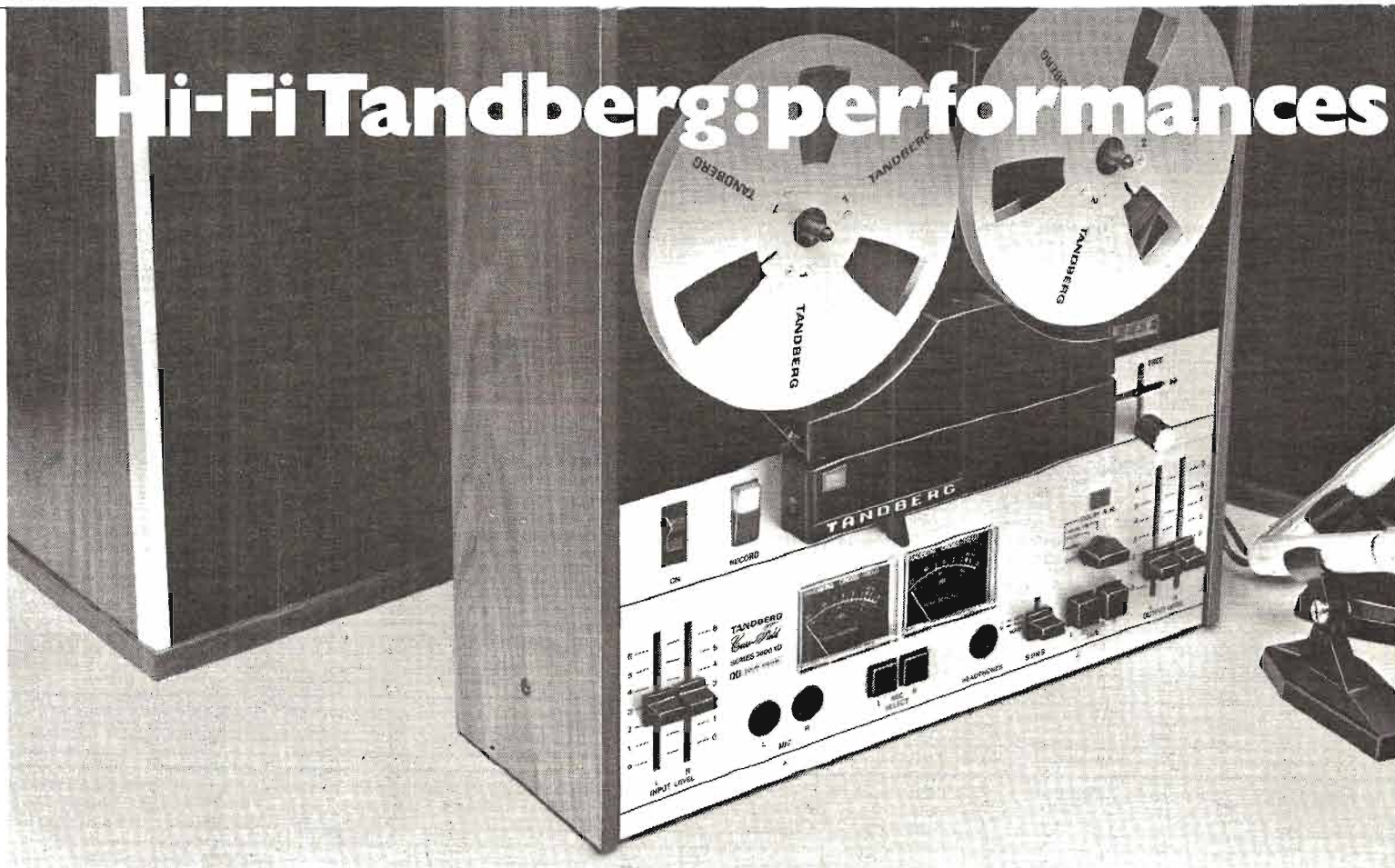
Telles sont les causes les plus fréquentes d'instabilité verticale de l'image. Mais il en existe d'autres et, pour plus de détails, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à l'ouvrage « Dépannage - Mise au point - Amélioration des Téléviseurs (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

●

RR - 8.11 - M. J. SOURDES, 65 Lourdes, sollicite divers renseignements auxquels nous répondons ci-dessous.

1) Votre première question n'est pas très précise. Nous pensons qu'il s'agit d'un récepteur ordinaire OC-POGO à lampes auquel vous désirez adjoindre un cadre. Il n'y a pratiquement aucune difficulté d'adaptation et d'instal-

Hi-Fi Tandberg: performances



lation, l'ennui majeur étant de pouvoir se procurer un tel cadre actuellement ! En effet, depuis que les récepteurs modernes comportent des antennes-ferrites incorporées, la fabrication de ces cadres a été abandonnée (depuis de très nombreuses années).

2) L'utilisation des talkies-walkies est libre (utilisation accordée de plein droit) dans la bande 26 960 à 27 280 kHz et pour une puissance maximale de 5 mW.

3) En ce qui concerne la lampe nécessaire à votre agrandisseur photographique, veuillez vous adresser à un revendeur « cinéma-photo » de votre région.

RR - 8.09-F - M. P. DUMONTIER, 67 Strasbourg, désire connaître les caractéristiques du circuit intégré linéaire type TBA 641 B et avoir le schéma

d'utilisation de ce circuit intégré dans un amplificateur BF.

TBA 641 B : Tension d'alimentation maximale : 18 V ; tension normale d'alimentation comprise entre 6 et 16 V ; gain de tension : 46 dB ; puissance de sortie : 4,5 W sur 4 Ω d'impédance de charge et 14 V d'alimentation ; consommation totale : 485 mA.

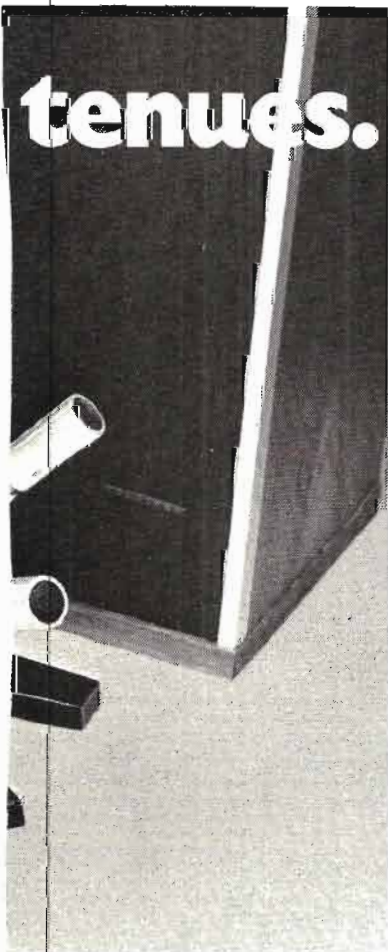
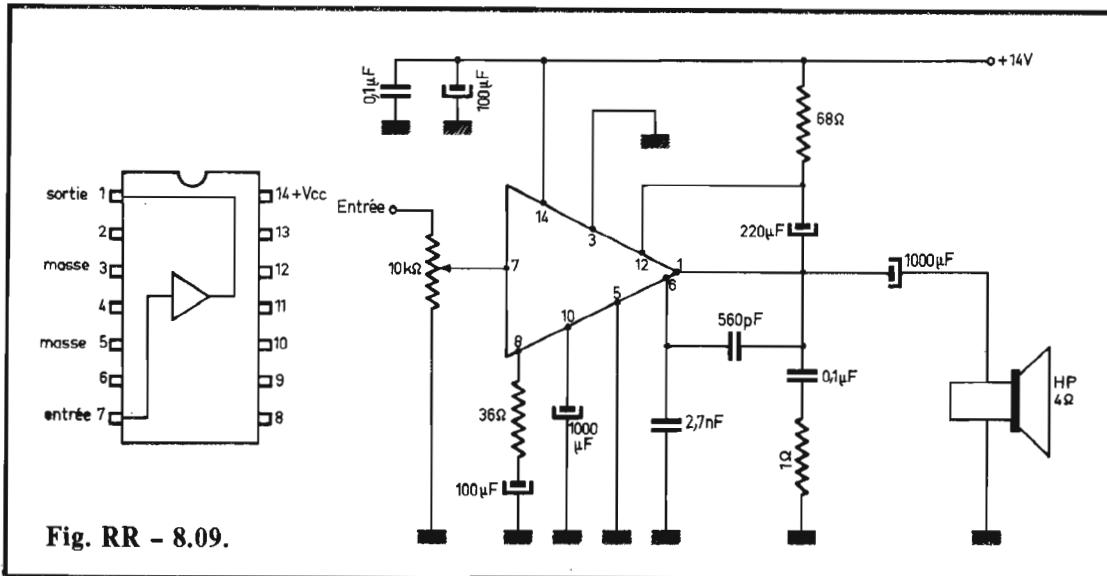
Les chiffres ou lettres faisant suite à l'immatriculation caractérisent le boîtier et la présentation du circuit intégré.

La figure RR-8.09 montre le schéma d'un amplificateur BF utilisant ce type de circuit intégré.

Pour davantage de détails, vous pourriez écrire à S.G.S. ATES, 58, rue du Dessous-

des-Berges, 75013 Paris, en demandant la notice se rapportant spécialement à ce circuit intégré.

RR - 8.12 - M. Antoine ELINIK, 34 Pezenas, nous demande :



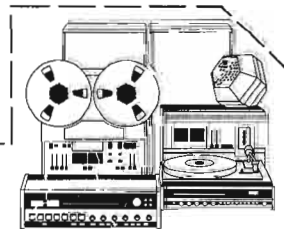
Platine 3500 X stéréo
Ses caractéristiques sont autant de performances garanties

3 vitesses : 4,75 - 9,5 et 19 cm/s.
 4 têtes, technique d'enregistrement "Cross-Field" Tandberg.
 Permet le monitoring (test-A-B), le son sur son et l'écho.
 Réglages des niveaux entrée et sortie par potentiomètres linéaires.
 Vu-mètres très lisibles de classe professionnelle.
 Pleurage et scintillement maximum : 0,07 % à 19 cm/s.
 Diaphonie à 1000 Hz : mono > 60 dB, stéréo > 50 dB.
 Bande passante à 19 cm/s : 30 à 25 000 Hz
 Bande passante à 9,5 cm/s : 30 à 20 000 Hz
 Rapport signal/bruit (IEC A-Curve, 3 % distorsion) pondéré : 64 dB ; avec Dolby : 72 dB.
 non pondéré : 57 dB ; avec Dolby : 61 dB.

Mixage possible en mono (1 entrée line et 1 entrée micro).
 Arrêt automatique par cellule photo-électrique.
 Prise frontale pour casque d'écoute stéréo.
 Existe avec système "Dolby"* sous la référence 3600 XD Stéréo.

Prix constatés :
 3500 X : 2.710 F. - 3600 XD : 3.352 F.

* Dolby : marque déposée,
 Dolby Laboratories
 Inc USA



Nous tenons à votre disposition, gratuitement, les résultats intégraux des tests effectués par la presse professionnelle.
 Bon à retourner à Tandberg France S.A. - 1, rue Jean-Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

- Je souhaite recevoir, sans engagement de ma part, le dossier complet de la platine 3500 X stéréo
- Veuillez me faire parvenir également votre brochure générale sur la gamme HI-FI Tandberg 1975

Nom _____
 Prénom _____
 Adresse _____

Joindre 3 timbres à 0,80 F pour frais d'envoi.

HI-FI FAMILY
TANDBERG

hi-fi, magnétophones, ampli-tuners, enceintes.

H.P. 75

- 1) Le schéma d'un VFO ;
- 2) Le type de câble coaxial à utiliser pour une antenne d'émission.

1) Veuillez vous reporter à notre ouvrage « L'Émission et la Réception d'Amateur » (8^e édition) dans lequel de nombreux schémas de VFO à lampes ou à transistors sont publiés. (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris). En ce qui concerne les bandes de fréquences à couvrir, cela n'est que fonction des bobines à réaliser ; pour cela également, vous trouverez tous renseignements utiles dans l'ouvrage précédemment cité.

2) Le type de câble coaxial à réaliser doit présenter une impédance caractéristique égale à l'impédance présentée par l'antenne aux points de raccordement. Cette impédance doit également être la même que l'impédance de sortie de l'émetteur ou l'impédance d'entrée du récepteur.

D'autre part, nous ne connaissons pas l'antenne type K/HWA 200-4.

●

RR - 8.13 - M. Mohamed GARIDI, Alger (Algérie), nous demande des renseignements concernant l'utilisation d'un radio-cassette.

Nous ne pensons pas que l'affaiblissement de la puissance de votre radio-cassette ait été provoqué par l'adjonction d'un amplificateur extérieur séparé, tout au moins si les interconnexions ont été réalisées correctement.

Pour que nous puissions en juger, il aurait fallu nous joindre les schémas des deux appareils et le schéma des liaisons effectuées.

D'autre part, en ce qui concerne la section « magnétophone » proprement dite, il est très possible qu'une augmentation du souffle et un

affaiblissement des aiguës soient dûs à une magnétisation de la tête. Dans ce but, vous pouvez effectivement essayer d'utiliser la cassette démagnétisante « Ampex » présentée dans notre numéro 1503. Il est inutile de vous adresser directement à cette firme qui ne livre pas aux particuliers ; il vous faut passer par l'intermédiaire d'un revendeur radioélectricien qui vous commandera cette cassette démagnétisante (AMPEX Corp. 401 Broadway, Redwood City, Californie 94063 U.S.A. Mandataire en France : AMPEX, 21, rue du Dôme, 92100 Boulogne).

●

RR - 8.14 - M. MOAN, 75 Paris, sollicite divers renseignements concernant la télévision, les tubes nixies et l'audiofréquence.

1) Le ronflement observé lorsque vous réglez les 2^e et

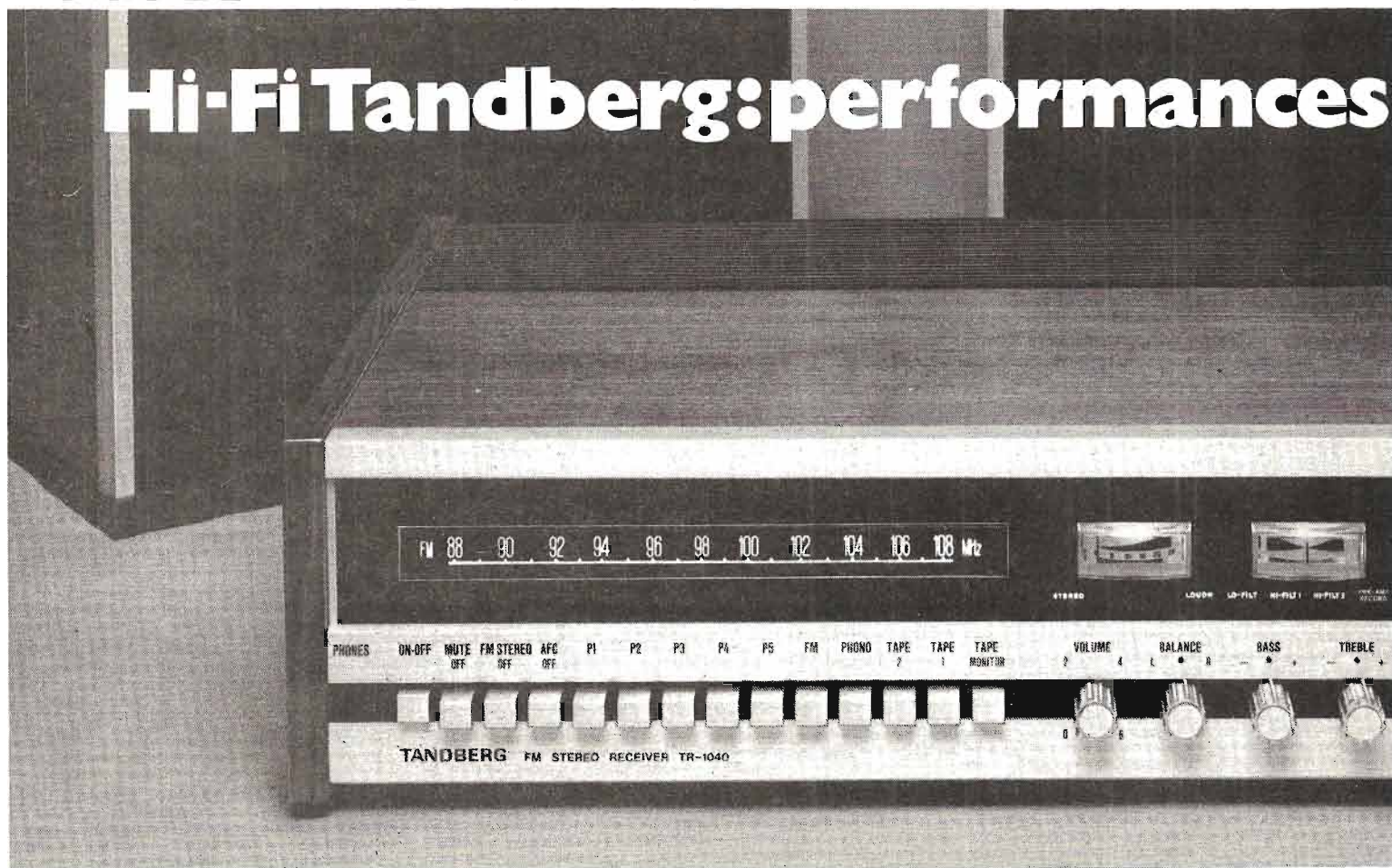
3^e chaînes est dû à la sous-porteuse chrominance ; c'est la raison pour laquelle ce ronflement ne se manifeste pas lors du réglage de la première chaîne.

2) Le sifflement très aigu que vous constatez en 2^e et 3^e chaînes correspond à la fréquence de balayage « lignes » (15 625 Hz). En 1^e chaîne, cette fréquence étant de 20 475 Hz est beaucoup moins audible.

3) Les cathodes des tubes nixies sont constituées par des fils très fins en forme de chiffres (à afficher). Bien que ces cathodes soient placées les unes au-dessus des autres, cette disposition n'altère pas la visibilité de la cathode illuminée.

4) Il est absolument exact que si l'on monte deux haut-parleurs de 4 Ω en parallèle, l'impédance résultante est de 2 Ω. Mais dans le cas d'un woofer de 4 Ω et d'un tweeter de 4 Ω, il faut tenir compte de l'impédance variant avec la fréquence des **filtres de**

Hi-Fi Tandberg: performances



voies. Exemple : vers les fréquences basses, l'impédance du filtre du woofer diminue et celle du filtre du tweeter augmente ; il en va inversement vers les fréquences élevées. Si bien que tout au long du registre sonore, l'impédance du groupement reste sensiblement constante, et donc égale à 4Ω dans l'exemple choisi.

●
RR - 8.15 - M. Ralph KASTLER, 54 Nancy, sollicite divers renseignements concernant un anti-voil pour automobile.

Le schéma d'anti-voil pour automobile joint à votre lettre a fait l'objet d'un article que nous avons publié dans le numéro 1338, page 230. Il a effectivement été expérimenté par nos soins et nous a donné toute satisfaction.

Diverses possibilités de réglage des temps sont envisageables par modification de

valeurs de certains composants (constante de temps).

Il est bien évident que n'importe quel type de klaxon de grande puissance peut être utilisé puisque le dispositif ne fait que commander le relais de ce klaxon (liaisons 2 et 3).

●
RR - 8.16 - M. Christian GREC, 77 Marlotte nous demande :

1) Des précisions concernant le schéma de la figure 1, page 183, du numéro 1469 ;

2) Où trouver un circuit intégré MC 1339 P de Motorola ?

1) La polarité représentée du condensateur C4 doit être inversée. Quant aux résistances R16 et R19, leurs valeurs sont respectivement les suivantes : 330Ω et $47 k\Omega$.

2) A notre connaissance, le circuit intégré MC 1339 P de Motorola est toujours fabriqué. Veuillez vous adresser directement à la S.C.A.I.B., 15

et 17, avenue de Ségur, 75007 Paris.

●
RR - 8.17 - M. Raoul VINCENT, 75 Paris, désire trouver commercialement un rhéostat de champ électronique (tel qu'un variateur de vitesse à triac) pour un moteur type « série » à courant continu de 22 kW (3 CV).

Tout d'abord, nous pensons devoir rectifier une erreur de votre part ; s'il s'agit bien d'un moteur de 3 CV, cela équivaut à 2,2 kW (et non pas 22).

Certes, il existe maintenant des triacs de forte puissance... Mais, si nous comprenons bien le sens de votre lettre, le moteur type « série » dont il est question est alimenté à partir du courant continu. Or, vous devez savoir que tous les variateurs électroniques à triacs ne fonctionnent qu'à partir du courant alternatif.

RR - 8.18 - M. André HUTH, 69 Lyon, désire connaître notre avis en ce qui concerne le dépannage des téléviseurs (notamment) à domicile.

Le poids, l'encombrement et les difficultés de transport font que, bien souvent, le dépanneur a tendance à vouloir travailler chez le client. S'il s'agit de quelques retouches au téléviseur (réglages dits semi-fixes ou auxiliaires), ou s'il s'agit d'un fusible, d'un cordon d'alimentation coupé, d'un câble d'antenne coupé ou en court-circuit, d'une lampe défectueuse (cas d'un appareil de ce genre), nous sommes absolument d'accord. Par contre, nous déconseillons totalement d'entreprendre toute autre sorte de travail chez le client.

Réfléchissons ensemble : Comment voulez-vous travailler convenablement chez un client ? Vous aurez toujours peur de rayer le meuble sur lequel est posé le télévi-

tenues.

Ampli-tuner TR 1040 P Ses caractéristiques sont autant de performances garanties.

Ampli-tuner stéréo FM Haute Fidélité.

Puissance de sortie : 2 x 40 watts sur 8 ohms à 0,2 % de distorsion.

Tuner FM - fréquence : 87,5 à 108 MHz.

5 stations préréglées.

Sensibilité du tuner FM 0,8 μ V.

Contrôle des graves et des aigus par canal séparé.

Indicateurs d'accord et d'intensité très lisibles.

Touche "Muting" pour supprimer le souffle entre les stations.

3 filtres (1 LOW et 2 HIGH).

Commutateur "Loudness" pour relever les graves et les aigus à faible niveau.

Possibilité de contrôler les enregistrements

grâce à une touche monitor.

Préamplificateur pour tête magnétique avec correction RIAA.

Prise de raccordement pour 3 magnétophones dont une pour enregistrement à tonalité corrigée.

Réglage de la sensibilité des entrées magnétophones et phono.

Prise frontale pour casque d'écoute stéréo.

Affichage lumineux des fonctions.

Équipé pour recevoir 4 enceintes.

Prix constaté : 3.692 F.

Enceinte : TL 2520

Puissance de sortie : 40 watts.

Impédance : 8-4 ohms.

Courbe de réponse : 45 à 20 000 Hz.

3 voies : 1 woofer 25,4 cm, 1 mid-range 8,70 cm.

1 tweeter 2,54 cm Dome.

Prix constaté : 874 F.

Nous tenons à votre disposition, gratuitement, les résultats intégraux des tests effectués par la presse professionnelle.

Bon à retourner à Tandberg France S.A. - 1, rue Jean-Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

Je souhaite recevoir, sans engagement de ma part, le dossier complet de l'ampli-tuner TR 1040 P

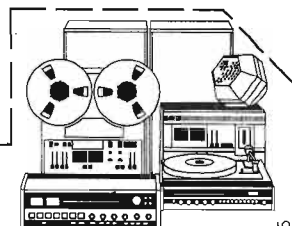
Veuillez me faire parvenir également votre brochure générale sur la gamme HI-FI Tandberg 1975.

Nom : _____

Prénom : _____

Adresse : _____

Joindre 3 timbres à 0,80 F pour frais d'envoi.



H.P.75

HI-FI FAMILY
TANDBERG

hi-fi, magnétophones, ampli-tuners, enceintes.

seur, de brûler un tapis quelconque avec une goutte d'étain ; le client va vous mitrailler de questions, lesquelles vous empêchent de réfléchir à votre travail ou de diagnostiquer le circuit en défaut.

Si malgré cela, vous trouvez l'élément défectueux, 8 fois sur 10 vous n'aurez pas avec vous l'organe correct de remplacement. Il vous faudra alors retourner à l'atelier... D'ailleurs, dans le dépannage à domicile, il manque toujours quelque chose ; on ne peut pas emmener tout l'atelier avec soi. Ou bien, c'est un instrument de mesure quelconque ; ou bien c'est un condensateur ou une résistance, que l'on remplace alors par un organe de valeur approchée... Oui, il manque toujours quelque chose, et le travail en souffre ; c'est cela que devrait comprendre le client. Bien que de dimensions importantes, il est encore plus simple et plus raisonnable d'emporter le téléviseur en panne à votre atelier... que de véhiculer votre « atelier » chez le client !

Mais il y a pire que cela encore ! Le client, lui, ne vous quittera pas des yeux, il observera vos moindres gestes. Or, si vous mettez trop de temps pour trouver la panne (cela peut arriver à tout le monde ; les plus « malins » sont parfois tombés sur des pannes coriaces), le client pensera inévitablement que vous ne connaissez pas votre métier. Par contre, si vous dépannez l'appareil rapidement, allez

donc présenter une note raisonnable... sans que le montant n'en soit discuté !

En conclusion, après examen rapide du téléviseur chez le client, s'il ne s'agit pas d'une panne anodine, aucune hésitation à avoir : ramener l'appareil à votre atelier où vous pourrez travailler tranquillement et avec tout le nécessaire. C'est le plus sage conseil que nous pouvons donner et qui ne peut être que **profitable au client** d'ailleurs, par un travail bien fait.

RR - 8.19-F - M. Roger GRANDRIS, 63 Clermont-Ferrand, désire connaître les caractéristiques du circuit intégré TCA 760 et son mode d'utilisation.

TCA 760 : amplificateur BF dont les caractéristiques essentielles sont les suivantes :

- Faible tension de bruit à la sortie ;
- Courant de sortie important (1 A crête) ;
- Tension d'alimentation à vide admissible élevée (15 V) ;
- Gain élevé (50 dB en boucle fermée pour une contre-réaction de 20 dB) ;
- Réjection très élevée des ondulations de la tension d'alimentation.

Tension d'alimentation : 5 à 14 V ; courant de repos total : 5 à 15,7 mA ; puissance de sortie pour une distorsion totale de 10 %, une tension d'alimentation de 9 V et une

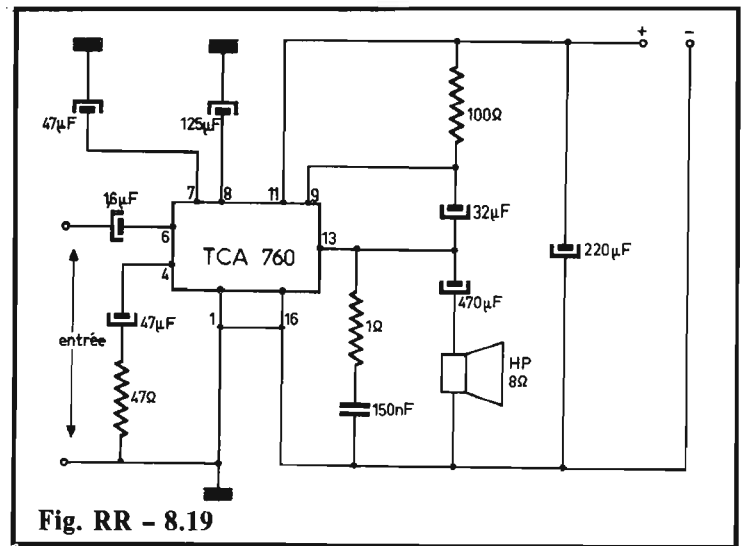


Fig. RR - 8.19

charge de 8 ohms : 1,1 W ; impédance d'entrée : 15 kΩ ; sensibilité pour une distorsion totale de 10 % : 10 V eff. ; boîtier « Dual in line » 16 broches.

Exemple d'utilisation : voir figure RR-8.19.

RR - 9.01 - M. Patrick SECRET recherche le Schéma du décodeur quadriphonique SQ de la Société Connaught (référence du circuit : FCD 03).

Voici l'adresse de notre correspondant : 18, rue Régley, 93250 Villemonble.

RR - 9.02 - F - M. SKWINS, 54 Villiers-les-Nancy nous signale une erreur dans la première par-

tie de la réponse RR - 4.29 (n° 1513).

Mais non, il n'y a aucune erreur ! Certes, la sous-porteuse chrominance par elle-même (sur 4,286 MHz, c'est-à-dire à 4,286 MHz de la porteuse « image ») n'est évidemment pas audible ; ce sont les signaux qu'elle véhicule qui peuvent être gênants dans certains cas. Voir la figure RR - 9.02 ; en A, caractéristiques idéalisées de fréquences d'un canal de télévision en couleurs (norme L) ; en B, gabarit de réponse amplitude-fréquence du canal chrominance avant modulation dans le système SECAM (préaccentuation et réduction du spectre). Notez d'ailleurs que, au début du SECAM, la largeur de bande de la sous-porteuse était supérieure de 18 % environ par rapport à ce qu'elle est présentement ; cette réduction a été motivée

GOLDRING ck2 SI VOUS AVEZ un tournevis une paire de pinces et **499** francs

avec cellule magnétique, en KIT

pour 9 frs de plus nous vous donnerons le fer à souder

vous recevrez par retour de votre fournisseur habituel ou de **GOLDRING-FRANCE** (palement à la commande)

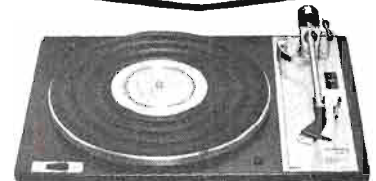
CETTE TABLE DE LECTURE FACILE A ASSEMBLER



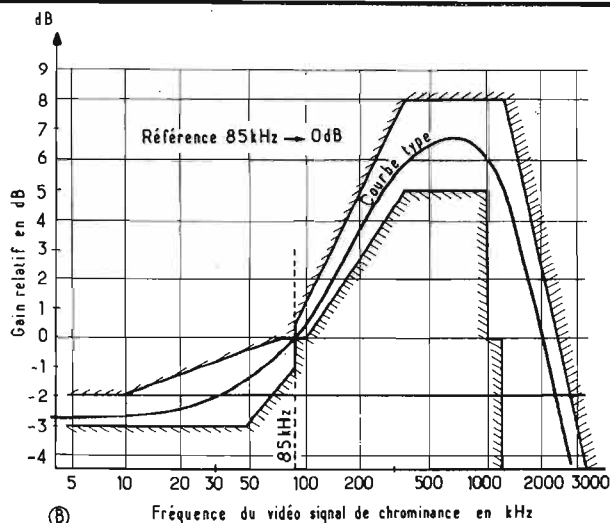
NOM _____

ADRESSE _____

GOLDRING BP 7 22690 PLEUDIHEN



transmission par courroie



Gain relatif en dB

Fréquence du vidéo signal de chrominance en kHz

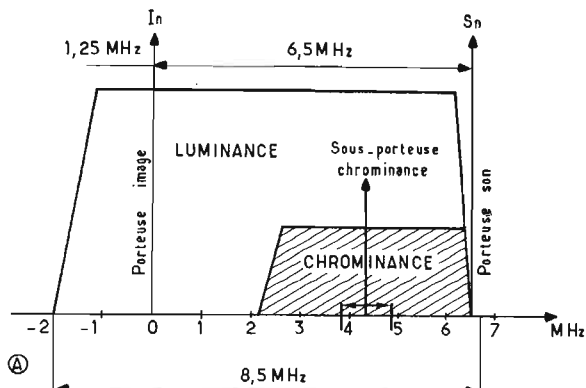


Fig. RR - 90.2.

CHAQUE MOIS LISEZ LES PETITES ANNONCES DU HAUT-PARLEUR

- ★ OFFRES D'EMPLOI
- ★ DEMANDES D'EMPLOI
- ★ FONDS DE COMMERCE
- ★ ACHAT DE MATÉRIEL
- ★ VENTE DE MATÉRIEL

pour une meilleure adaptation du procédé SECAM dans certains pays où les porteuses « son » et « vision » ne sont écartées que de 5,5 MHz (au lieu de 6,5 comme en France). En fait, il n'est pas plus agréable que l'image passe dans le son, ou bien que le son passe dans l'image, pour reprendre les expressions consacrées. De toutes façons, les limites extrêmes d'excursions de la sous-porteuse ne sont atteintes que pendant les lignes d'identification lors des retours de trame, ou pendant les transistors.

Il est cependant absolument évident que lors d'un dérèglement important de l'oscillateur du tuner, il est possible d'entendre aussi les signaux de trame (qui existent sur les trois chaînes !); mais le « bruit » n'est pas le même...

RR - 9.03 - M. Michel CHALAUX, 17 La Rochelle

désire connaître l'adresse d'un revendeur parisien susceptible de lui fournir les transistors nécessaires à la réalisation du réducteur de bruit de fond décrit dans notre n° 1370, page 220.

Ce montage est une réalisation des Etablissements « Radio Prim », 6, allée Verte, 75011 Paris. Il ne fait donc aucun doute que ces établissements soient en mesure de vous fournir les transistors nécessaires.

RR - 9.04 - M. Jean-Marie BIRSINGER, 68 Wittenheim, sollicite des renseignements au sujet des allumeurs électroniques.

1) Nous n'avons pas publié de montages d'allumeurs électroniques pour automobiles ayant le « plus » à la masse, tout simplement parce que ce type de véhicule n'est plus guère fabriqué actuellement. En effet, désormais, la standardisation veut que les automobiles aient un équipement électrique général fonctionnant sous 12 V avec le « moins » à la masse. En conséquence, les véhicules avec le « plus » à la masse sont forcément déjà anciens, et un allumeur électronique ne présenterait aucun intérêt pour eux.

2) Théoriquement, les avantages de l'allumage électronique sont les mêmes pour une moto que pour une voiture. Toutefois, l'installation est souvent plus complexe; ainsi, pour une moto à deux cylindres, il y a généralement deux allumages distincts; il faudrait donc installer deux allumeurs électroniques.

RR - 9.05 - M. Daniel GARCIA, 31 Saint-Alban, nous demande comment amplifier la sortie du carillon digital « Lulli Bell » décrit dans le n° 1490, page 272.

Normalement, le carillon « Lulli Bell » attaque directement un haut-parleur et délivre ainsi une puissance suffisante pour un appartement. Naturellement, si vous le désirez, vous pouvez toujours faire suivre ce carillon par un amplificateur BF d'une puissance supérieure... Tout dépend de la puissance que vous désirez obtenir, ce dont vous ne nous dites rien. Les montages d'amplificateur BF décrits dans nos revues sont suffisamment nombreux pour que vous puissiez faire votre choix.

RR - 9.09 - M. Denis DUBOIS, 61 Tinchebray, désire un schéma de principe pour l'adjonction d'une voie négative sur un modulateur de lumière.

Veillez vous reporter, soit à la réponse RR - 2.37 - F., page 263, n° 1410, soit à la réponse RR - 7.12 - F., page 334, n° 1424. Voyez aussi notre n° 1495, page 326.

Une haute qualité optique !

Marexar®

objectifs multicouche \varnothing 42 mm à vis
 2,8/35 mm (6 lentilles) 400 F
 + 2,8/135 mm (5 lentilles) 400 F
 + DOUBLEUR DE FOCALE
 (4 lentilles) Multi-coated 180 F
980 F

OFFRE SPECIALE
 "4 FOCALES"

35 mm + 70 mm + 135 mm + 270 mm
 L'ENSEMBLE : 800 F

YASHICA TL - ELECTRO
 24 x 36 Objectif 1,7/50 MC + Sac
 "tout prêt"

Prix 1.190 F

LES 2 ENSEMBLES

1.890 f



HP. 12-75

le récepteur



SOMMERKAMP FR 101

PRESENTATION DES COMMANDES ET LEURS FONCTIONS

(1) **AGC.** Commutateur de contrôle automatique de gain. FAST = constante de temps rapide, SLOW = constante de temps lente.

(2) **Indicateur visuel** de la gamme d'onde choisie. Indication en MHz, c'est-à-dire la fréquence par laquelle commence la gamme choisie (par ex. 3.5 ou 9.5). Il n'y a pas d'indication visuelle pour les bandes sur le commutateur de bande marquées d'une étoile.

(3) **S - METRE.** Calibré en unités « S » jusqu'à S-9. Au dessus, calibration en dB jusqu'à + 60 dB.

(4) **CADRAN - D'ACCORD GENERAL.** Gradué de 50 en 50 kHz.

La lecture à gauche de couleur blanche est utilisée pour les gammes commençant par des unités en MHz (par ex. 7.0 MHz, 21 MHz etc.) tandis que la lecture de droite, de couleur verte est utilisée pour les gammes commençant par des unités de 500 kHz (par ex. 3.5 MHz etc.).

(5) **VHF.** Commutateur de choix VHF/HF. En position HF, la partie réception HF est connectée à l'antenne. En position 2 le convertisseur 2 m est branché à l'entrée du récepteur. Le convertisseur couvre la bande des 2 m entre 144 et 146 MHz. Pour l'écoute de la bande, il faut placer le commutateur (25) sur la

gamme 10 A à 10 D (28,0 à 30,0 MHz). La gamme 28,0 à 28,5 correspond alors à la fraction de la bande comprise entre 144,0 et 144,5 MHz. La position du commutateur VHF 6 a été prévue pour l'utilisation d'un convertisseur 6 m. Celui-ci n'est pas monté sur le modèle européen.

(6) **RF ATT DB.** Atténuateur H.F.

Tous les signaux arrivant des antennes à la H.F. du récepteur sont acheminés à travers ce commutateur-même ceux du convertisseur 2 m VHF. Si nécessaire, et en cas d'intermodulation ou de saturation, l'atténuateur permet un affaiblissement de 10 dB ou de 20 dB du signal reçu. Il va de soi que la chute de la lecture du S-mètre correspondra à l'atténuation.

(7) **SELECT.** Commutateur pour le choix du VFO, intérieur ou extérieur. En position INT, le VFO - commandé par le bouton central (11) - choisira la fréquence d'opération. Ce mode est indiqué par la diode lumineuse rouge (24). En position EXT, le VFO extérieur d'un autre émetteur ou émetteur - récepteur sera le pilote de la fréquence d'utilisation. Les positions CH 1 à CH 4 sont des commutateurs de fréquences fixes, pilotées par quartz. Chaque quartz taillé dans la plage de la fréquence du FO (8 700 à 9 200 kHz) donnera sur chaque gamme une fréquence de réception fixe. Ces canaux ne sont pas utilisés très souvent, car le VFO possède déjà une précision et une stabilité proche du quartz.

(8) CADRAN D'ACCORD DE GRANDE PRECISION

C'est un cadran circulaire, gradué de 0 à 100.

Chaque division correspond à un kHz. En conjonction avec le cadran d'accord général, on obtient une précision de lecture de fréquence inférieure à 1 kHz.

Ceci, pourtant, à condition que la calibration de la bande utilisée a été contrôlée par le calibrateur à quartz.

(9) PRESELECT.

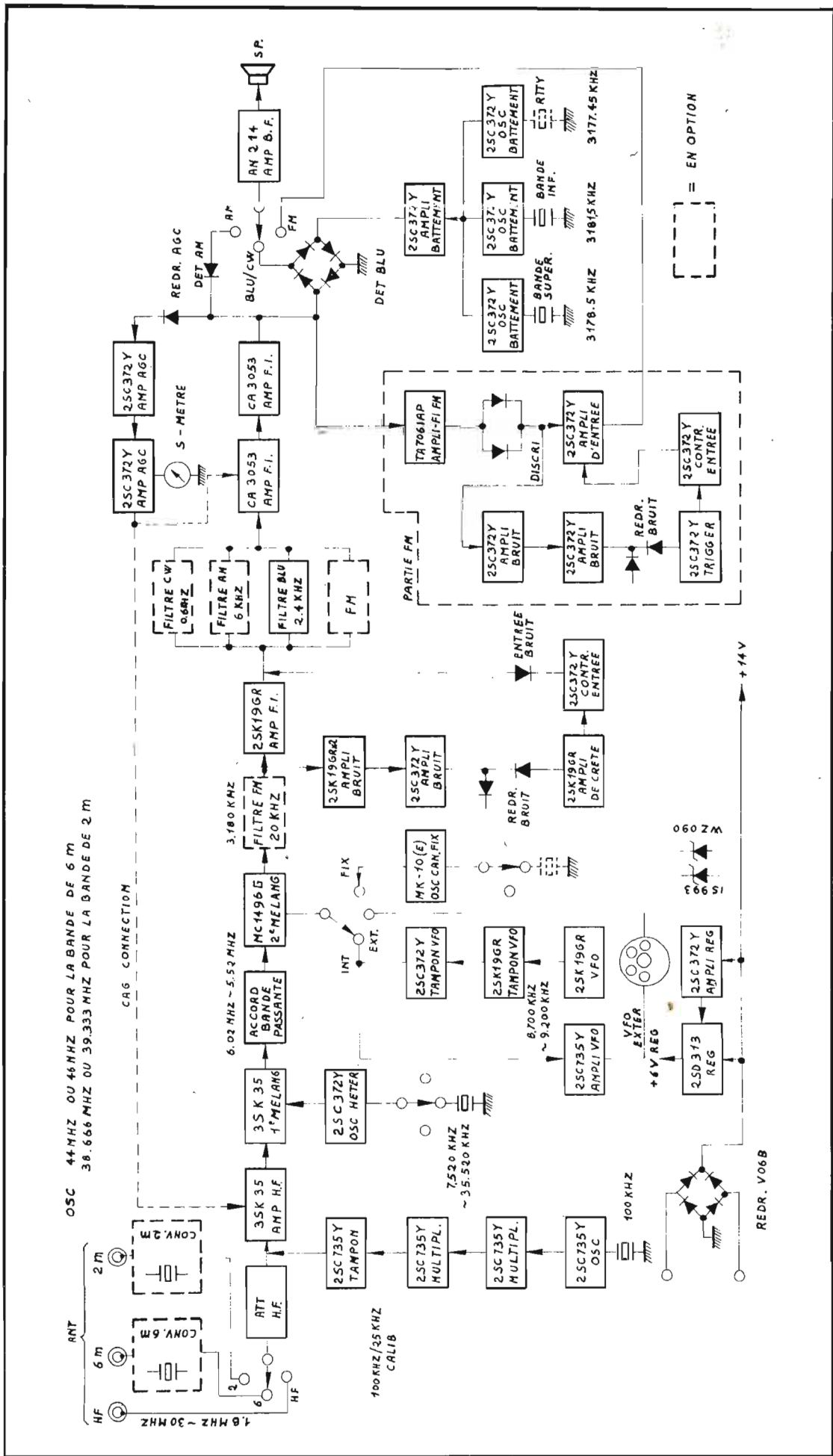
Les circuits amplificateurs H.F. sont accordés par ce bouton. Notez que les indications des longueurs d'onde sont de deux couleurs différentes, en rouge et en blanc. Le bouton PRESELECT actionne alors deux index (blanc et rouge). Les bandes amateur sont repérées sur le commutateur de bande (25) en rouge. Les autres gammes sont en blanc. Le bouton PRESELECT accorde donc les bandes rouges par l'index en rouge et vice versa. Notez aussi que la plage d'accord du présélecteur est d'autant plus large qu'on descend en fréquence. Sur la bande des 160 m (fréquence de 1.5 MHz) par exemple, le réglage maximum pourra se faire - selon la fréquence choisie - pour un tour complet du bouton PRESELECT. Sur 10 m, par contre (fréquence de 28 MHz) l'accord sera très étroit. Aussi, une retouche n'est presque pas nécessaire, même pour des excursions en fréquence plus larges.

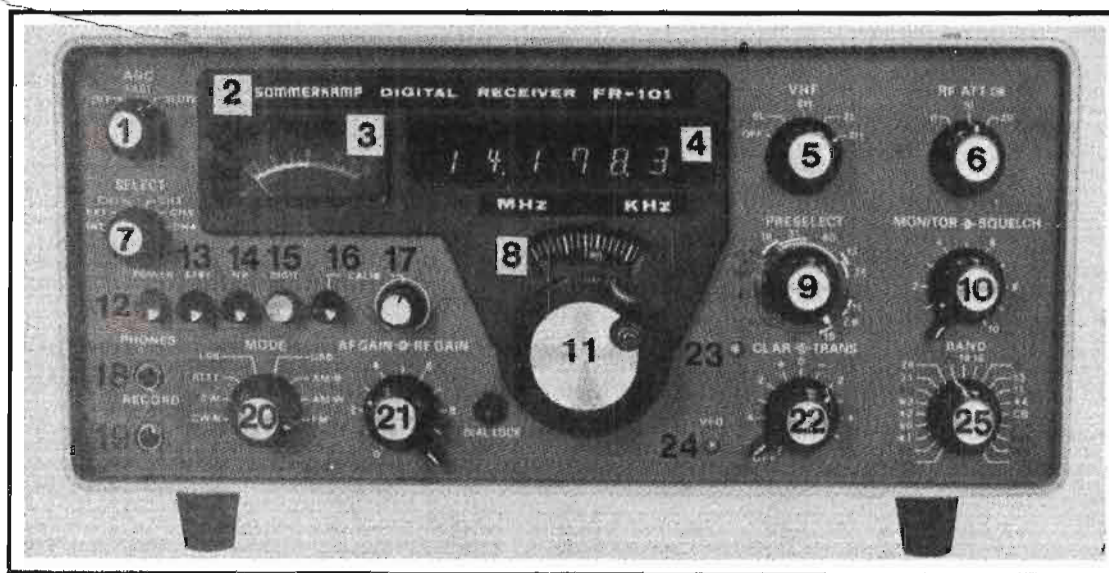
(10) MONITOR/SQUELCH.

Double-commande.

Le bouton avant MONITOR permet l'écoute et le contrôle de sa propre émission, dans le cas où le récepteur fonctionne avec un émetteur ou un transceiver (émetteur-récepteur). La position OFF est en butée à gauche. En tournant ce bouton lentement vers la droite, on écoute l'émission de plus en plus fort.

La manette contrôle le squelch en réception VHF-FM. Si celle-ci se trouve sur le zéro, le bruit de fond caractéristique de la FM devient audible. En tournant cette





manette lentement vers la droite fait disparaître le soufflé, le haut-parleur est muet. La réception devient audible immédiatement dès qu'un signal est reçu. Plus la manette est tournée à droite, plus fort doit être ce signal à l'entrée du récepteur pour que le squelch soit déclenché.

(11) BOUTON D'ACCORD PRINCIPAL

Avec ce bouton on s'accorde sur la fréquence de réception. Le bouton de commande très maniable est à engrenage planétaire entraînant à son tour un démultiplicateur à rattrapage de jeu. Un tour complet du bouton d'accord correspond à 16 kHz environ, six tours à 100 kHz.

(12) ALIMENTATION

Mise en route du récepteur par bouton poussoir. Indications de la mise en marche par éclairages du cadran d'accord et du S-mètre. La stabilité en fréquence est atteinte après 30 mn de fonctionnement.

(13) STBY

La réception est coupée en appuyant sur ce bouton. La réception est immédiate après l'avoir relâché. Très utile pour pouvoir commuter le récepteur par le relais émission. Il y a coupure automatique possible si ce récepteur est branché avec un émetteur séparé en utilisant la prise MUTE du panneau arrière.

(14) N.B. Ce bouton commande un anti-parasites très efficace utilisant un circuit

parallèle. Très utile pour éliminer des parasites moteurs. Notez que l'indication du S-mètre tombe légèrement lorsque l'anti-parasites est branché.

(15) DIGIT. Ce bouton n'a de fonction que pour la version affichage digital.

(16) - (17) CALIB. Un calibre 100 kHz est commuté par ce bouton. Pour cela, mettez le cadran d'accord (8) sur zéro et réglez avec le bouton (17) pour obtenir le battement zéro.

Si vous changez de gamme ou de mode d'opération, il faut la recalibrer sur la fréquence la plus proche d'écoute. En AM ou en FM il n'y a pas de battement zéro possible. D'autre part, le S-mètre n'indique que la bande passante du filtre à quartz appartenant au mode choisi. Il en résulte qu'une calibration exacte du cadran d'accord n'est possible seulement qu'en SSB ou en CW. Il est tout-à-fait normal que les amplitudes des marques produites par le calibre soient différentes les unes des autres sur une même gamme ou sur d'autres. La plaquette sur laquelle est monté le calibre est facilement accessible du haut, le couvercle du récepteur enlevé. Sur la partie supérieure de la plaquette se trouve un interrupteur à glissière. En position arrière, le calibre produit - (comme décrit plus haut) - des marques tous les 100 kHz. En position avant, un multivibra-

teur est mis en fonctionnement engendrant des marques tous les 25 kHz permettant ainsi une calibration encore plus précise pour chaque gamme d'écoute.

(18) PHONES. Prise pour casque à basse impédance. Fiche quart de pouce. La prise jack comporte un inverseur coupant le haut-parleur extérieur une fois la prise casque insérée.

(19) RECORD. Branchement possible d'un enregistreur à bande, d'un autre casque ou d'un haut-parleur supplémentaire. Il n'y a pas d'inverseur comme celui de la prise No.18. Un haut-parleur déjà branché sur la fiche SP du panneau arrière ne se déconnecte donc pas.

(20) MODE. Commutateur de mode d'opération. Les différentes positions du commutateur sont les suivantes :
 CW.N = Réception de la télégraphie avec filtre 600 Hz.
 CW = Réception de la télégraphie avec filtre 2,4 kHz.
 RTTY = Identique à CW. Un autre quartz pour BFO peut être placé pour qu'un autre oscillateur de battement puisse être utilisé.
 LSB = BLU avec filtre 2,4 kHz, bande inférieure.
 USB = BLU avec filtre 2,4 kHz, bande supérieure.
 AM.N = Réception en AM avec filtre 2,4 kHz.
 AM.W = Réception en AM avec filtre 6,0 kHz.

FM = Réception en FM avec filtre 20 kHz.

(21) AF-GAIN/RF-GAIN. Double commande.

Le bouton commande la puissance A.F. tandis que la manette commande l'amplification H.F. En position 10 = gain H.F. maximum. Tournant la manette vers le zéro, l'amplification H.F. baisse ainsi que l'indication du S-mètre.

(22) CLAR/TRANS. Double commande du vernier de réception. Dans le cas où le récepteur est connecté à un émetteur ou un transceiver (émetteur-récepteur) le bouton (22) permet de changer la fréquence de réception de 5 kHz.

Une diode LED (23) indique si le vernier est en fonction.

Celui-ci est hors circuit quand le bouton de commande est en butée à gauche. C'est la position normale en opération écoute. En opération « transceive » - en conjonction avec un émetteur - il est possible d'utiliser l'index pour pouvoir accorder la fréquence d'écoute à la fréquence d'émission. Cet index permet en opération d'écoute seule, d'ajuster la fréquence de réception. La position normale de l'index est la position médiane.

(24) DIODE. LED indique que le VFO interne est en fonction.

(25) BAND. Commutateur de bande. Les marques rouges correspondent aux bandes amateurs. Les marques blanches indiquent les bandes d'émission de radio-diffusion. Les chiffres doivent être interprétés en longueurs d'ondes et non pas en fréquences. La fréquence se trouve indiquée par l'indicateur visuel (2). Les gammes comportant des petites étoiles peuvent être équipées en gammes supplémentaires. La gamme de 5,5 MHz à 6.0 MHz est à déconseiller car elle tombe juste dans la fréquence de la première f.i. du récepteur.

H.L.

(à suivre)

QUELQUES MESURES EN V.H.F.

B IEN souvent, lorsqu'il s'agit de relever la courbe représentative des variations d'adaptation en fonction de la fréquence d'une charge terminant une ligne d'impédance caractéristique donnée, les méthodes de mesures employées généralement en VHF se révèlent longues et fastidieuses. Il faut en effet relever la courbe d'adaptation point par point ce qui conduit à des manipulations compliquées et, pour certains appareils, à un tracé délicat sur l'abaque de Smith. En particulier, lorsqu'il faut mesurer une charge telle que l'impédance d'une antenne, les méthodes classiques obligent à reprendre le tracé de la courbe d'adaptation après chaque variation des paramè-

tres. On a donc une idée de l'influence de ces paramètres qu'après un dépouillement très long qui peut parfois accroître les risques d'erreurs.

La méthode de mesure exposée ci-après, connue depuis bien longtemps dans les pays anglo-saxons sous le nom de méthode « long-line » ou encore « mega-match », présente de grands avantages sur les procédés classiques. Il suffit de posséder un bon générateur VHF modulé en fréquence (wobulateur), à niveau constant et à sortie bloquée pendant le retour de l'excursion en fréquence, ainsi qu'un oscilloscope de bonne qualité. Précisons cependant qu'en ce qui concerne le générateur VHF, il est préférable d'employer un appareil dont

le principe de fonctionnement repose sur l'utilisation d'un oscillateur direct ; les générateurs VHF fonctionnant par changement de fréquence et addition des fréquences de deux oscillateurs sont à rejeter. Il est toutefois possible d'utiliser un générateur VHF fonctionnant par changement de fréquence et par soustraction des fréquences de deux oscillateurs, à condition que les fréquences de ces oscillateurs soient nettement plus élevées que la fréquence moyenne de mesure.

La méthode « long line » permet d'obtenir sur l'écran de l'oscilloscope une image directe de l'adaptation de la charge mesurée (par exemple, antenne) sur toute la plage d'excursion en fréquence du

générateur, et ceci sans avoir à tenir compte des pertes dans le câble de liaison à la charge (ce qui n'est généralement pas le cas avec les autres méthodes de mesures).

Outre l'adaptation d'impédance, on peut déterminer rapidement les pertes dans les câbles, localiser leurs défauts, mesurer leur coefficient de vélocité, leur impédance, etc.

Avant d'aborder le principe de cette méthode, il nous paraît bon de rappeler quelques propriétés fondamentales des lignes de transmission.

Soit le système représenté sur la figure 1 dans lequel une ligne d'impédance Z_c , de longueur l , est chargée par une impédance terminale Z_t . Si la longueur de la ligne est égale à une demi-longueur d'onde

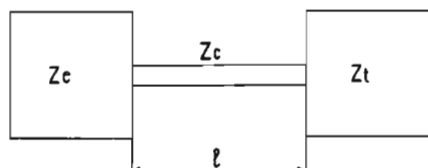


FIGURE 1

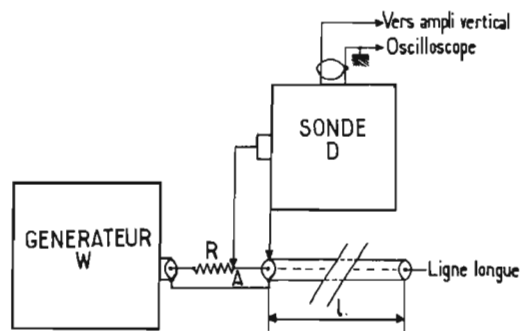


FIGURE 2

(ou à un multiple entier de demi-ondes); l'impédance Z_e apparaissant à l'entrée de la ligne sera égale à l'impédance terminale Z_t . La ligne se comportera donc comme un court-circuit si elle est fermée à son extrémité ($Z_e = Z_t = 0$) ou comme une impédance infinie si elle est ouverte ($Z_e = Z_t = \infty$).

Inversement, si la ligne est égale à un quart d'onde (ou à un multiple impair de quarts d'onde), elle équivaudra à un court-circuit si elle est ouverte à son extrémité, ou à une impédance infinie si elle est fermée (propriété bien connue du quart d'onde isolant).

Pour une ligne de longueur quelconque chargée par une impédance égale à son impédance caractéristique ($Z_t = Z_c$), l'impédance d'entrée est égale à l'impédance caractéristique ($Z_e = Z_c$). On peut tracer le tableau récapitulatif suivant :

Longueur de la ligne	Z_t	Z_e
$n \lambda/2$	0	0
	∞	∞
$(2n - 1) \lambda/4$	0	∞
	∞	0
Quelconque	Z_c	Z_c

Maintenant, nous pouvons examiner le montage de la figure 2 dans lequel un générateur modulé en fréquence W est branché à l'entrée d'une

ligne ouverte d'assez grande longueur l (20 m par exemple). Une résistance « d'isolement » R est intercalée entre la ligne et le générateur. On se propose d'étudier à l'aide d'une sonde détectrice D , les variations de tension au point A en fonction de la fréquence instantanée du générateur.

Lorsque la longueur de la ligne satisfait la condition :

$$l = \frac{n \lambda}{2}$$

l'impédance d'entrée de la ligne est infinie, le générateur n'est pas chargé et la tension au point A est maximum (voir fig. 3). Cette condition sera reproduite pour des longueurs d'onde telles que l'on ait :

$$l = \frac{(n+1) \lambda}{2} = (n+2) \frac{\lambda^2}{2}$$

$$= (n+3) \frac{\lambda^3}{2} = \dots (n+p) \frac{\lambda^p}{2}$$

Si la vitesse de propagation sur la ligne est v , aux longueurs d'onde $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_p$ correspondent des fréquences :

$$f = \frac{v}{\lambda}; f_1 = \frac{v}{\lambda_1}$$

$$f_2 = \frac{v}{\lambda_2} \dots f_p = \frac{v}{\lambda_p}$$

ou :

$$f = \frac{n v}{2l}; f_1 = \frac{(n+1) v}{2l}; f_2$$

$$f_2 = \frac{(n+2) v}{2l}; \dots f_p = \frac{(n+p) v}{2l}$$

L'écart de fréquence entre deux termes consécutifs de

cette suite est constant et égal à :

$$\Delta f = \frac{(n+p) v - (n+p-1) v}{2l}$$

$$= \frac{v}{2l}$$

Sachant que la vitesse sur la ligne est égale à la vitesse c dans le vide multipliée par le coefficient de vélocité k , l'expression (1) précédente devient :

$$\Delta f = \frac{3 \times 10^8 k}{2l} \quad (2)$$

Ce qui donne, si l'on exprime Δf en MHz et l en mètres :

$$\Delta f = \frac{150 k}{l} \quad (3)$$

L'écart en fréquence entre deux maxima, sur la figure 3, sera donc proportionnel au coefficient de vélocité et inversement proportionnel à la longueur de la ligne.

Il est absolument évident que par un raisonnement identique, on démontrerait que l'écart en fréquence entre deux minima est le même, les minima de tension au point A se produisant pour les conditions telles que la longueur de la ligne soit un multiple impair de quarts d'onde.

Si l'on branche l'entrée de l'amplificateur vertical d'un oscilloscope à la sortie de la sonde (fig. 2) et que le balayage de l'oscilloscope soit assuré en phase avec l'excursion en fréquence du générateur (montage de la fig. 4), on obtiendra sur l'écran l'oscillo-

gramme de la figure 5 qui n'est que la reproduction de la courbe de la figure 3 (cas d'une ligne sans perte). A l'aide d'un signal marqueur, soit contenu dans le générateur, soit injecté au point A par l'intermédiaire d'une faible capacité, on pourra s'assurer que l'écart en fréquence entre deux maxima est bien conforme à la formule (3); si la largeur de l'excursion en fréquence est F , il apparaîtra sur l'écran un nombre n d'ondulations complètes tel que :

$$n = \frac{F l}{150 k}$$

CONSTRUCTION DE LA SONDE

Ces notions préliminaires étant exposées et avant de poursuivre dans le domaine des mesures possibles, voyons la réalisation pratique de la sonde D qui nous est nécessaire. Son schéma est représenté sur la figure 6, montage simple qui se passe de longs commentaires. L'ensemble est monté à l'intérieur d'un tube de cuivre de 30 mm de diamètre et de 50 mm de longueur, fermé à ses extrémités par deux rondelles soudées. Sur ces dernières sont fixées deux prises coaxiales, l'une pour le branchement de la ligne, l'autre pour le raccord du générateur W . La liaison entre le générateur et la sonde doit être aussi courte que possible, l'idéal étant que la sonde soit

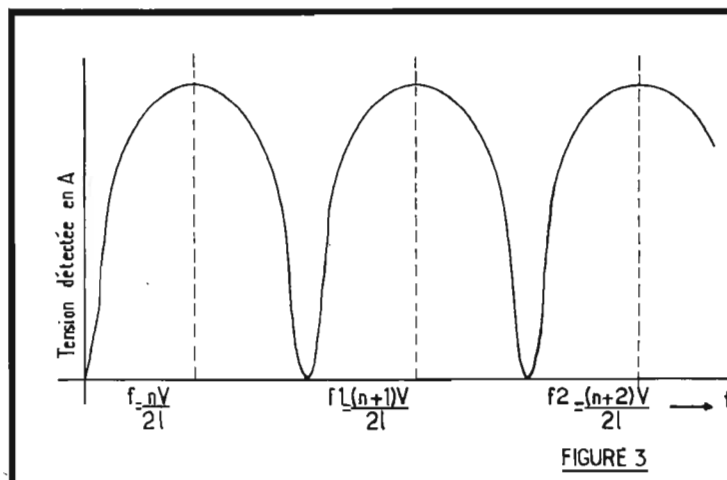


FIGURE 3

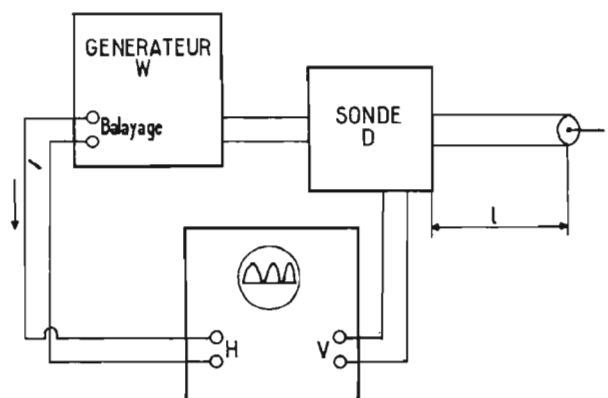


FIGURE 4

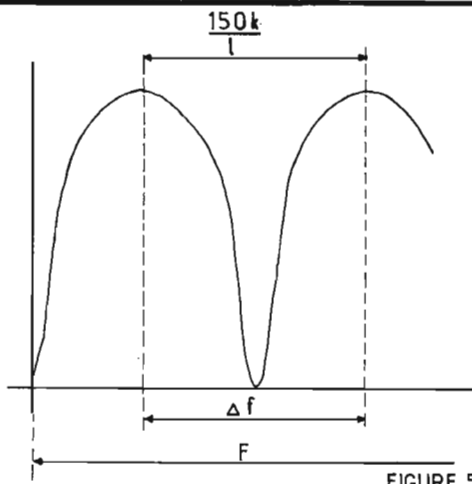


FIGURE 5

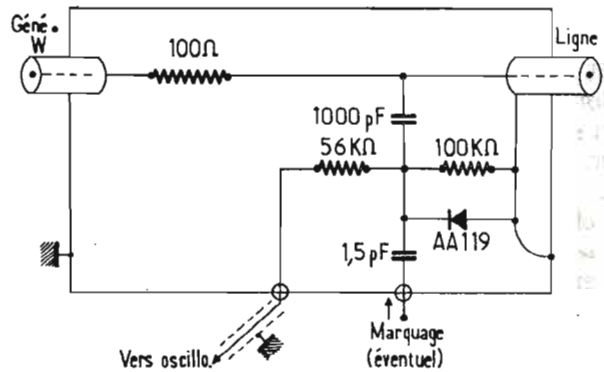


FIGURE 6

carrément branchée sur la sortie du générateur. La liaison vers l'amplificateur vertical de l'oscilloscope se fait par un câble blindé souple (genre câble pour microphone). Une entrée pour un marquage éventuel est également prévue.

EFFETS ET MESURE DE L'AFFAIBLISSEMENT D'UNE LIGNE

Les minima des ondulations ne tangentent la trace de retour que lorsque la ligne est sans perte... ce qui ne se produit jamais. On peut en effet considérer que la tension au point A est la résultante de l'onde incidente V_i injectée par le générateur et de l'onde réfléchie V_r par l'extrémité de la ligne. Si la ligne est sans perte, l'amplitude de V_r est égale à celle de V_i , et selon que ces deux ondes sont en phase (longueur de ligne

ouverte égale à $n\lambda/2$) ou en opposition de phase

$$(l = \frac{(2n - 1)\lambda}{4})$$

on a un maximum ou un zéro de tension au point A.

Mais l'onde réfléchie V_r ayant parcouru deux fois la longueur de la ligne est affaiblie par rapport à l'onde incidente V_i de sorte que les minima ne tangentent plus la trace de retour et que l'amplitude des ondulations diminue (fig. 7). L'examen de cet oscillogramme permet d'établir une expression donnant l'affaiblissement de la ligne.

La tension incidente V_i est égale à la moitié de l'amplitude des ondulations, plus la distance qui sépare leurs minima de la trace de retour :

$$V_i = \frac{a}{2} + b$$

La tension réfléchie V_r est égale à la moitié de l'amplitude des ondulations :

$$V_r = \frac{a}{2}$$

d'où :

$$V_i = \frac{a + 2b}{2}$$

Ce qui, exprimé en décibels, donne l'affaiblissement :

$$A = 20 \log \frac{a + 2b}{a}$$

L'affaiblissement en dB/m, l'onde ayant parcouru deux fois la longueur de la ligne, est de :

$$A \text{ dB/m} = \frac{10}{l} \log \frac{a + 2b}{a}$$

EFFETS D'UNE CHARGE SUR L'OSCILLOGRAMME ET MESURE DE L'ADAPTATION

Lorsqu'on branche à l'extrémité de la ligne une charge Z_t , l'amplitude de l'onde réfléchie sera d'autant plus faible que la charge se rapprochera de l'impédance

caractéristique de la ligne. L'amplitude des ondulations va donc diminuer pour se réduire (théoriquement) à une droite lorsque la charge Z_t sera assimilable à une résistance pure égale à Z_c . La figure 8 montre en pointillé les ondulations d'amplitude c correspondant à la ligne ouverte, et en trait plein, les ondulations d'amplitude a obtenues en la chargeant par une impédance Z_t . Un raisonnement simple permet de déterminer la valeur du coefficient de réflexion dû à la charge Z_t . On sait que le coefficient γ est égal au rapport de l'amplitude de l'onde réfléchie V_r à celle de l'onde incidente V_i au niveau de la charge. La moitié de l'amplitude de l'oscillogramme-ligne ouverte (la réflexion étant totale) représente la valeur de l'onde incidente au niveau de la charge affaiblie par une fois le parcours de la ligne. Mais

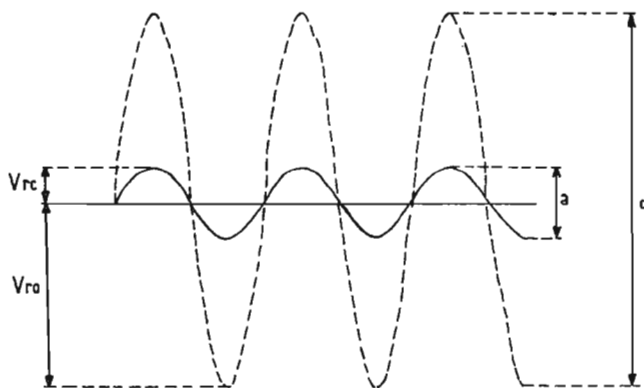


FIGURE 8

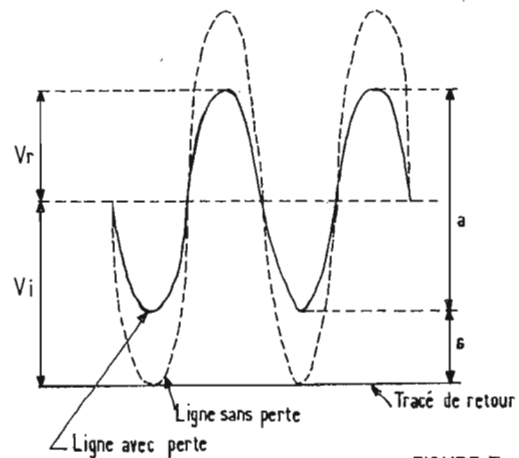


FIGURE 7

lorsque la ligne est chargée, la moitié de l'amplitude des ondulations est égale à l'onde réfléchie par la charge affaiblie par le même parcours. De sorte qu'en tous les points de la ligne, le rapport entre les amplitudes « ligne chargée » (V_{rc}) et « ligne ouverte » (V_{ro}) sera constant et égal au coefficient de réflexion sur la charge. En particulier, au niveau du détecteur, on aura :

$$\gamma = \frac{V_{rc}}{V_{ro}}$$

Or, d'après la figure 8, nous avons $V_{rc} = 0,5 a$ et $V_{ro} = 0,5 c$.

D'où $\gamma = a/c$.

Le taux des ondes stationnaires correspondant est :

$$\rho = \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} = \frac{a + c}{c - a}$$

Si la charge Z_t est purement résistive, le taux d'ondes stationnaires (T.O.S.) est égal au rapport :

$$\frac{Z_t}{Z_c} \text{ si } Z_t > Z_c$$

et à

$$\frac{Z_c}{Z_t} \text{ si } Z_c > Z_t$$

Il peut donc subsister un doute. Supposons que nous ayons relevé sur la figure 8 un T.O.S. de 2 sur une ligne de 75 ohms et que la charge Z_t connectée en bout de la ligne soit une résistance pure R_t . Sa valeur pourra, pour satisfaire à la condition d'un T.O.S. de 2, être de $75 \times 2 = 150$ ohms ou de $75 : 2 = 37,5$ ohms.

Il est cependant possible de lever ce doute ; la figure 9 représente la modification de l'oscillogramme lorsqu'on fait varier R_t de ∞ à 0 :

On voit qu'un point déterminé de fréquence F sera situé sur un maximum pour les valeurs de R_t comprises entre ∞ (ligne ouverte) et Z_c (adaptation), puis sur un minimum pour les valeurs comprises entre Z_c et 0 (ligne fermée).

Pour reprendre l'exemple précédent, la résistance R_t sera de 150 ohms si un maximum d'ondulations (ligne ouverte) reste un maximum, la ligne étant chargée par R_t . Inversement, R_t serait de 37,5 ohms si un minimum prenait la place d'un maximum.

Il est parfaitement évident que si l'on dispose d'un « T.O.S.-mètre », la mesure du taux d'ondes stationnaires est rapide et aisée par simple intercalation de cet appareil entre le générateur et l'arrivée du câble de descente d'antenne, par exemple (à condition que le « T.O.S.-mètre » employé soit d'une excellente fabrication et précis). Mais nous avons voulu examiner en détail ici toutes les possibilités de la méthode « long line ».

Si la charge Z_t est variable avec la fréquence (cas d'une antenne à bande étroite

notamment), on obtiendra l'oscillogramme de la figure 10 qui donne immédiatement l'image de l'adaptation de la charge sur toute l'étendue de la plage de fréquences explorée par le générateur. L'évaluation du coefficient de réflexion pour chaque point de fréquence repérée par le marqueur sera d'autant plus précise qu'il y aura davantage d'ondulations, donc que la ligne sera plus longue, et que l'amplitude des ondulations sera plus grande. Cela conduit en pratique à utiliser comme ligne un câble de 20 à 25 m à faibles pertes.

On voit apparaître ici l'un des intérêts de la méthode qui permet de visualiser immédiatement la courbe d'adaptation d'une charge avec une précision plus que suffisante en pratique. Cette méthode s'avère très utile pour la mesure de l'adaptation d'une antenne sur sa descente. La mesure s'effectue lorsque l'antenne est installée en se servant de la descente comme ligne longue, si la descente n'est pas assez longue, on utilise un câble prolongateur de même impédance que la descente et d'une longueur telle que l'on ait 20 à 25 m entre l'antenne et la sonde détectrice on peut ainsi s'assurer que l'adaptation de l'antenne sur sa ligne est bien dans les limites prévues par le constructeur ; il est alors possible de se rendre compte si des

obstacles voisins ou la hauteur de l'antenne au-dessus du toit n'influent pas défavorablement sur son adaptation.

INFLUENCE DE LA REACTANCE DE LA CHARGE TERMINALE

On peut également étudier la phase du coefficient de réflexion (décalage angulaire entre l'onde incidente V_i et l'onde réfléchie V_r) donnant des indications sur le signe de la réactance terminale. La figure 11 représente, en pointillés, un oscillogramme obtenu câble ouvert, et en trait plein l'oscillogramme obtenu en chargeant la ligne par une résistance pure plus grande que Z_c . On voit que les maxima et les minima ne sont pas déplacés en fréquence ; ce qui indique qu'il n'y a pas eu variation de phase du coefficient de réflexion. Mais si la charge a une composante réactive, on obtiendra l'oscillogramme de la figure 12 où l'on note un glissement Δf des maxima (pouvant être évalué à l'aide d'un marqueur) qui correspond à un angle du coefficient de réflexion tel que :

$$\varphi = \frac{360 \Delta f}{f}$$

Si le glissement du maximum s'effectue vers les fréquences élevées, φ est positif

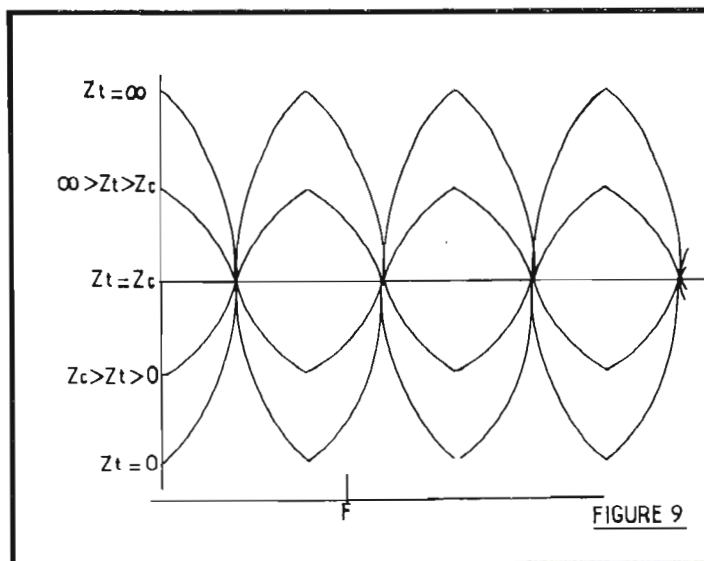


FIGURE 9



FIGURE 11

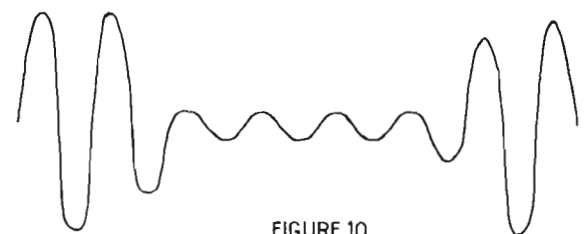


FIGURE 10

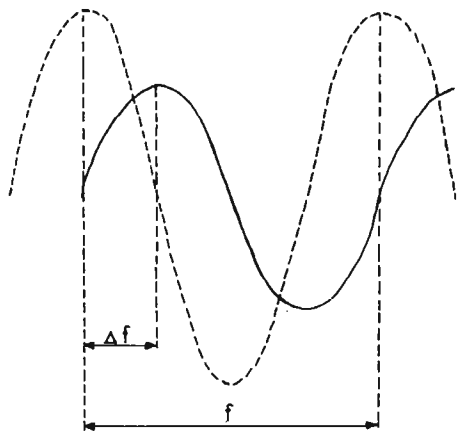


FIGURE 12

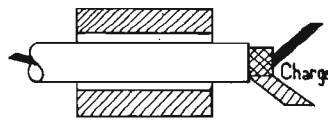


FIGURE 13

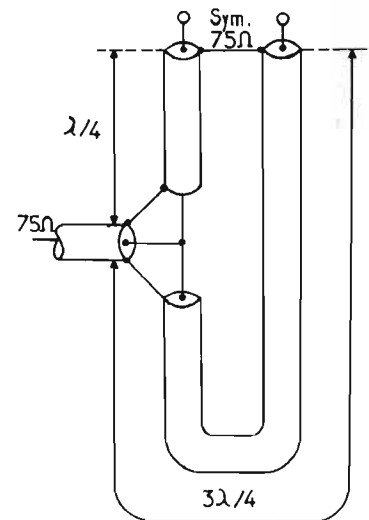


FIGURE 14

et la charge est inductive. Dans le cas contraire, φ est négatif et la charge est capacitive. Connaissant alors le T.O.S. et l'angle φ , on peut, à l'aide de l'abaque de Smith normalisé, évaluer les termes réels et imaginaires de l'impédance Z_t . Toutefois, la méthode de la ligne longue est peu pratique dans ce genre de mesure et est loin d'atteindre la précision fournie par un admittance-mètre.

MESURE DU COEFFICIENT DE VELOCITE D'UN CABLE

On utilise comme ligne longue un échantillon du câble à essayer dont on mesure soigneusement la longueur qui doit être d'au moins 4 à 5 mètres. L'échantillon n'étant pas chargé à son extrémité, on mesure la différence de fréquence entre deux maxima d'ondulations consécutifs; afin d'augmenter la précision, la mesure peut d'ailleurs porter sur plusieurs ondulations.

Soit Δf l'écart de fréquence en MHz entre deux maxima; le coefficient de vélocité est, d'après l'expression (3):

$$k = \frac{\Delta f \times l}{150}$$

De k , on peut tirer la valeur de la constante diélectrique ϵ

de l'isolant, sachant que :

$$\epsilon = \frac{1}{k^2}$$

MESURE DE LA LONGUEUR D'UNE COURONNE DE CABLE DE COEFFICIENT DE VELOCITE CONNU

On utilise la couronne comme ligne longue, son extrémité étant maintenue ouverte. Si Δf est l'écart de fréquence entre deux maxima consécutifs, on a :

$$a = \frac{150 k}{\Delta f}$$

RECHERCHE D'UN DEFAUT DANS UNE SECTION DE CABLE

a) Si le câble est assez long (plus grand que 10 mètres), on utilise la formule précédente permettant de calculer sa longueur et l'on compare le résultat trouvé avec la longueur réelle du câble. Si les résultats ne sont pas concordants, le câble est, soit coupé, soit en court-circuit, à l'endroit indiqué par la différence des deux longueurs.

b) Si le câble est court (moins de 10 mètres), on le branche à l'extrémité d'une ligne de longueur connue, de mêmes caractéristiques et de même coefficient de vélocité. On calcule toujours par la même formule la longueur de l'ensemble, et une simple déduction permet de déterminer s'il y a défaut, et dans l'affirmative, l'emplacement de celui-ci.

MESURE DE L'IMPEDANCE D'UN CABLE

Il suffit d'utiliser l'échantillon de câble à mesurer comme ligne longue et d'en charger l'extrémité par des résistances jusqu'à ce que l'amplitude des ondulations de l'oscillogramme obtenu soit aussi faible que possible. La valeur de la résistance répondant à cette condition est égale à l'impédance caractéristique du câble. Pour mener à bien cette mesure, avec le plus de précision possible, il est recommandé de monter une prise coaxiale à l'extrémité du câble et de fixer les résistances d'essai dans des bouchons coaxiaux correspondants; il va sans dire que ces résistances doivent absolument être exemptes de réactance.

ESSAIS SUR DES CIRCUITS SYMETRIQUES DE CHARGE

Lorsque l'on effectue des mesures sur une charge symétrique (antenne, par exemple) voisine de l'impédance du câble (câble coaxial, donc asymétrique), on peut se contenter de glisser sur ce dernier, au voisinage de la connexion de charge, un cylindre de ferrite spéciale absorbant l'onde de gaine et limitant les effets du passage « symétrique-dissymétrique » (fig. 13).

Un balun classique, réalisé suivant le schéma de la figure 14, donne également de bons résultats en VHF; mais la bande passante relative n'est guère supérieure à 10%.

Eventuellement, certaines mesures exposées peuvent être appliquées sur ondes décimétriques, et notamment pour les gammes de fréquences élevées. Dans le cas d'une charge symétrique terminale (antenne) sur un câble coaxial (asymétrique), le passage « symétrique-dissymétrique » sera avantageusement réalisé par un balun à bobines sur ferrite.

Roger A. RAFFIN
F 3 AV

Bibliographie : Radio Engineering Handbook.

CONVERTISSEUR ET PRÉAMPLIFICATEUR 432 MHz A TRÈS FAIBLE BRUIT

CETTE réalisation est le résultat de longs et patients essais en vue de trouver la solution la meilleure – compte tenu du matériel actuellement disponible sur le marché – et la plus sûre reproductibilité. En effet, si, s'agissant de circuits destinés aux fréquences inférieures à 50 MHz, la duplication est aisée, sur 500 MHz, la longueur et la disposition des connexions et des éléments sont extrêmement critiques et font que deux montages réalisés de façon pratiquement semblables donnent souvent des résultats très différents. Chacun a pu le vérifier à ses dépens. A l'inverse, le montage qui nous est proposé ici a été arrêté sur des données laissant peu de marge au réalisateur et, par conséquent, entraînant un minimum de risques. C'est à ce titre qu'il a retenu notre attention en premier. Par ailleurs, se subdivisant en deux sous-ensembles distincts : convertisseur d'une part, préamplificateur, il nous a semblé d'une compréhension plus aisée. Enfin, faisant appel, pour les étages UHF au nouveau transistor, super FET J308 (siliconix) qui équivaut à deux E300 en parallèle dans un assemblage monoli-

thique, avec une transconductance de 13 000 μmhos à 450 MHz et un facteur de bruit inférieur à 3,5 dB lorsqu'il est convenablement

adapté, il nous est apparu comme ce qui peut se faire de mieux, au moins à l'instant où nous rédigeons ces lignes. Ce montage, adopté par Hamfro-

tics, a été décrit en détail dans Ham-Radio (7-75). C'est donc une analyse détaillée que nos lecteurs vont pouvoir suivre tout au long de cette description qui, portant sur deux appareils, se divisera en deux grands chapitres.

LE CONVERTISSEUR

Il est prévu pour être placé soit devant un récepteur de trafic couvrant de 28 à 30 MHz, soit devant un récepteur 144-146 MHz et ne comporte en fait, qu'un étage mélangeur associé à une chaîne oscillatrice fournissant la tension locale à fréquence fixe, stabilisée par quartz, selon un processus bien connu. Le montage est réalisé selon le schéma de la figure 1 que nous allons analyser point par point. L'étage mélangeur reçoit la tension incidente sur la gate par l'intermédiaire d'un filtre de bande à deux circuits accordés, constitué par deux lignes parallèles couplées, réalisées de façon particulière comme le montre la figure 2A.

Comme on le voit sur le schéma de principe, les inductances L_1 et L_2 comportent

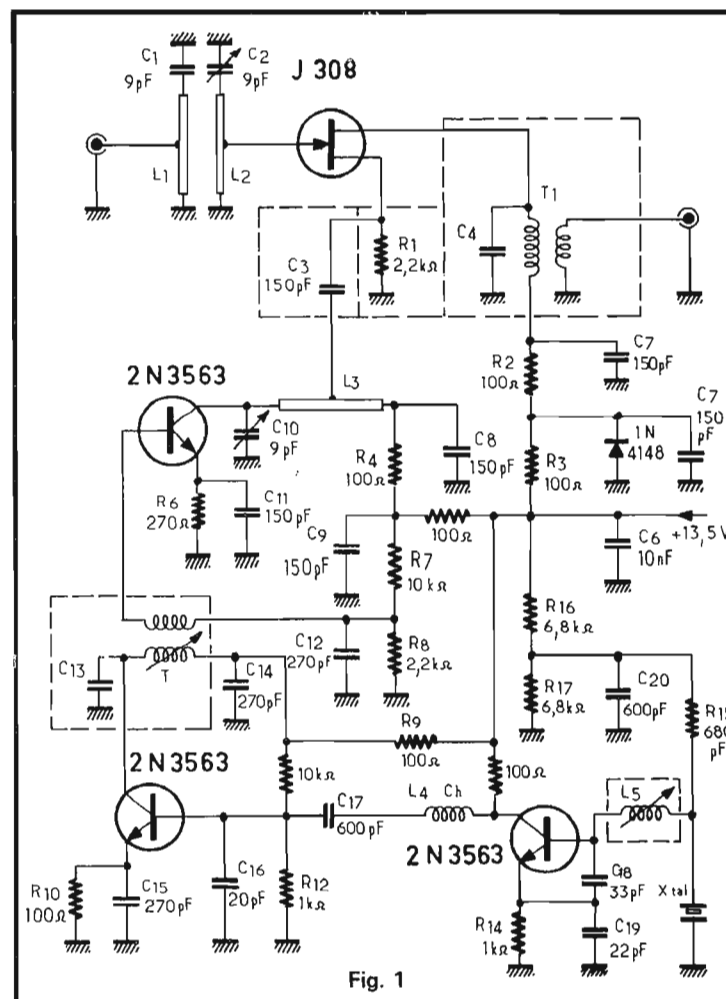


Fig. 1

une prise médiane, c'est pourquoi chacune est constituée par deux boucles de 6,5 mm de haut et 8 mm de large (d'axe en axe). La pastille qui réunit les deux boucles sert de prise médiane sur laquelle arrive l'antenne pour L_1 ou la gate pour L_2 . Le fil utilisé est argenté ou doré (10/10 mm) et l'espacement L_1-L_2 , déterminé par le circuit imprimé est de 4 mm d'axe en axe. L'accord de chaque circuit s'effectue par un petit variable de 9 pF. Aucune remarque particulière en ce qui concerne la source qui reçoit une polarisation relativement élevée en même temps que la tension HF d'injection. Le drain est constitué par un circuit accordé T_1 , dont le primaire

peut résonner entre 20 et 30 MHz et comporte 21 tours de fil émaillé de 6/10 mm jointsifs bobinés à la partie supérieure d'un mandrin de 6 mm de diamètre dont la partie inférieure est occupée par le secondaire (4 spires du même fil) bobiné dans le même sens. $C_4 = 10$ pF pour cette fréquence de sortie.

La tension d'alimentation, qui part de la ligne commune (+13,5 V) est écrêtée par la diode 1N4148 et comporte, en aval, une cellule de découplage RC au ras de T_1 .

Passons maintenant à la chaîne d'oscillation locale. Elle comporte 3 étages, chacun équipé d'un 2N3563. Le premier étage est un oscillateur overtone dans lequel la réac-

tion nécessaire est prélevée sur un capacitif entre base et masse, le circuit L_5 en série résonnant sur l'over-tone du quartz (45 MHz). Il s'agit ici d'une bobine de 11,2/3 tours de fil de 6/10 mm émaillé, jointsifs, sur un mandrin à noyau ferrite de 6 mm de diamètre. Le deuxième étage joue le rôle de tripleur et de primaire de T_2 , accordé sur 135 MHz comporte seulement 3,1/4, couplé à un secondaire d'un peu moins de 2 tours (même fil, même support que ci-dessus). On fera très attention à ce que les deux enroulements soient réalisés dans le même sens, les points de départ de chacun étant choisis comme points froids, découplés à la masse. Le primaire occupant la posi-

tion supérieure du mandrin, comporte un accord parallèle, C_{13} (5 pF) et sa fréquence est ajustée par un noyau de ferrite. Cet étage est monté en émetteur commun avec une charge capacitive supplémentaire sur la base pour améliorer l'adaptation. Le dernier étage est très semblable avec simplement, comme charge dans le collecteur, une ligne L_3 réalisée comme L_1-L_2 mais de dimensions différentes (fig. 2B), la partie la plus longue se trouvant côté froid, c'est-à-dire du côté de l'alimentation. C'est au point intermédiaire qu'est prélevée la tension HF appliquée à la source du mélangeur. L'accord de L_3 (sur 405 MHz) s'effectue par un petit condensateur variable

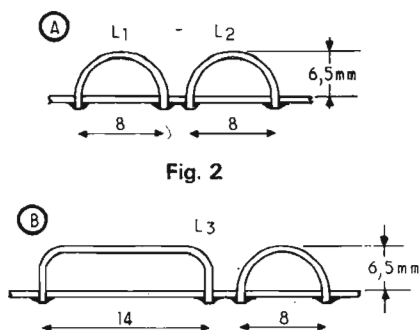


Fig. 2

Fig. 3

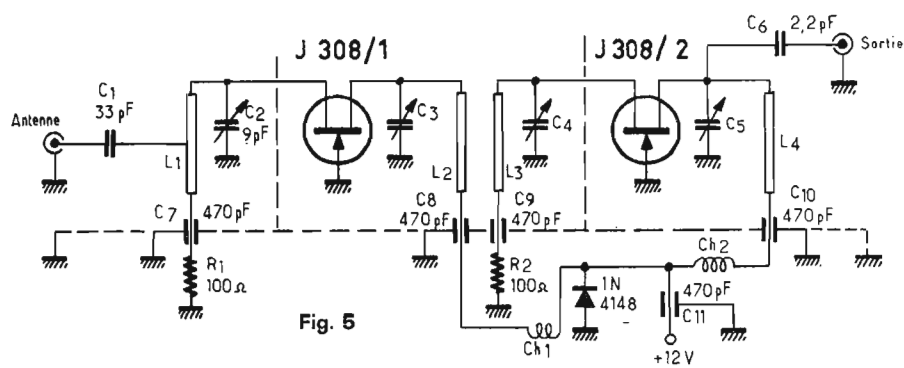
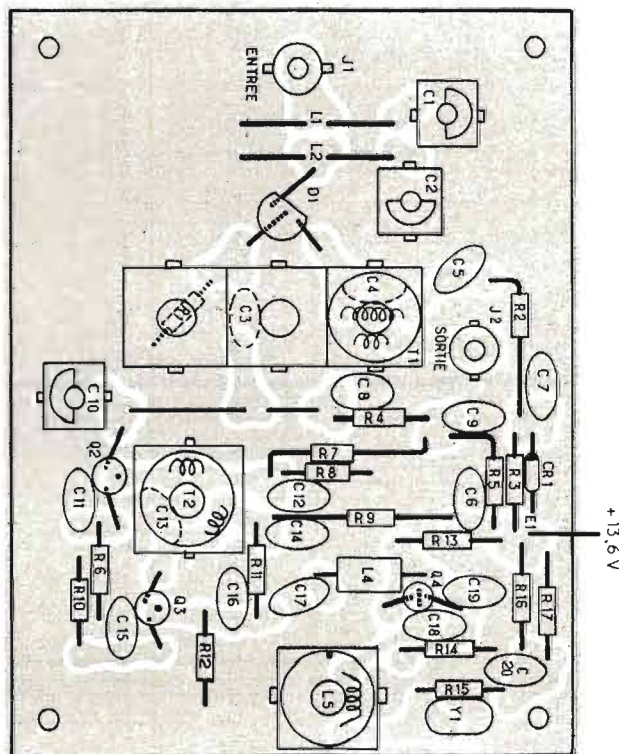
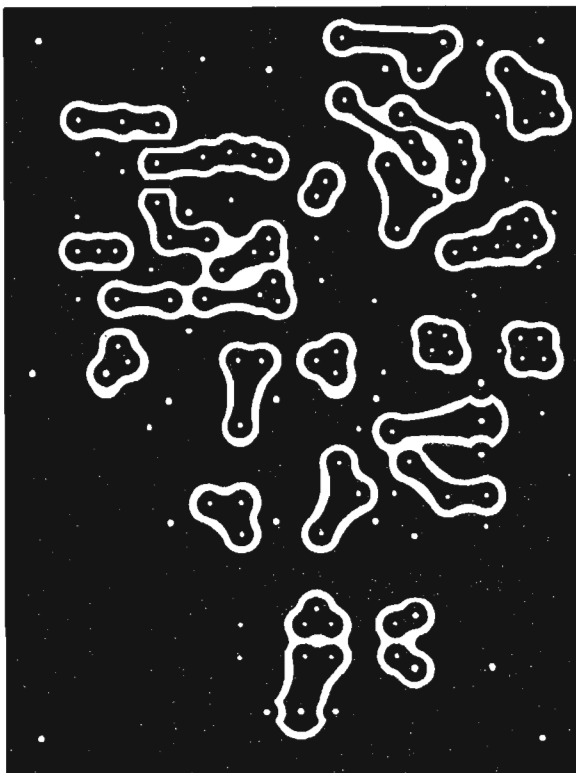


Fig. 5

Fig. 4



miniature à air de grande qualité. Disons pour être complet que le montage est réalisé sur un circuit imprimé simple face en époxy sur lequel sont disposés les composants (fig. 3 et 4). Dimensions : 100 mm x 75 mm.

MISE AU POINT

Le plus délicat dans l'alignement des convertisseurs UHF est de disposer d'un signal HF extérieur, stable. Nous utilisons personnellement un petit générateur 144 MHz suivi d'une diode génératrice d'harmoniques chargée par un circuit à ligne quart d'onde résonnant sur 432 MHz. L'emploi d'un oscillateur grid-dip est tout à fait impossible en raison des sautes de fréquence incessantes rendant tout réglage aléatoire. Après avoir sensiblement positionné tous les réglages à mi-course, on agira d'abord sur L_5 pour obtenir une oscillation franche et stable sur 45 MHz, ce qui est facile à mettre en évidence au moyen d'un grid-dip ou d'une sonde HF. Même opération au moyen d'un ondemètre à absorption sur T_2 d'abord (135 MHz) puis sur L_3 en jouant sur l'accord par C_{10} . Le maximum de HF correspondant au réglage optimum. Parallèlement, T_1 étant réuni par un brin de coaxial à un récepteur accordé sur 29 MHz, on agira sur le noyau pour un maximum de souffle ou un maximum de signal si l'on attaque l'entrée par un signal à 29 MHz. Cette opération ne demandera que très peu de temps. Après quoi, on réunira l'entrée à une antenne appropriée et on affinera les réglages sur le signal local dont il a été question plus haut jusqu'à obtenir le maximum, tout réglage étant repris plusieurs fois.

NOTE

Dans le cas où l'on désirerait effectuer la sortie sur un récepteur 144-146 MHz c'est-

à-dire à partir d'une injection locale à 288 MHz, on choisira un quartz de 48 MHz (overtone 3). L_5 restera inchangée tandis que le deuxième étage doublera en 96 MHz. L_3 , sans modification, sera accordé sur 288 MHz, l'étage fonctionnant en tripleur. T_2 passera à 4,1/4 tours, le secondaire étant inchangé. Quant à T_1 qui résonne sur 144 MHz, il ne comportera plus que 5 1/2 tours avec seulement 3,9 pF en parallèle (C_4); le secondaire étant réduit à 1 tour. Dans tous les cas, L_4 est une bobine VK200.

Tel quel, ce convertisseur présente, pour un très faible bruit une bonne sensibilité, lui permettant de recevoir les signaux forts. Il convient aussi bien à la réception de l'AM, de la CW, que de la SSB ou de la télévision d'amateur. Pour des performances, en sensibilité, plus élevées, nous suggérons de lui adjoindre le préamplificateur dont la description va suivre.

PREAMPLIFICATEUR UHF A 2 ETAGES

Il s'agit d'un préamplificateur à deux étages en gate à la masse présentant un gain de 15 à 25 dB, réalisé sur une feuille d'époxy à simple face (40 x 75 mm) dont les illustrations donnent respectivement le schéma électrique figure 5, le dessin du circuit imprimé (en vraies dimensions) figure 6 et le plan d'implantation des éléments dont certains se trouvent côté verre et d'autres côté cuivre (fig. 7).

Le circuit d'entrée est constitué comme précédemment par deux boucles en série au point commun desquelles aboutit l'antenne (fig. 8A) et accordé par un variable miniature à air de 9 pF comme tous les autres circuits du montage. Les éléments à position critique, dont les connexions doivent être réduites à rien sont

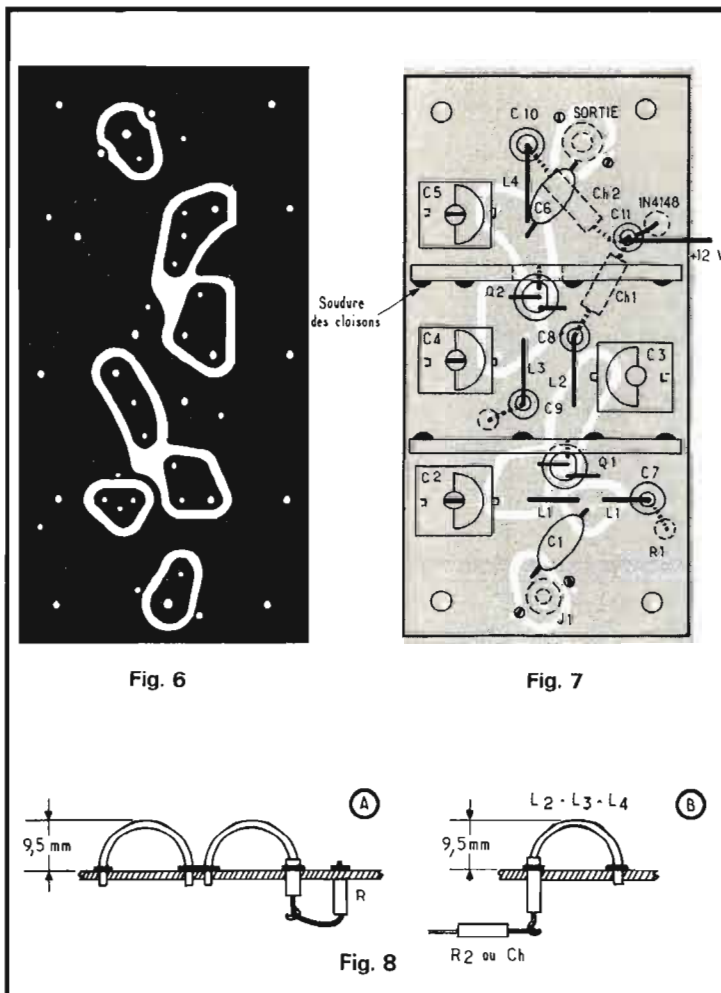
implantés du côté verre : c'est le cas de la diode des bobines d'arrêt, Ch_1 - Ch_2 , et deux résistances d'autopolarisation R_1 et R_2 . Le passage d'une face à l'autre s'effectue par traversées découplantes de 470 pF.

Le filtre de bande L_2 - L_3 est constitué par deux boucles parallèles, en fil argenté de 10/10 mm et de 9,5 mm de haut, dont la largeur est définie par le perçage du circuit imprimé à 9 mm d'axe en axe. L'espacement entre les deux circuits est de 6,5 mm d'axe en axe selon le perçage du circuit également. La sortie HF est prélevée en tête de L_4 qui est très semblable à L_2 - L_3 . Une fois le montage achevé, on soudera des écrans de blindage entre le circuit accordé de source et celui de drain pour éviter tout couplage intempestif. La diode 1N4148 comme dans le convertisseur, a pour rôle d'écrêter les pointes accidentelles de la tension d'alimentation afin de protéger les transistors.

En procédant à l'alignement, on constatera que l'accord de C_2 est très flou, alors que celui de C_3 et C_5 est, à l'inverse, très pointu. Le réglage de C_4 - L_3 réagit sur l'accord de C_3 - L_2 , il faut donc reprendre l'un et l'autre alternativement.

Réuni au convertisseur décrit en tête de cet article, ce préamplificateur, de réalisation très simple, permet d'aboutir à un excellent ensemble, procurant une bonne sensibilité et un facteur de bruit très favorable. Disponible chez Hamtronics en kit, il n'est pas à notre connaissance, commercialisé en France (prix sur place : 35 dollars). Mais les indications fournies doivent permettre de mener la construction à bien.

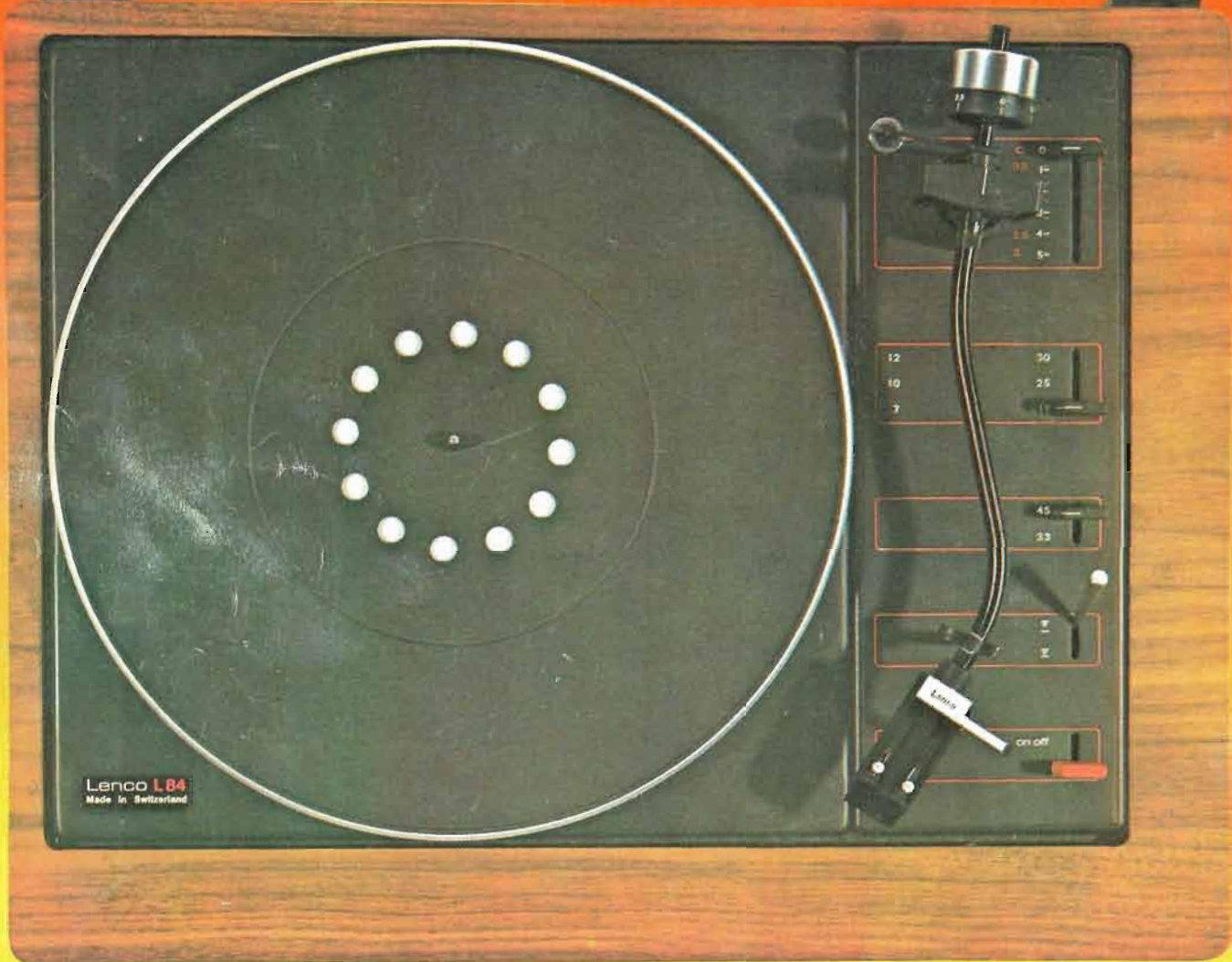
Robert PIAT



Lenco surpasse encore Lenco!

Lenco L84

une automatique vraiment haute fidélité



Dans sa conception même, de l'automatisme Lenco n'a pas voulu commettre l'erreur de compléter la platine L84 d'un changeur de disques : négation même de la haute fidélité. (avec un changeur automatique, les disques empilés se rayent et se dégradent rapidement) Lenco L84 garantit aux disques une grande sécurité un confort extraordinaire. Seul Lenco pouvait développer l'automatisme à ce niveau, sans rien sacrifier à la haute fidélité vraie.

caractéristiques techniques :

système anti-skating réglable
moteur synchrone à 16 pôles
suspension et armlift à amortissement hydraulique
couvercle fumé équipé de charnières à friction

Lenco est distribué par Universal Audio, une des sociétés du groupe Major
quand on est exigeant, on choisit bien son partenaire

bon à découper et à adresser à UNIVERSAL AUDIO, 78810 FEUCHEROLLES

nom..... désire recevoir une documentation

adresse..... la liste des spécialistes haute fidélité Lenco

