

7 f
468 PAGES

1^{re} ANNÉE - N° 1535 DU 15 JANVIER 1976

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON

TÉLÉVISION

RADIO

ÉLECTRONIQUE

■ **RÉALISEZ** : UNE MIRE TV 625 LIGNES ■ UN MÉLANGEUR STÉRÉO POUR MICROS ET INSTRUMENTS ■ UN AMPLIFICATEUR A MODULES HYBRIDES ■ L'ENSEMBLE DE RADIOCOMMANDE TF6/76 ■

■ **BANCS D'ESSAI** : LES ENCEINTES ASSERVIES PHILIPS RH 541 ■ LE TUNER AMPLIFICATEUR SHERWOOD S 7310 ■ LA CHAÎNE SONY HMK 50 ■ L'AMPLI-TUNER TELEFUNKEN CONCERTINO 4530 ■



YAMAHA
STEREO
HI-FI

Lenco surpasse encore, Lenco !

Lenco L90

la plus belle platine haute-fidélité

aujourd'hui, Lenco a décidé que la technique pouvait être élégante
et quelle technique !

la nouvelle platine L90 est équipée d'un asservissement électronique
par circuits intégrés particulièrement précis et fiable.

Pour l'esthétique, rendez visite à l'un des spécialistes
haute-fidélité Lenco, il n'y a pas de meilleure façon
pour la juger et l'apprécier.

Caractéristiques techniques :

système anti-skating
suspension par ressorts et amortisseurs à bas indice de viscosité
stroboscope lumineux, moteur synchrone à asservissement électronique
couvercle fumé équipé de charnières à friction



Lenco est distribué par Universal Audio, une des sociétés du Groupe Major Electronic
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

JOURNAL HEBDOMADAIRE

Directeur : **J.-G. POINCIGNON**
 Directeur de la publication : **A. LAMER**
 Rédacteur : **H. FIGHIERA**
 Directeur en chef : **A. JOLY**
 Secrétariat de rédaction : J. BERCHATSKY - B. FIGHIERA
 C. OLIVERES

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

Traite tous les aspects de l'électronique avec ses
 rubriques spécialisées :

LE HAUT-PARLEUR. Edition générale vulgaris-
 sation. Son. Télévision. Radio. Electronique.
 Audiovisuel.

P. - ELECTRONIQUE PRATIQUE. Initiation
 des jeunes amateurs, bricoleurs, débutants.

P. - SONO - Musique - Light Show. La
 sonorisation des orchestres et des salles de
 spectacle.

**P. - ELECTRONIQUE PROFESSION-
 NELLE.** Au service des ingénieurs, techni-
 ciens, industriels. Information et formation
 permanente.

Rédaction :
CYCLOPÉDIE DE L'ÉLECTRONIQUE
 d'aujourd'hui et de demain.
 La forte diffusion de la presse spécialisée à la
 tête de tous.

Rédaction-Rédaction :
12, rue Bellevue - 75019 PARIS
 PARIS 424-19

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :
 12 numéros HAUT-PARLEUR dont 3 numéros spé-

ciaux :
 Haut-Parleur Spécial Panorama Hi-Fi
 Haut-Parleur Spécial Audiovisuel
 Haut-Parleur Spécial Radiocommande

3 numéros HAUT-PARLEUR :
 « ELECTRONIQUE PRATIQUE »

3 numéros HAUT-PARLEUR :
 « ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »

3 numéros HAUT-PARLEUR
 « Musique Light-Show »

TARIF :
 FRANCE 125 F
 ÉTRANGER 190 F

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous
 devez nous adresser notre tâche en joignant à votre règle-
 ment l'une de vos dernières bandes-adresse,
 avec les indications élevées des indications qui y figurent.
 Pour tout changement d'adresse joindre 1 F
 pour la première bande.

**SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
 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
REDACTION AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ
 12, rue de Dunkerque, 75010 Paris
 Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
 C.C.P. Paris 3793-60

B.F. - Technique générale

	Page
● Les enceintes asservies PHILIPS RH541	162
● Etude de la console de mixage Magnetic France MF6	171
● De la stéréophonie à l'ambiophonie	214
● Le magnétophone à cassette SUPERSCOPE C105	222
● La haute fidélité avec le système triphonique	228
● Le tuner amplificateur SHERWOOD S7310	291
● Un dispatching à « Touch control »	300
● La chaîne SONY HMK50	306
● La chaîne Brandt CH641	313
● Le tuner amplificateur Telefunken Concertino 4530	317

B.F. - Réalisations

● Amplificateurs à modules hybrides	186
● Le circuit intégré Pourquoi pas ? Un préampli universel	269
● Un mélangeur stéréo pour micros et instruments	301

Radio Télévision - Technique générale

● Le téléviseur couleur SONY KV1810 DF	155
● Le radio cassette TELETON TCR500	297

Electronique Technique générale

● Pratique des condensateurs	211
● Qu'est-ce que l'effet Hall	219
● Ces minis qui imitent les grands : Des chips calculateurs	224
● ABC : Les tables de mélange et leurs applications	251
● Techniques étrangères : Montages à amplificateurs opérationnels	282
● Dispositif de secours pour horloge électronique	286
● Les vu-mètres	289

Electronique Réalisations

● Une clé électronique	179
● Un clignotant qui s'éteint le jour	197
● Réalisez une mire pour T.V. 625 lignes	199

Mesure - Service

● Le labo de l'amateur : Un fréquencemètre	274
--	-----

Radiocommande

● Réalisons nos ensembles de radiocommande : Le TF6/76	259
--	-----

Journal des O.M.

● Mise au point des émetteurs AM/FM	332
● L'antenne Big Wheel	335

Divers

● Informations nouveautés	148
● Sélection de chaînes Hi-Fi	322
● Notre courrier technique	325
● Petites annonces	338

Copyright 1975
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques
 Dépôt légal 1er trimestre 76
 N° éditeur : 264
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A
137 000
 EXEMPLAIRES

Sélection COMIX



SUPRAPHON electronic

Table de lecture très haute fidélité, 33 - 45 tr/mn, plateau lourd, moteur synchrone suspendu, entraînement par courroie, correct. de vitesse à contrôle stroboscopique, bras tubulaire compensé, articulation à double cage, contrepoids pour régl. de pression 0,5 à 2,5 gr., antiskating à contrepoids suspendu, lève/repose-bras hydraulique, tête magnétique à fixation standard (1 mV/47 kΩ), réponse 20 à 20 000 Hz - Alim. 220 volts, dim. capot fermé 460 x 355 x 160 mm.
Prix **1 235,00** + port et emb. 20,00

ENCEINTES ACOUSTIQUES

VIDEOTON

*prix étonnants...
vu leurs qualités*

(1) D 253

Puissance : 25 watts
1 woofer Ø 250 mm
1 médium Ø 130 mm
2 tweeters Ø 65 mm
Réponse : 35 à 20 000 Hz
Distors. : < 1 % à 3 kHz
Impédance : 4 - 8 ohms
Dim. : 325 x 350 x 600 mm
Poids : 15,5 kg
Prix **765,00** + port 30,00

(2) DF 202

Puissance : 20 watts
1 woofer Ø 200 mm
1 tweeter Ø 100 mm
Réponse : 45 à 20 000 Hz
Distors. : < 1 % à 3 kHz
Impédance : 4 - 8 ohms
Dim. : 140 x 330 x 530 mm
Poids : 6,7 kg
Prix **304,00** + port 20,00
DP 202 - Mêmes caractéristiques et même prix que DF 202, dim. 225 x 235 x 395 mm, poids 6,7 kg

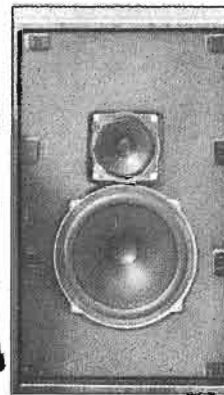


(1)

(3) D 204

Puissance : 25 watts
1 woofer Ø 200 mm
1 tweeter Ø 25 mm à dôme hémisphérique
Réponse : 40 à 20 000 Hz
Distors. : < 1 % à 3 kHz
Impédance : 4 - 8 ohms
Dim. : 300 x 550 x 240 mm
Poids : 14 kg

Prix **550,00** + port 30,00



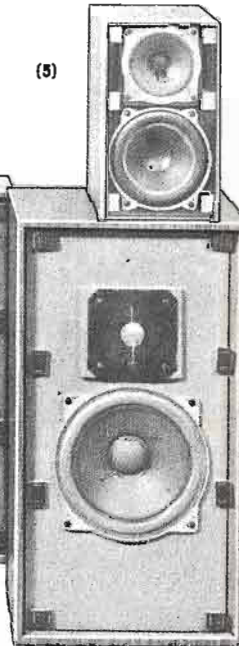
(2)

(4) D 402

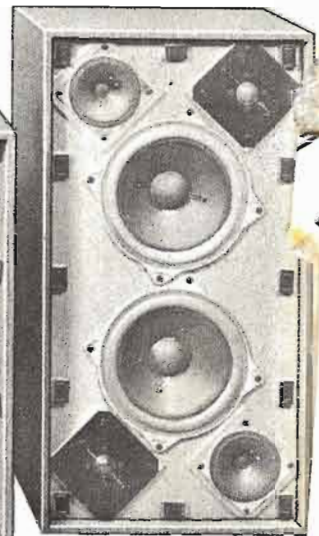
Puissance : 50 watts
2 woofers Ø 200 mm
2 médiums Ø 100 mm
2 tweeters Ø 25 mm à dôme hémisphérique
Réponse : 30 à 20 000 Hz
Distors. : < 1 % à 3 kHz
Impédance : 4 - 8 ohms
Dim. 360 x 670 x 260 mm
Poids : 21,5 kg

Prix **1 159,00** + p. 35,00

(5)



(3)

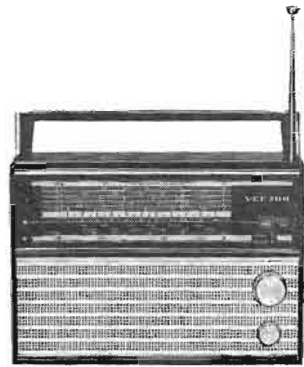


(4)

(5) D 132

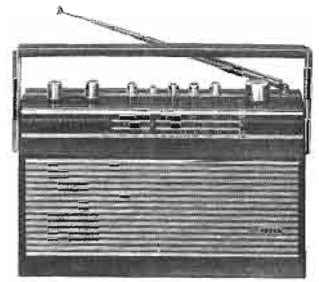
Puissance : 15 watts
1 woofer Ø 130 mm
1 tweeter Ø 100 mm
Réponse : 50 à 20 000 Hz
Distors. : < 1 % à 3 kHz
Impédance : 4 - 8 ohms
Dim. 150 x 220 x 260 mm
Poids : 4,2 kg

Prix **245,00** + port 15,00



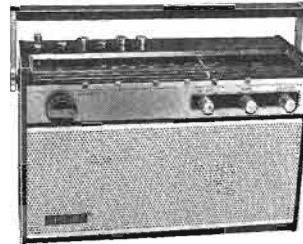
VEF 206

Récepteur GO - PO - 5 OC (5 à 5,7 - 9,3 à 12,1 - 15,1 à 15,45 - 17,7 à 17,9 - 21,4 à 21,7 MHz, + bande chalutiers 2 à 5 MHz, allm. 6 piles 1,5 V, prise pour alim. ext. (9 V), volume, tonalité, prise écouteur et magnéto, dim. 240 x 305 x 105 mm.
Prix .. **361,00** + port et emb. 12,00



SONG AUTOMATIC

Récepteur GO - PO - OC - FM (avec contrôle autom. de fréq.), antenne télescopique, 10 transistors, 8 diodes, allm. 6 piles 1,5 V et secteur 220 V, volume, tonalité, prise écouteur, prise magnéto, dim. 269 x 162 x 73 mm.
Prix .. **380,00** + port et emb. 12,00



DYNAMIC 2030

Récepteur GO - PO - OC - FM (avec contrôle autom. de fréq.), antenne télescopique, 9 transistors, 11 diodes, puiss. 1 watt, allm. 6 piles 1,5 V, volume tonalité, prise antenne auto, prise magnéto, dim. 275 x 175 x 82 mm.
Prix .. **437,00** + port et emb. 12,00



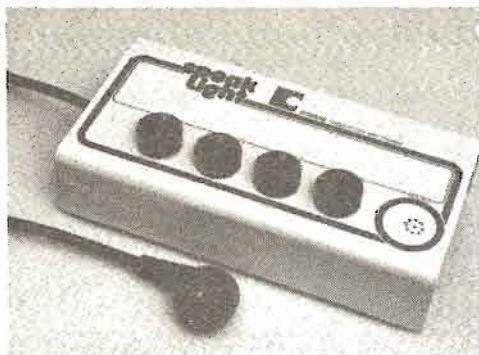
SPIDOLA 250

Récepteur GO - PO - 6 bandes OC - FM (avec contrôle autom. de fréquence), antenne télesc., vu-mètre de champ, puiss. 1 W, allm. 6 piles 1,5 V, volume tonalité, prise écouteur, prise magnétophone.
Prix .. **570,00** + port et emb. 12,00

LAG électronique

CONDITIONS DE VENTE PAGE 16

AEC FRANCE



Speak light.

Modulateur de lumière d'un type original et commercialisé par J. Collins.

Les effets lumineux obtenus par le rythme du son et le clignotement des spots de couleurs sont commandés par le modulateur sans qu'il y ait de liaison entre ce dernier et l'amplificateur.

Le Speak Light possède sur sa face avant quatre boutons et un microphone qui transmet les vibrations acoustiques à l'électronique du modulateur et non plus un signal électrique utilisé dans les modulateurs habituels. La puissance 3 x 800 W est dosée par un potentiomètre général et chaque canal est réglé séparément également par potentiomètre. Alimentation secteur.

GRUNDIG



Chaîne Hi-Fi Studio 2240 Quadro.

C'est un « compact » ampli-tuner, platine tourne-disque d'une puissance de 4 x 12 W ou 2 x 24 W efficaces.

Distorsion : < à 0,2 % pour 48 W.

Bande passante de puissance : 10 à 80 000 Hz.

Possibilité de placement du module enfichable démodulateur CD4.

Préampli magnétique intégré.

Tuner :

4 gammes d'ondes : PO - GO - OC - FM. Double filtre céramique pour une sélectivité exceptionnelle en FM et AM.

Filtre 15 kHz stéréo actif.

Filtre spécial réglé à 5 kHz pour élimination des sifflements d'interférences entre émetteurs PO - GO - OC.

Platine de lecture :

Dual 1228, cellule shure M95G-LM. Stroboscope lumineux. Plateau amagnétique de 1,8 kg et de 270 mm de diamètre. Anti-skating et lift. Deux vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.

Description des organes de commandes.

Un pupitre de commandes incliné de 16° donne une excellente visibilité sur tous les instruments, il comprend : 9 touches à impulsion électronique commandant 8 stations FM préréglables, un cadran lumineux indiquant la fréquence de l'émetteur choisi, un mesureur de champ lumineux, trois voyants lumineux : FM stéréo, CD4 et AFC avec touches correspondantes pour mono, « Blend » (suppression du souffle à la reproduction des disques CD4) et AFC, quatre commutateurs avec indication lumineuse des fonctions : quadri-discret (CD4), quadri-matrix (SQ, QS), écouteur, groupe d'enceintes, PU magnéto, radio, muting. Filtre anti-souffle, réglage physiologique. 7 curseurs linéaires règlent le volume (x 2), les graves (x 2), les aigus (x 2) et la balance.



Chaîne compacte Studio 3000.

Une chaîne complète sous un faible volume comprenant : un tuner-ampli 2 x 15 W efficaces, un magnétophone à cassettes, une platine changeur de disques

Dimensions : 62 x 19 x 42 cm.

Caractéristiques de l'appareil.

Tuner-ampli :

PO - GO - OC - FM.

5 touches de présélection FM + 1 AFC

Filtre céramique pour sélectivité exceptionnelle.

Réglages : volume, graves, aigus séparés, balance par curseurs. Touche muting. Prises PU et magnéto.

Platine à cassette :

Enregistrement-lecture.

Enregistrement automatique.

Tête « Long-life ».

Compteur trois chiffres.

Prise micro à condensateur.

Commutation automatique pour cassettes au bioxyde de chrome.

Platine tourne-disque :

Changeur Dual 1224, plateau 270 mm, 1,45 kg. Deux vitesses : 33 et 45 t/mn. Antiskating, réglage fin de la vitesse $\pm 6\%$. Utilisation manuelle, automatique ou en changeur.

KORTING



Chaîne intégrée MC663.

Ce « Music Center » est un nouveau combiné compact de technique modulaire.

Les deux étages de sortie ont une puissance de 2 x 12 W sinus à 4 Ω .

Distorsion : < 10 %.

Partie radio :

Quatre gammes : FM - PO - GO - OC.

Dix touches dont une « quadrosound ».

Quatre potentiomètres à curseurs, un rouleau de syntonisation. Antenne ferrite pour GO et PO. **Prises** : antennes PU, magnétophone, deux haut-parleurs avants, deux haut-parleurs pour quadrosound, casque stéréo et microphone.

Partie magnétophone :

Enregistreur à cassettes.

Touches : oscillateur, CrO₂, enregistrement, retour rapide, avance rapide, reproduction, stop/éjection et pause.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

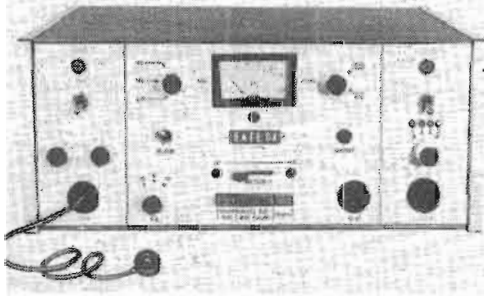
Tourne-disque automatique :

Garrard 6200 CP avec cellule céramique KS 40A/A, trois vitesses (33, 45, 78 t/mn), lève-bras.

Pleurage : < 0,3 %.

Dimensions : 62 x 42 x 19 cm.

SAFE ELECTRONIC SYSTEMS S.A.



Régénérateur pour tubes cathodiques (couleur et noir et blanc) SAFE 04.

Ce nouveau régénérateur focalisateur redonne leur efficacité à 90 % des cathodes usagées et à 85 % des cathodes couleur et noir et blanc, mises hors d'usage par court-circuit. Il est d'un emploi simple et facile à manipuler et les résultats sont contrôlables. Le degré d'usure de la cathode est examiné directement dans le champ lumineux du « focalisateur ».

De cette façon, l'action du SAFE 04 peut être dosée et contrôlée de la meilleure manière, en fonction de l'usure de la cathode.

Toutes les opérations de détection et de régénération peuvent s'effectuer sur place sans démontage du tube image. Distribué par Blanc-Méca.

PHILIPS



Lecteur de musique d'ambiance LGC 2300. 4 heures de musique.

La division sonorisation de Philips vient de mettre sur le marché un appareil des-

tiné à la diffusion de musique d'ambiance pré-enregistrée sur cartouches à boucle sans fin. Le LGC 2000 est habillé d'un coffret métallique deux couleurs, et toutes les commandes sont accessibles sur la face avant.

Une unité additionnelle permettant la diffusion d'annonces prioritaires peut être incorporée dans l'appareil ainsi que le raccordement avec le défileur automatique de slogans LBD 4000.

Caractéristiques techniques :

Puissance efficace : 15 W.

Bande passante : 125 à 10 000 Hz.

Impédance de sortie : 5 Ω ou 100 V, 70 V, 50 V, 35 V, 25 V avec adaptateur.

Impédance d'entrée micro : 200 Ω /0,25 mV.

Vitesse de défilement : 4,75 cm/s.

Pleurage : < 0,25 %.

Rapport signal/bruit : > 45 dB.

Alimentation : 110/220 V - 50 Hz.

Dimensions : 427 x 282 x 110.

Poids : 8,5 kg.

Défileur de slogan LBD 4000/00.

Cet appareil permet la diffusion automatique et cyclique de messages (publicitaires par exemple) d'une durée maximum de 30 secondes. Sans intervention manuelle, les messages sont espacés d'une période réglable de 30 s à 7 mn. Associé au lecteur LGC 2300 décrit plus haut, la musique d'ambiance est coupée automatiquement pendant la durée du message. Ce défileur utilise les cassettes en boucle type LGC 2218, dont la piste pilote est topée d'origine.

Livré avec une cassette, un microphone permettant d'enregistrer les slogans, un cordon de raccordement au LGC 2300 et une sacoche de transport.

Dimensions : 215 x 171 x 58 mm.

Poids : 1,8 kg.

TEXAS INSTRUMENTS

Calculatrice de poche TI-1200.

Cette firme élargit sa gamme de calculatrices électroniques de poche avec la TI-1200 au prix public inférieur à 100 F. Cette machine aux quatre opérations effectue les calculs de pourcentages. Virgule flottante, constante automatique sur les quatre opérations. L'affichage se fait par diodes électro-luminescentes 8 chiffres. Fonctionne



avec une pile 9 V : 15 heures d'autonomie. En option, un adaptateur pour fonctionnement secteur.

Dimensions : 14 x 7,5 x 3,5 cm.

SCHNEIDER



Nocturne

Il s'agit d'un ensemble ampli-tuner - table de lecture Hi-Fi stéréo, équipé d'un bloc diagramme lumineux qui affiche les fonctions sélectionnées. Ce « compact » est livré avec deux enceintes équipées de trois haut-parleurs dont deux tweeters avec réglage de réverbération des aigus.

Caractéristiques techniques.

Tuner :

Deux gammes : FM et PO.

Présélection de 4 stations FM et recherche

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

continue. Cadran FM par galvanomètre lumineux : 87,5 à 104 MHz.
Sensibilité pour 26 dB rapport signal/bruit FM : $\leq 1,5 \mu\text{V}$ - PO : $70 \mu\text{V}$.
Seuil du silencieux : $10 \mu\text{V}$.
Antenne FM : 300Ω .

Amplificateur :

Puissance de sortie sur 4Ω 2 x 20 W eff.
Réponse en fréquence : 25 à 25 000 Hz $\pm 1,5$ dB.
Distorsion harmonique : $< 0,1 \%$ pour 2 x 15 W.
Intermodulation : $< 0,4 \%$.
Rapport signal/bruit : > 55 dB pour 2 x 20 W.
Diaphonie : > 45 dB à 1 000 Hz.
Contrôle de tonalité basses : ± 12 dB à 100 Hz.
Contrôle de tonalité médium : ± 6 dB à 2 000 Hz.
Contrôle de tonalité aigus : ± 12 dB à 10 000 Hz.
Prises enregistrement/lecture magnétophone : 150 mV/100 k Ω ; sorties H.P. : 3 x 2 prises.
Prise casque : 800Ω .

Tourne-disque :

Deux vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Fluctuation : $< 0,2 \%$.
Rumble : $- 55$ dB.
Tête de lecture : magnéto-dynamique pointe diamant, force d'appui 1 à 4 g, anti-skating.
Dimensions du « compact » : 600 x 150 x 340 mm.
Poids : 8,5 kg.
Dimensions des enceintes : 430 x 290 x 230 mm.

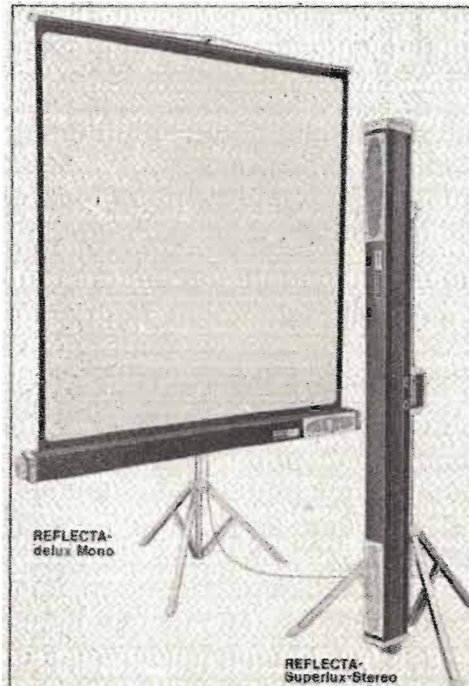
REFLECTA

Ecran sonore stéréo.

Tout nouveau, cet écran sonore stéréo de fabrication allemande qui vient d'être commercialisé par les Etablissements Marguet.

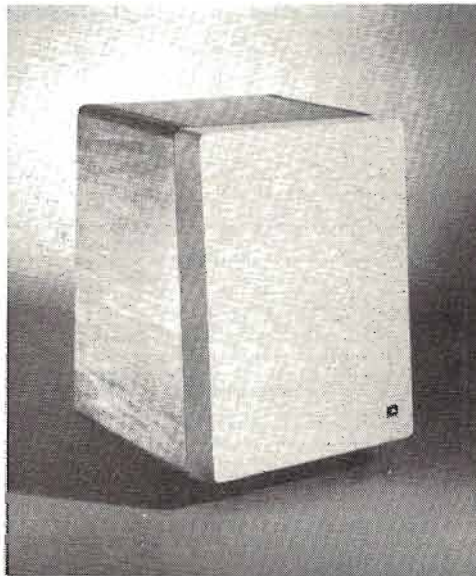
Principales caractéristiques :

Toile métallisée lenticulée, non directionnelle, avec cadre noir.
Dispositif de tension de la toile assurant une planéité parfaite.
Réglage de la hauteur.
Deux haut-parleurs elliptiques stéréo ou mono incorporés dans le carter de couleur bleue.



Existe en deux dimensions : 125 x 125 cm ou 150 x 150 cm.
Fourni avec câble mono de 10 mètres. Câblage stéréo en option. Sera disponible début 1976.

J.B. LANSING



Enceinte L300 « Summit ».

Une version élégante d'appartement dérivée du dernier modèle « Studio monitor » la 4333. La L300 est composée d'un haut-parleur de basses de 38 cm assorti à un haut-parleur médium LE85 à chambre de compression, couplé à un ensemble

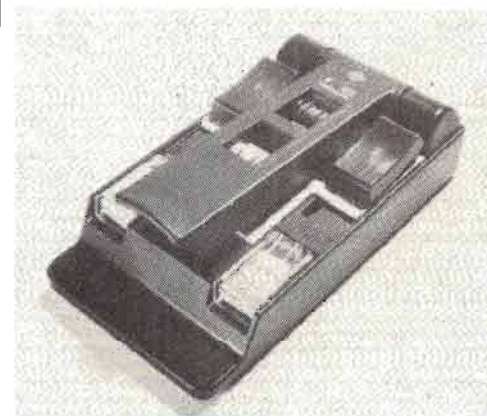
trompe et lentille spécialement adapté et au tweeter annulaire à compression 077.

Cet ensemble permet de reproduire une courbe de réponse régulière et sans distorsion aux transitoires.

Caractéristiques techniques :

Puissance : 150 W (programme continu).
Impédance : 8Ω .
Directivité : 120° horizontal, 40° vertical.
Fréquences de raccordement : 800 Hz et 8 500 Hz.
Efficacité : 80 dB.
Dimensions : 80 x 58 x 57 cm.
Poids : 66 kg.

AGFA



Colleuse Agfa F85 automatic.

Cette nouvelle colleuse permet de couper et de coller en ne faisant qu'une seule opération : abaisser un levier. Il suffit de mettre en place les deux morceaux du film super 8 ainsi que le timbre adhésif et d'appuyer sur le levier. Le film est coupé proprement et collé en un seul mouvement.

La colleuse Agfa F85 automatic comporte en outre deux compartiments pour les timbres adhésifs. Lors du collage, la piste sonore n'est pas recouverte par le timbre adhésif.

SANYO

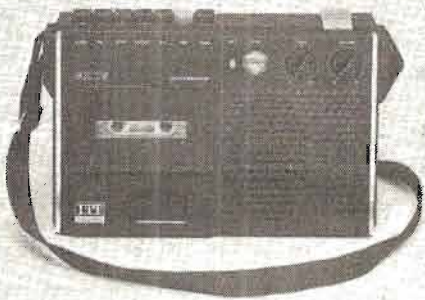
Vidéo-vision - VTC 7300 à cassette.

Cet appareil vidéo couleur est doté de deux vitesses. Compact et très léger, il est facilement transportable et sa mise en service est simplifiée à l'extrême. Il peut recevoir un modulateur HF enfichable pour la reproduction sur tous téléviseurs noir et blanc ou couleur sans aucune modification.



Simple durée avec VT 20 C, 24 minutes ; avec VT 30 C, 36 minutes.
 Double durée (Long Play) à l'aide du Field Skip System avec sa cassette VT 20 C : 48 minutes avec VT 30 C : 72 minutes.
 TV signal : PAL/Secam.
 Trois têtes : vitesses de défilement STD : normal, 114,7 mm/s ; LP : double durée, 57,3 mm/s.
 Niveau d'entrée vidéo : 0,5 V à 2 V crête/75 Ω.
 Niveau de sortie vidéo : 1 V - 0,1 V crête/75 Ω.
 Niveau entrée audio micro : - 70 dB TV ou ligne : 0,1 V.
 Niveau sortie audio : TV et ligne 1 V.
 Définition N/B : meilleur que 250 lignes.
 Couleur : meilleur que 230 lignes.
 Vidéo S/N : + 42 dB.
 Audio S/N : + 40 dB.
 Alimentation : 220 V/50 Hz.
 Dimensions : 380 x 390 x 150 mm.
 Poids : 13 kg.

ITT SCHAUB LORENZ



Magnétophone à cassette CX75 professionnel.

Pour capter l'événement intéressant, une idée, enregistrer une conférence ou une réunion familiale, le CX75 est toujours prêt à vous servir grâce à son microphone à électret incorporé et à sa courroie de transport qui vous laisse les mains libres pour actionner les boutons faciles à régler.

Spécifications :

Puissance : 2 W.
 Contrôle de modulation automatique pour l'enregistrement et d'usure des piles par vu-mètre. Contrôle de tonalité par potentiomètre. Prises pour micro à télécommande, radio, tourne-disque, magnétophone, H.P. supplémentaire.
 Alimentation piles (5 x 1,5 V) ou secteur 220 V.
 Dimensions : 302 x 195 x 77 mm.
 Poids : 2,3 kg.

PETRI



Petri 35E.

C'est actuellement le plus petit 24 x 36 automatique existant sur le marché mondial : 101 x 64 x 56 mm. Poids : 390 g. Cellule CDS « electric eye » incorporée. Objectif : Petri 2,8 de 40 mm, quatre lentilles, trois groupes. Viseur collimaté avec signal rouge lorsque les conditions d'exposition sont insuffisantes.

Echelle de sensibilité : 25 à 500 ASA 15 à 28 DIN, obturateur programmé de 1/30 sec à 1/200 sec. ; synchronisation au 1/30 sec. Le diaphragme se règle automatiquement en fonction du nombre-guide affiché sur la partie inférieure de l'objectif et de la distance. Contrôle de pile. Compteur d'images.

SANKYO

Caméra sonore XL-25S.

Cet appareil vient d'être commercialisé en France par les Etablissements H. Marguet. La XL-25S permet d'enregistrer simultanément le son et l'image en utilisant des films Super-8 sonore ou muet.



Caractéristiques techniques :

Zoom Sankyo : F 1,2 de 10,5 à 26 mm.
 Mise au point de l'infini à 1,50 m.
 Visée reflex sur image aérienne.
 Contrôle des piles : par bouton poussoir, lampe de contrôle extérieure et dans le viseur.
 Vitesse : 18 im./sec. ; obturateur : ouverture 220°. Touche de contre-jour. Lampe rouge d'enregistrement sur l'avant de la caméra. Deux niveaux de réglage d'enregistrement. Prises : micro, auxiliaire, casque d'écoute. Amplificateur et circuit de contrôle : 4 circuits imprimés, 15 transistors, 18 diodes. Poignée fixe avec compartiment pour 6 piles.
 Dimensions : 255 x 69 x 227 mm.
 Poids : 1,7 kg.

HARMAN KARDON



Rabco ST-7.

Platine tourne-disque à bras tangentiel de création « design ».
 Moteur courant continu à « effet Hall ».

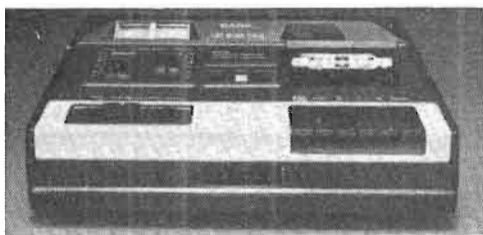
Caractéristiques techniques :

Erreur de piste : 0°.
 Force centripète : 0.
 Friction verticale : 0.
 Friction horizontale : 0.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Masse effective du bras : 6 g.
Rumble DIN B : - 66 dB.
Fluctuation totale DIN B : 0,09 %.
Deux vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn \pm 5,5 %.
Poids du plateau : 1,1 kg.
Dimensions : 15,7 x 41,9 x 41,3 cm.
Poids : 10,1 kg.

SABA

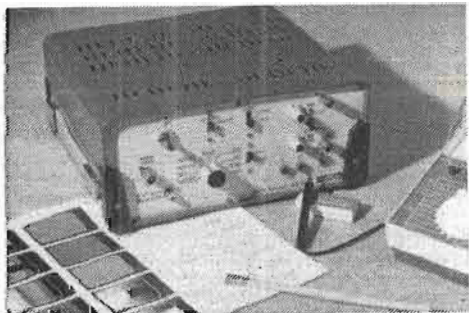


Cassette Recorder 833 stéréo.

C'est un appareil à cassette pour l'enregistrement et la lecture en stéréo. Il est équipé du système DNL servant à supprimer le souffle lors de la reproduction, le DNL étant également déconnectable. Commutation automatique sur bande bioxyde de chrome. Le réglage du volume d'enregistrement peut être automatique ou manuel. Des potentiomètres à glissières règlent chaque canal séparément. Compteur électronique à mémoire et remise à zéro automatique. Touche pause, arrêt automatique de toutes les fonctions. Deux vu-mètres.

Couleur : anthracite métallisé.
Dimensions : 38 x 8 x 24 cm.

METRIX



Mire couleur Secam GX956A.

Ce nouveau générateur de mire télévision couleur présente l'intérêt de délivrer des signaux très conformes à ceux de l'émission et d'une utilisation simple.

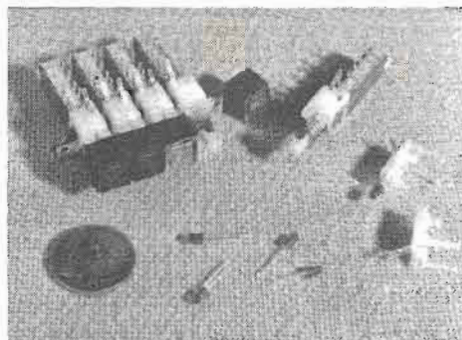
La stabilité des signaux est obtenue par un LSI qui génère tous les signaux luminance et vidéo-chrominance d'une mire de barre normalisée, entrelacée.

Le LSI est commandé par un pilote principal constitué de deux quartz : 4 250 kHz et 4 406,25 Hz fournissant par différence le 40 FL.

La mire délivre plusieurs images combinant les bandes de couleurs normalisées et des pavés de référence noir et blanc. La GX956 délivre un blanc codé ainsi qu'un noir codé.

Appareil léger et de faible encombrement avec poignée de transport.

JEANRENAUD



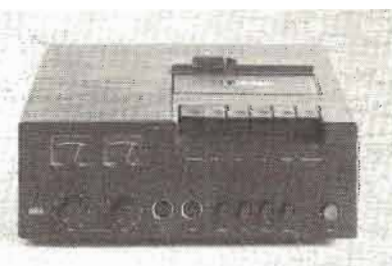
Commutateur à touches lumineuses.

Cette filiale d'ITT vient de compléter sa gamme de commutateurs de la série TJ et TJ4A par des touches lumineuses à diodes électro-luminescentes.

Les avantages de cette application c'est de pouvoir utiliser des réseaux d'alimentation des circuits logiques 5 V. Faible consommation : 15 à 30 mA, sans échauffement. Durée de vie : plusieurs dizaines de milliers d'heures. Les diodes utilisées sont de fabrication Intermetall, type CQY27 diamètre 3,5 m environ.

La diode se monte sur le support de lampe standard qui peut admettre soit une lampe filament, soit une diode et cela sans transformation. Couleurs des diodes : rouge, vert, jaune.

BRAUN



Magnéto-cassette TGC 450.

Cette nouvelle platine d'enregistrement et de lecture Hi-Fi stéréo comporte deux systèmes réducteurs de bruit (Dolby, DNL) et un commutateur Fe/Cr. La modulation est commandée séparément pour chaque canal. Touche de mémoire permettant d'obtenir instantanément un endroit exact de la bande. L'arrêt est automatique en fin de bande.

Prises : casque, microphone, sortie vers ampli.

Coffret vermiculé gris anthracite, façade noire.

Dimensions : 285 x 320 x 110 mm.

MARANTZ



Amplificateur stéréo modèle 1150.

Cette firme annonce un nouvel ampli/préampli délivrant une puissance de 2 x 75 W sous 8 Ω .

Bande passante : 20 Hz à 20 000 Hz avec 0,1 % de distorsion harmonique totale.

Distorsion d'intermodulation : 0,1 %.

Sensibilité d'entrée : phono 1,8 mV/47 k Ω ; micro 1,8 mV/10 k Ω .

Haute impédance : 180 mV/60 k Ω . Phono 300 mV/1 kHz.

Une prise frontale pour micro. Trois doubles contrôles de tonalité : basses, médium, aigues. Un sélecteur permet d'en modifier les seuils d'action.

Dimensions : 390,5 x 146 x 315 mm.

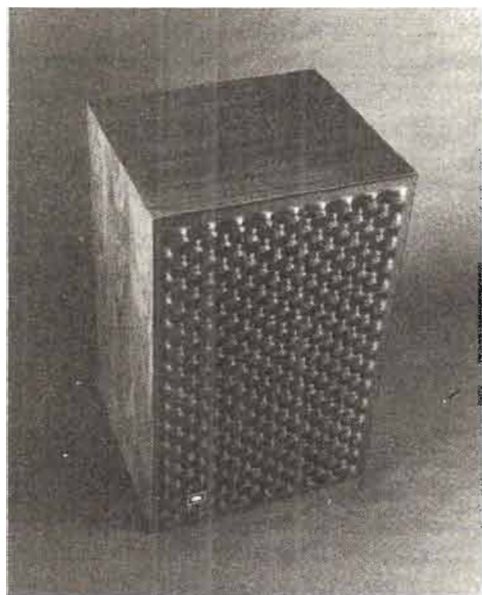
Poids : 15 kg.

J.B. LANSING

Enceinte acoustique L166 Horizon.

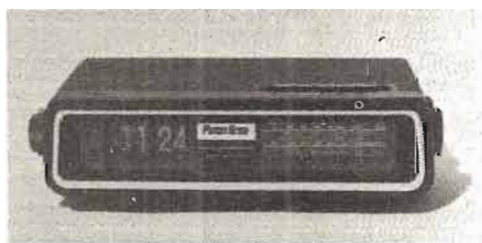
Harman-France diffuse depuis peu de temps une nouvelle enceinte qui viendra se situer dans la gamme entre la L100 et la L65 Jubal. La L166 vient d'être dotée d'un nouveau tweeter à dôme hémisphérique à très large dispersion (150° à 20 kHz), d'un haut-parleur de basses à aimant en

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...



alnico V extrêmement puissant et d'un haut-parleur médium de 13 cm. Fréquence de coupure 1 000 Hz et 6 000 Hz. Puissance admissible en programme continu : 75 W. La grille est constitué d'un matériau APP parfaitement transparent acoustiquement parlant.

PIZON BROS



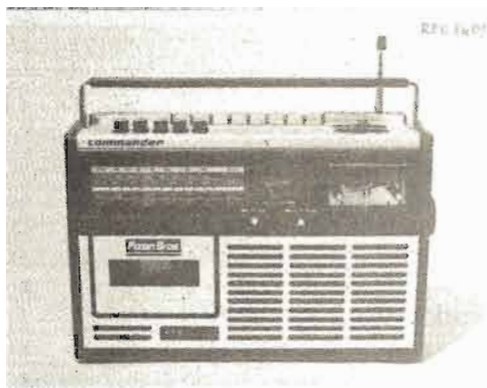
Radio Réveil TX1001.

Cette société vient de commercialiser un radio-réveil trois gammes : PO - GO - FM. L'horloge numérique, vingt quatre heures programmable, peut déclencher la mise en marche automatique du récepteur à l'heure choisie ou actionner un ronfleur. Coffret de forme « design » couleur noir. Alimentation secteur 220 V.

Radiocorder 2409.

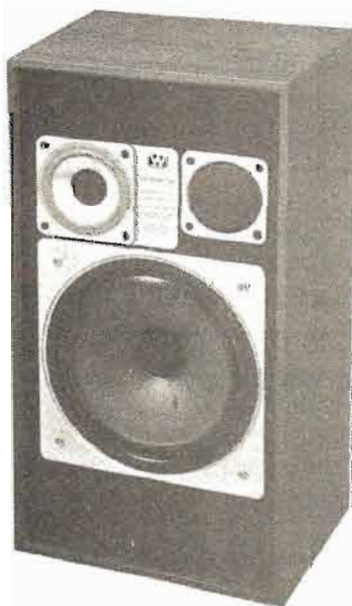
C'est l'appareil « transistor » le plus complet de la gamme des portables de cette firme.

Cinq gammes d'ondes : PO - GO - OC₁ - OC₂ - FM. Enregistreur-lecteur à cassettes avec micro, compteur et vu-mètre



incorporés. Tonalité variable. Montre électrique régulée électroniquement avec mise en marche et arrêt de la radio programmable. Alimentation : piles et secteur.

WHARFEDALE



L'enceinte acoustique Glendale 3 x P.

Enceinte à trois voies.
 Equipement : 3 haut-parleurs, Boomer de 250 mm de diamètre ; médium de 100 mm ; tweeter de 25 mm.
 Puissance nominale
 Cette enceinte peut être utilisée avec un amplificateur de 10 à 50 W.
 Réponse en fréquences : 40 à 20 000 Hz DIN.
 Fréquences de croisement : 800 Hz et 4 kHz.
 Sensibilité : 10 W.
 Impédance : 4 à 8 Ω (6 Ω nominal).
 Volume : 30 litres.
 Dimensions : 565 x 305 x 265 mm.
 Ebénisterie : teak ou noyer.

GRUNDIG



Auto-radio-cassette WKC 4020 stéréo.

De faible encombrement, il permet son installation dans tous les types de voitures et s'adapte aux découpes standard. Puissances de sortie : 2 x 5 W pour 1 H.-P. par canal et 2 x 7 W pour 2 H.-P. par canal. Gammes d'ondes : FM - OC - PO - GO. Accord antenne sur façade avant. Clavier 6 touches. Lecteur : reproduction de cassette mono ou stéréo. Avance et retour rapide par touches blocables. Balance. Alimentation : 12 V (-) à la masse. Tonalité grave/aigu par touches. Dimensions : 175 x 44 x 151 mm. 32 transistors, 18 diodes, 1 zener.

SUPERSCOPE



Radio-cassette portable CR800 (AM/FM), Cr 830L (AM/FM/LW), CRS 830S (AM/FM/SW).

Trois nouvelles radio-cassettes vont être commercialisées offrant chacune un dispositif de « public address »/mixage permettant à l'utilisateur d'amplifier sa voix lors d'un exposé ou de mixer sa voix avec la reproduction d'une cassette pré-enregistrée et sans la modifier.

La famille des CR 800 comprend également un « automatic shut-off », un microphone à condensateur, un interrupteur de sommeil et un circuit AFC.

Alimentation piles ou secteur.
 Dimensions : 18 x 27,9 x 8,3 cm.
 Poids : 2,6 kg.

CEREL CHANGE D'ADRESSE

A compter du 22 novembre 1975, les services de Cerel seront transférés aux adresses suivantes :

Services commerciaux :

1, avenue Louis-Pasteur (B.P. 124) - 02220 Bagneux. Tél. : 253.31.39. Téléx : 260925.

Services financiers et comptables :

32-36, rue de Torcy - 75018 Paris. Tél. : 203.60.02. Téléx : 670579.

Rappelons que l'activité traditionnelle de Cerel est l'importation des composants électroniques, et l'essor de ce marché a été très important ces dernières années.

L'augmentation du volume de ses affaires vient de conduire Cerel à une nouvelle organisation de ses services pour mieux répondre aux désirs de ses clients et aux nouvelles habitudes commerciales.

†

BIBLIOGRAPHIE

COMPRENDRE L'ELECTRONIQUE par E. LABIN

(Bordas éditeur - Collection Bordas-Initiation, 17 x 24, 246 pages, broché).

Nous vivons à l'ère de l'électronique. Tout le monde le dit. Mais bien peu savent ce qu'est un électron, cette particule porteuse d'une charge électrique infiniment petite, dont l'inconcevable légèreté lui permet d'obéir aux sollicitations les plus minimes et les plus rapidement variables. La prodigieuse aventure des oscillations de cet infiniment petit est ici racontée par Edouard Labin qui, sans détails superflus ni jargon d'érudit, explique comment on isole, pèse et conduit les électrons, comment se propagent les ondes, ce que sont les signaux, les porteuses modulées, les bandes passantes, comment il a été possible d'utiliser les électrons pour l'amplification, la détection, l'oscillation, comment fonctionnent les transistors.

Fidèle au but qu'il s'est fixé en tant que directeur de la collection « Bordas-Initiation », Edouard Labin se propose ainsi dans le présent ouvrage de rendre l'électronique intelligible à l'homme cultivé qui ne veut pas être exilé dans son siècle. Ne prenant appui que sur des notions simples

et intuitives, sans aucun embarras mathématique, il étudie, dans la dernière partie de son livre, les applications majeures de l'électronique :

- la transmission du son entre un microphone et un haut-parleur, par fils, ondes, disques, bandes ;
- les transmissions d'images entre une caméra et un récepteur de télévision ;
- le contrôle des automatismes par capteurs, actionneurs et robots.

Un livre que doit lire quiconque est curieux d'en savoir plus sur l'un des prodiges du XX^e siècle.

Table des matières :

1^{re} partie : Les idées de base. 1. Les ondes ; 2. L'électron ; 3. Les spectres. **2^e partie. Les outils.** 4. La conduction ; 5. Les composants passifs ; 6. Les composants actifs. 7. Les grands circuits. **3^e partie. Les applications.** 8. Les télécommunications ; 9. La radio et l'audio ; 10. La télévision.

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

CALENDRIER DES PROCHAINES MANIFESTATIONS ORGANISEES PAR LA S.D.S.A.

Festival international du son

8 au 14 mars 1976 : (Haute Fidélité - stéréophonie, facture instrumentale). Journées d'études. C.I.P. Palais des Congrès - porte Maillot, Paris.

Salon international des composants électroniques.

5 au 10 avril 1976 : Hall Monumental, porte de Versailles, Paris.

7 et 8 avril 1976 : Colloque international sur les techniques de fabrication et d'encapsulation des circuits hybrides.

Festival « Haute Fidélité ».

28 au 31 octobre 1976 : Palais des Congrès, Strasbourg.

Salon international « Audiovisuel et communication ».

24 au 30 janvier 1977 : (Matériels et systèmes - éditions et programmes - services). Journées d'études : « Illustration de l'audiovisuel ».

C.I.P. Palais des Congrès, porte Maillot, Paris.

RECTIFICATIF

Dans notre numéro 1530 du 11 décembre 1975, nous avons publié un article intitulé : « Le disque MDR » ; une regrettable erreur nous a fait inscrire : Les signaux enregistrés permettent d'obtenir une image couleur de définition inférieure à 400 lignes. Il fallait lire **supérieure** à 400 lignes.

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser de cette erreur.

MAJOR ELECTRONIC

Le groupe Major Electronic est heureux de vous annoncer l'accord qui vient d'être conclu avec Sansui pour la distribution en France de cette prestigieuse marque de matériel de haute fidélité.

La mise au point de cet accord a nécessité plus d'un mois de pourparlers ; à la suite de graves difficultés sur le marché français, il était en effet naturel que Sansui s'entoure de toutes les garanties financières et s'assure de la compétence de son futur distributeur.

Le groupe Major apporte une infrastructure administrative, financière, technique et commerciale qui est probablement unique dans le domaine spécialisé de la haute fidélité.

Une nouvelle équipe de ventes hautement qualifiée et totalement indépendante apporte la réponse au problème que posait la concurrence inter-marques.

Toutes les conditions étant réunies, l'accord a été signé dernièrement et les clients fidèles de Sansui retrouvent les produits de la marque depuis les premiers jours de décembre.

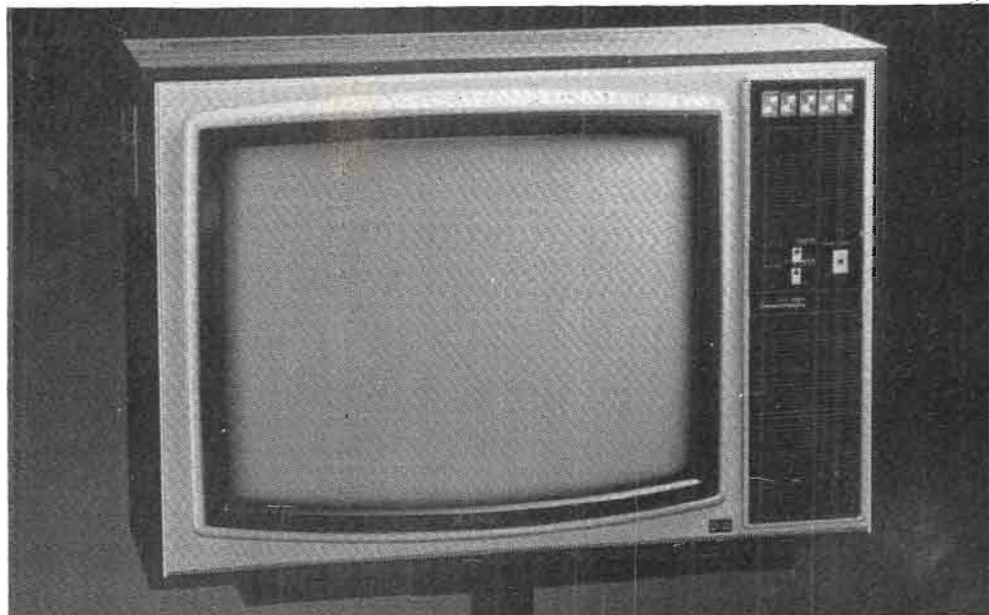
NECROLOGIE

Nous venons d'apprendre le décès de M. Philippe Cohen Akeline survenu à la suite d'une courte et terrible maladie.

Monsieur Cohen était unanimement estimé dans les milieux de la haute fidélité, activité à laquelle il se consacrait depuis plus de dix ans.

A sa famille, ses amis et collaborateurs de Musique Diffusion Française, le Haut-Parleur présente ses plus sincères condoléances.

LE TÉLÉVISEUR COULEURS



SONY

KV 1810 DF

TRINITRON

IL y a quelques années, Sony présentait un petit téléviseur couleur portable qui fit sensation. Il était équipé du tube trinitron et pouvait recevoir les émissions en Secam. La firme japonaise présente maintenant un téléviseur couleur équipé d'un tube trinitron, mais de 45 cm de diagonale (18 pouces) et dont l'angle de déviation est de 114° au lieu de 90° .

Les techniciens TV connaissent bien le principe du trinitron. Les 3 cathodes RBV sont disposées sur un même plan horizontal. La cathode du milieu est celle du vert, elle est responsable de la finesse de l'image. Les deux autres cathodes sont légèrement inclinées vers le centre. La lentille électronique est unique pour les 3 faisceaux. Le masque est composé de bandes métalliques verticales. L'écran comporte des bandes verticales de phosphore. Le premier des avantages de ce tube est sa luminosité exceptionnelle.

On voit apparaître actuellement de nombreux tubes auto-convergens dont les canons sont co-planaires (en

ligne) et dont le masque comporte des fentes verticales. Il s'agit par exemple des tubes 20 AX (Philips), Uni-line (Sylvania), du Precision-in-line, PIL (RCA) et du tube Toshiba. Deux autres, co-planaires aussi, ont un masque constitué par une grille verticale. Ce sont les Linytron (Sharp) et Trinitron (Sony).

Dans ceux-ci la luminosité est nettement supérieure aux autres. Il est facile de le concevoir, une grille laisse passer davantage de lumière qu'une plaque perforée.

Il faut remarquer également que pour le trinitron l'augmentation de l'angle de déviation - de 90° à 114° - contribue à une finesse améliorée du faisceau et à une diminution des aberrations.

RÉALISATION

En plus du tube trinitron, le KV 1810-DF de Sony est entièrement équipé de semi-conducteurs : 85 transistors, 2 circuits intégrés, 101 diodes et un composant appelé GCS

(Gate Controlled Switch) de la famille des thyristors.

L'alimentation de l'appareil est du type à découpage. L'appareil peut d'une façon indifférente être branché sur un réseau 110 ou 220 volts, la commutation étant automatique. Autre innovation, le système Econoquick (licence Sony) fait apparaître l'image rapidement, cela sans consommation supérieure de puissance.

Disons aussi que ce téléviseur est conçu pour le Secam IIIb et qu'il permet de recevoir tous les canaux des gammes VHF et UHF.

Les circuits du téléviseur sont disposés sur des modules (9 circuits imprimés) parfaitement accessibles.

DESCRIPTION TECHNIQUE

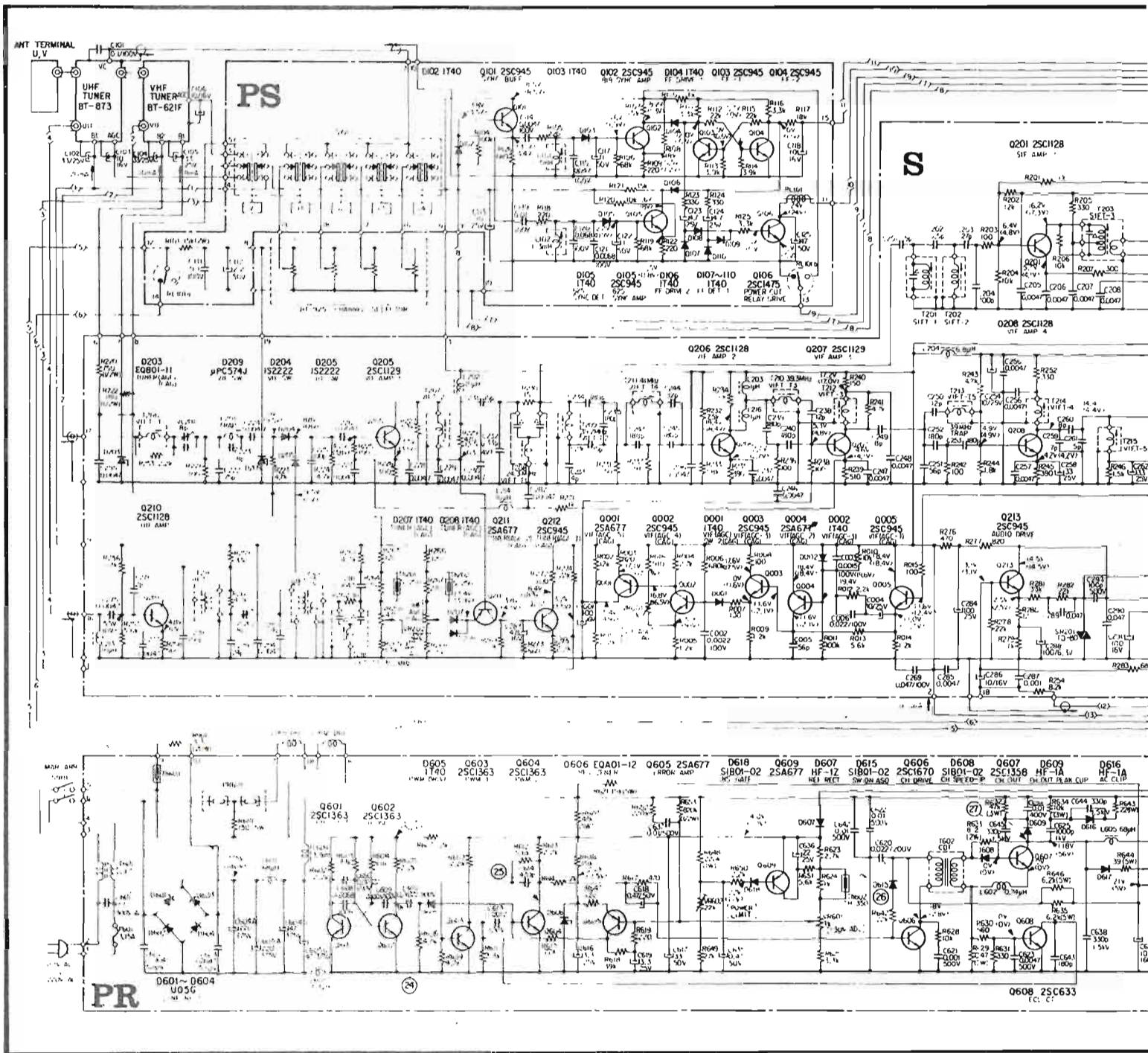
Le schéma technique général est donné sur la figure 1. **Tuners VHF et UHF :**

Le téléviseur est pourvu de 2 tuners séparés et d'une seule

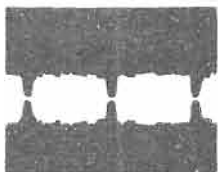
entrée d'antenne. Le CAG est appliqué sur les 2 tuners, sur la base du transistor d'entrée de chacun. Le CAG est réglé par 2 potentiomètres placés sur le module S. Il s'agit des composants VK 202 pour l'UHF et VR 201 pour la VHF. Le réglage est fait avec un signal élevé à l'entrée pour obtenir une image correcte sur l'écran.

Le tuner UHF (fig. 2) comporte 2 transistors et 5 diodes. Le transistor amplificateur d'entrée (2SC 1070) est monté en base commune, l'émetteur est accordé par ligne. La fonction oscillateur est réalisée par le transistor D 102 (2SC 288A), le changement de fréquence étant effectué par diode (1S 2198). L'accord est fait par lignes et 3 diodes varicap (1T6). Une zener (RD-11E), placée dans le tuner règle la tension appliquée à l'oscillateur. La tension des varicaps est réglée par 4 potentiomètres situés dans une alvéole sur la face avant du téléviseur. La FI est prélevée en parallèle sur la ligne oscillatrice. La consommation du tuner UHF est de 20 mA sous 18,5 V.

Le tuner VHF (rotacteur)



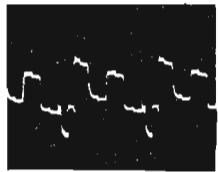
① 1.3 Vp-p



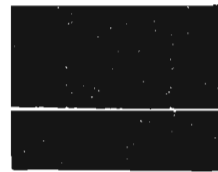
③ 4 Vp-p



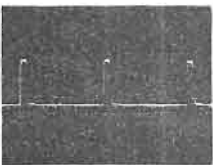
⑤ 3.5 Vp-p



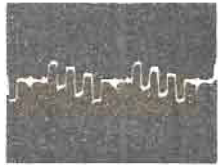
⑦ 3.5 Vp-p



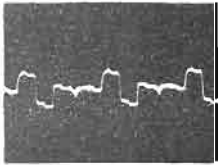
⑧ 1.5 Vp-p
(color signal)



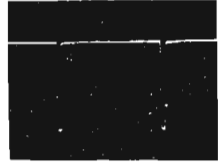
② 18 Vp-p



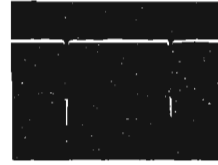
④ 800 mVp-p



⑥ 300 mVp-p



⑧ 6.8 Vp-p
(B/W signal)



⑨ 3.5 Vp-p

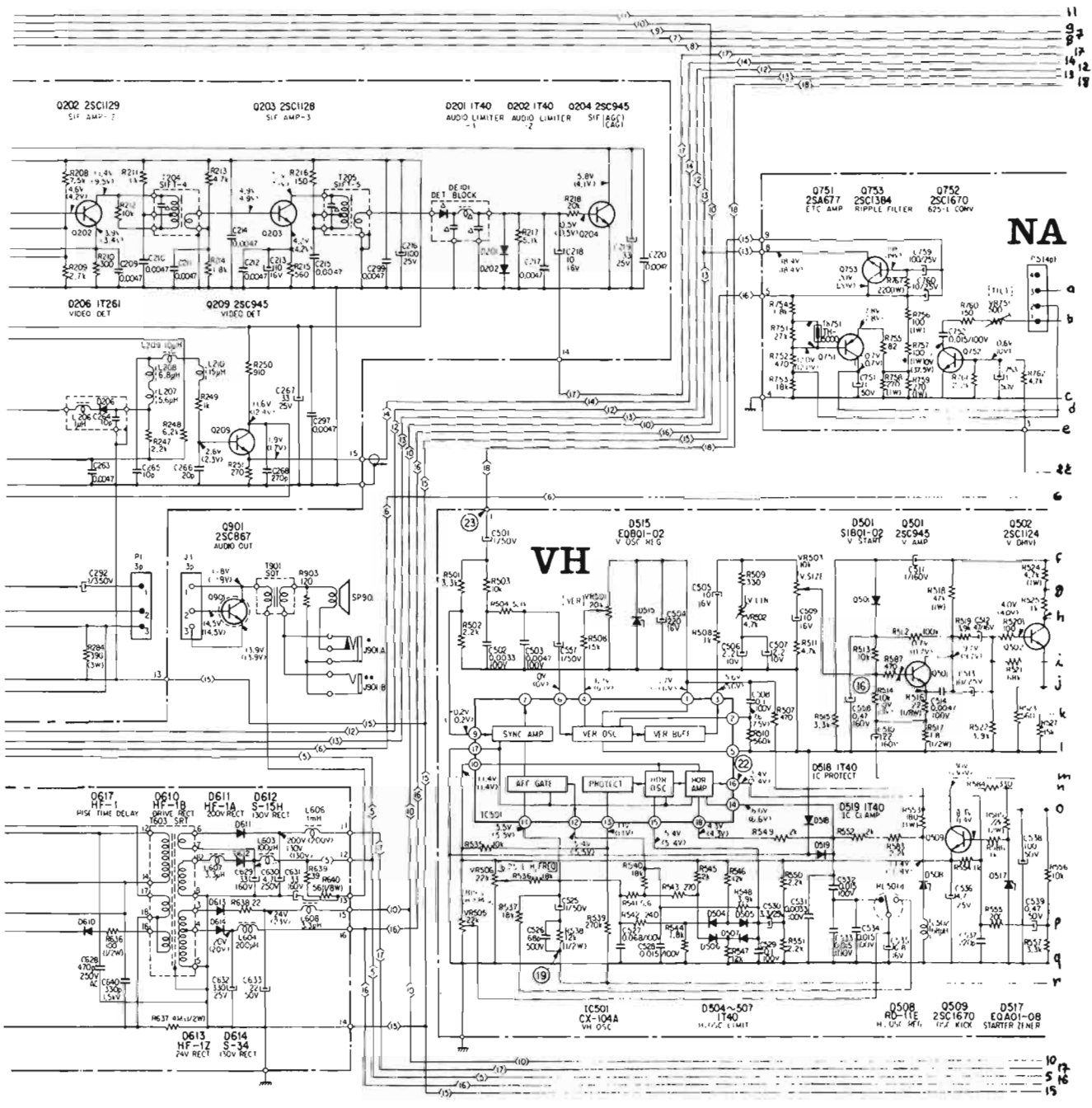
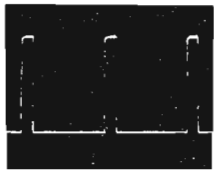
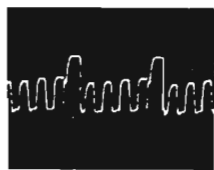


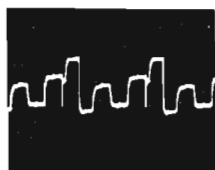
Fig. 1



10 18 Vp-p



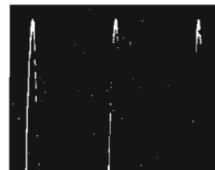
12 110 Vp-p



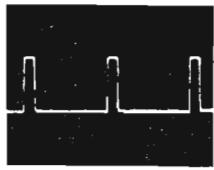
14 105 Vp-p



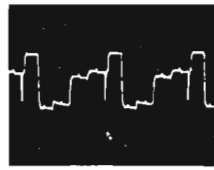
16 1.2 Vp-p



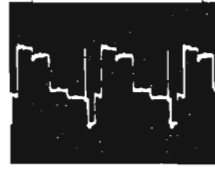
18 1250 Vp-p



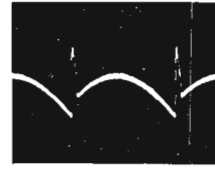
11 11 Vp-p



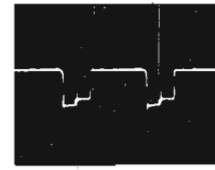
13 110 Vp-p



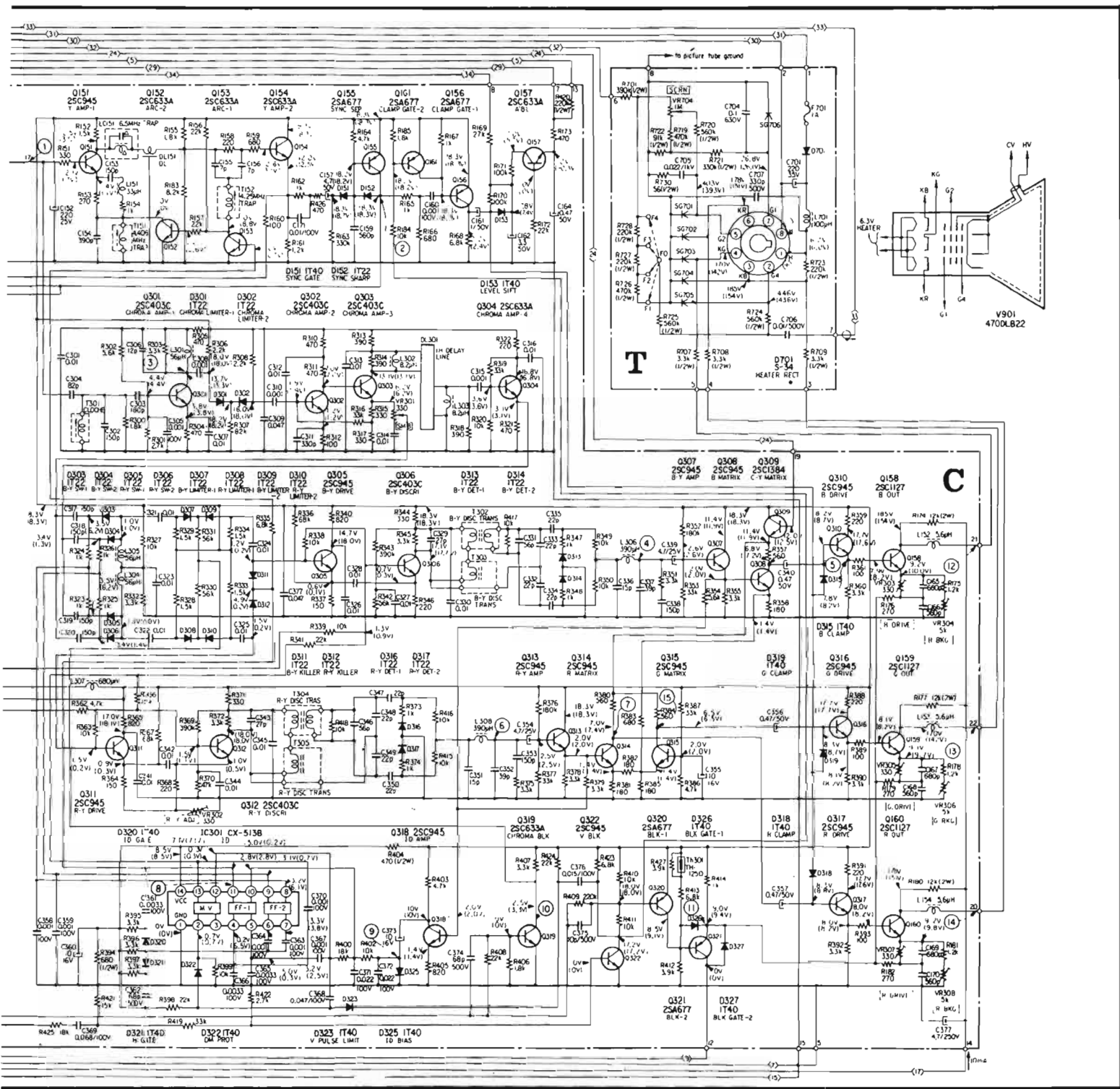
15 3.5 Vp-p



17 140 Vp-p



20 1.5 Vp-p



comporte trois transistors : Amplificateur d'entrée (SE 5020) monté en émetteur commun, oscillateur (SE 3001) et mélangeur (SE 5021). Sous 18,5 V, la consommation est de 10 mA pour l'oscillateur et de 8 mA pour l'étage d'entrée (fig. 3).

Amplis FI vision et CAG :

L'ampli FI de la chaîne vision est constitué par 4 transistors silicium (2 x 2SC 1128

et 2 x 2SC 1129). C'est sur la base de l'avant-dernier de ceux-ci qu'est appliquée la tension CAG. Un étage FI supplémentaire est également prévu sur la même plaquette (module S), il est destiné aux signaux provenant du tuner UHF.

La détection FI vidéo est réalisée par une diode (1T 261). Elle est immédiatement suivie par un étage tampon (transistor 2SC 945) dont la

résistance placée dans l'émetteur (270 ohms) recueille le signal vidéo pour le transmettre vers la platine de chrominance (module C). Sur le collecteur de ce même transistor, une résistance de charge (910 ohms) découplée par 270 pF recueille la tension CAG destinée à la FI vision. Ce circuit est composé de 5 transistors constituant un ampli à courant continu (PNP - NPN). Un potentiomètre VR

001 permet de régler le niveau de CAG-FI afin d'obtenir à la sortie détection un signal crête-crête de 1,3 à 1,5 volt (contrôle sur oscilloscope).

Le circuit CAG destiné aux deux tuners est indépendant. Le signal vidéo est prélevé sur une résistance de 470 ohms placée en série dans le circuit collecteur du premier étage FI. Cette tension, découplée, est injectée sur la base d'un transistor (2SA 671). Dans le

circuit émetteur de celui-ci se trouvent, reliés par une diode (1T 40), les potentiomètres de réglage de seuil. Ces potentiomètres sont branchés en série avec une thermistance.

Canal son :

La FI son est prélevée après le premier étage FI vision. Elle est constituée par trois étages à transistor silicium (2 x 2SC 1128 et un 2SC 1129). La diode de détection (1T 40) est suivie par deux diodes de limitation en série, l'ensemble étant en parallèle sur la résistance de détection. De ce point, partent deux connexions, l'une mène au potentiomètre de volume, l'autre sur la base du transistor (2SC 945) de CAG son. Cet étage est monté en émetteur commun. Le collecteur, fortement découplé par 33 μ F, comporte deux résistances en série : 1 k Ω et 12 k Ω . Le point commun de celles-ci est relié à la base du premier étage FI son, par l'intermédiaire de 1 000 ohms.

L'amplificateur BF est également très simple : le curseur du potentiomètre de réglage de puissance est relié à la base d'un transistor monté en collecteur commun (2SC 945), servant de driver à l'unique transistor de puissance polarisé en classe A (2SC 867). En parallèle sur l'entrée de ce dernier est placée une varistance (SR 201). L'étage de puissance, alimenté sous 120 V, délivre 1,5 watt pour une distorsion inférieure à 10 %. Impédance du haut-parleur : 8 ohms.

PARTIE CHROMINANCE

Toute la partie chrominance est placée sur le module C. La tension vidéo, comme nous l'avons vu, est recueillie aux bornes de 270 ohms placés dans l'émetteur suivant immédiatement la détection. Ce signal est amplifié par un transistor (2 SC 945), passe dans la ligne à retard de luminance, puis attaque la base d'un transistor (2SC 633 A) monté en collecteur commun. Sur l'émetteur une connexion dirige les signaux vers la séparation des signaux de synchronisation (oscillogramme N° 2) et le champ. Une autre connexion est reliée au potentiomètre de réglage de contraste. La tension recueillie sur le curseur est transmise vers les circuits de matricage (étages de sortie en RVB).

Le signal de chrominance est prélevé sur la base du premier étage vidéo. L'oscillogramme N° 1 représente le signal que l'on obtient en ce point, lorsqu'une mire de barres colorées est branchée à l'entrée du téléviseur. Le circuit cloche est placé entre masse et base du premier étage de chrominance (2SC 403 C).

Ce circuit est constitué par la bobine T 301, shuntée par 150 pF et amortie par 1,8 k Ω pour obtenir l'accord souhaité. Le signal chroma est ensuite amplifié par un premier étage monté en émetteur commun

(2SC 403 C) sur le collecteur duquel on obtient un signal FM représenté sur l'oscillogramme N° 3. Cet étage est suivi d'un pré-limiteur à 2 diodes (1 T 22) écrêtant toute modulation d'amplitude, et de 2 étages amplificateurs utilisant le même transistor (2SC 403 C). Dans le circuit collecteur du second est branché l'entrée de la ligne à retard de chrominance. Sur l'émetteur de ce second transistor, on recueille le signal (potentiomètre réglable) qui est transmis directement au permutateur à 4 diodes (1 T 22). A la sortie de la ligne à retard, on trouve le quatrième amplificateur de chrominance, compensant l'atténuation de la ligne. C'est sur l'émetteur de cet étage qu'est recueilli le signal retardé, dirigé vers le permutateur. A la sortie de ce dernier, les deux voies (B-Y) et (R-Y) sont identiques. Suivons par exemple la voie « bleue », elle est composée d'un étage limiteur, un pré-ampli et d'un discriminateur.

A la sortie de l'étage pré-amplificateur, un potentiomètre a été prévu, entre les voies (B-Y) et (R-Y), pour le rattrapage des erreurs de teinte. Ce réglage n'est pas nécessaire pour le Secam. L'oscillogramme N° 4 nous montre la forme du signal à la sortie du discriminateur (B-Y). L'oscillogramme N° 6 indique quel est le signal à la sortie du discriminateur (R-Y). Chacun de ces étages est suivi d'un étage collecteur commun, puis du

circuit de matricage, respectivement B et R (oscillogramme N° 5 pour B, et N° 7 pour R).

Le matricage du « vert » est ensuite réalisé par un seul étage (2SC 945) par mélange des signaux dans le circuit émetteur. Sur le collecteur de cet étage on obtient le signal de l'oscillogramme N° 15. Les signaux R, B et V sont ensuite dirigés vers les étages de sortie composés chacun d'un transistor driver (2SC 945) (dont la base est clampée) et d'un transistor de sortie (2SC 1127) alimentés sous 200 volts - charge anodique 12 k Ω , 2 W. Les trois étages attaquent directement les 3 cathodes du tube trinitron. Les signaux R, V et B sont représentés respectivement sur les oscillogrammes 12, 13 et 14. L'oscillogramme N° 11 représente le signal de blocage des étages de sortie, et celui N° 10 le signal injecté aux limiteurs. Les opérations qui incombent au portier, l'identification et la bascule du permutateur sont effectuées par le circuit intégré CX 513 B (oscillogrammes 9 et 8 - cas d'un signal couleur et cas d'un signal noir et blanc).

LES BASES DE TEMPS

Les circuits des bases de temps sont implantés sur le module VH. Les impulsions provenant du séparateur de signaux de synchronisation sont représentées sur l'oscillogramme N° 23. Ces impulsions sont envoyées au circuit intégré (CX 104 A) dans lequel sont réalisées les fonctions suivantes : amplification des signaux de synchro, oscillateurs ligne et image, amplificateur image et comparateur de phase. A la sortie du circuit intégré, le signal destiné au balayage image passe à travers un potentiomètre (réglage hauteur d'image). Aux bornes de celui-ci, un circuit RC, comprenant également un potentiomètre, sert à améliorer la

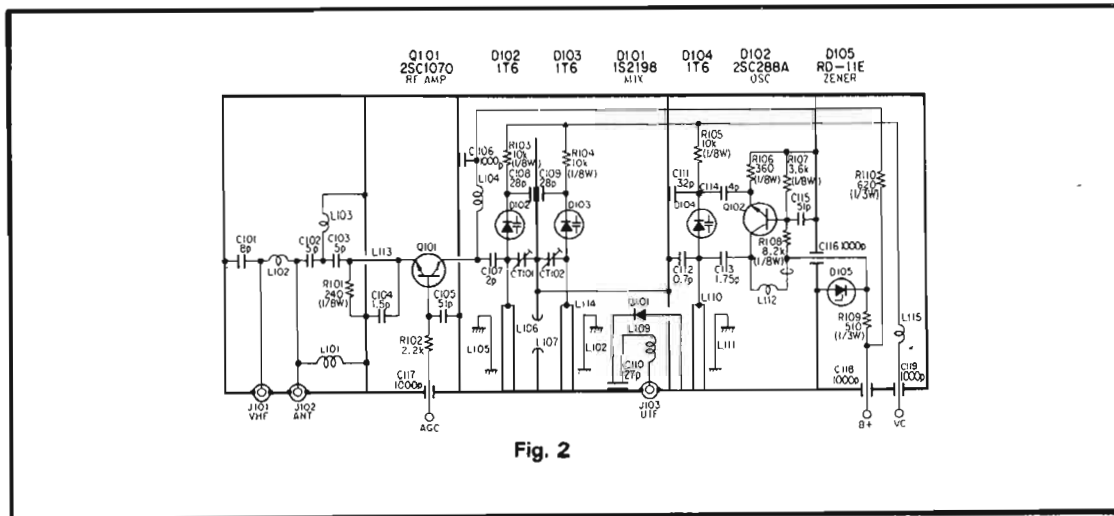


Fig. 2

linéarité. L'oscillogramme N° 16 nous montre la dent de scie à l'entrée de l'amplificateur de la base de temps image. Cet ampli est maintenant classique : driver, déphaseur et push-pull quasi-complémentaire. Le signal à la sortie de cet ampli est donné sur l'oscillogramme N° 17.

A la sortie du circuit intégré, le signal destiné au balayage ligne est représenté sur l'oscillogramme N° 22. Tandis que l'oscillogramme N° 21 nous donne le signal sur le collecteur du driver ligne (primaire transfo driver). La forme du signal sur la base du transistor de puissance ligne (SG 613) est indiquée sur l'oscillogramme N° 20 et le signal sur le collecteur de ce transistor est donné sur l'oscillogramme N° 18. Les impulsions négatives transmises au comparateur de phase sont indiquées sur l'oscillogramme N° 19.

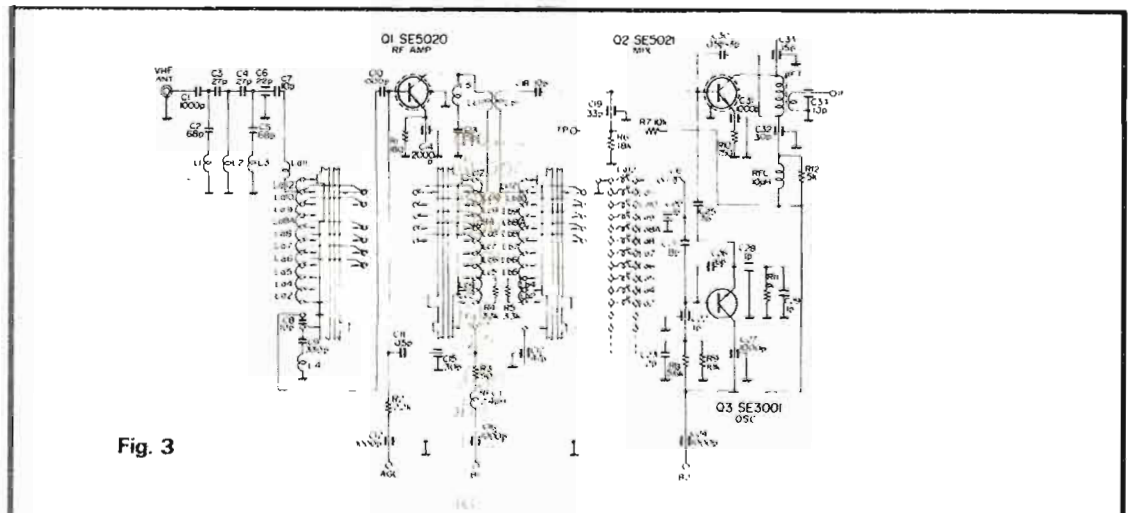


Fig. 3

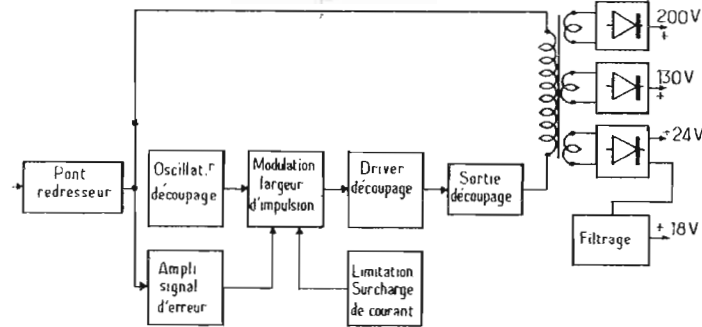


Fig. 4

ALIMENTATION DU TÉLÉVISEUR

Elle est du type à découpage. Son schéma synoptique est donné sur la figure 4. Le secteur est relié directement au pont redresseur (4 x UO5G). Comme nous l'avons dit le passage de 110 à 220 volts et inversement n'exige aucune manipulation pour l'utilisateur. Les oscillogrammes suivants nous montrent les signaux les plus intéressants de ces circuits :

- N° 24 : Tension à la sortie de l'oscillateur de découpage.
- N° 25 : Tension à la sortie du modulateur de largeur d'impulsion. La largeur n'est pas la même pour 110 et 220 volts.
- N° 26 : Tension fournie par le driver de découpage.
- N° 27 : Tension aux bornes du primaire du transformateur.

Au secondaire du transformateur, des redresseurs fournissent les tensions suivantes : + 200 volts pour les amplis de

sortie vidéo (RVB) + 130 volts pour l'alimentation des varicaps, l'étage de sortie de balayage image, l'étage de puissance BF. + 24 volts pour l'alimentation des relais. + 18 volts pour les étages classiques : chrominance, FI...

RÉGLAGES DE L'APPAREIL

Les réglages de l'appareil n'exigent aucun équipement spécial. Il suffit seulement d'une mire classique TVC, d'une bobine de démagnétisation et d'un microscope de grossissement d'environ 50.

Les réglages sont loin d'être aussi complexes que ceux d'un téléviseur 110° équipé d'un shadow-mask.

RÉSUMÉ DES CARACTÉRISTIQUES

Tube cathodique Trinitron diagonale 45 cm (18 pouces), angle de déflexion : 114°.

Entièrement transistorisé :

- 2 circuits intégrés
- 85 transistors
- 101 diodes
- 1 composant GCS (Gate Controlled Switch)

Réception : Secam III b

Normes françaises de télévision noir et blanc et couleur (E et L) 625 et 8191. Gammes : VHF canaux 2 à 12 - UHF canaux 21 à 69.

Antenne : Prise coaxiale normalisée 75 ohms.

Alimentation :

(À découpage) 110/220 V. alternatif par transformateur. Aucun ajustement de tension n'est nécessaire. Consommation : 130 VA Système « Econoquick » (lic. Sony) pour faire apparaître l'image rapidement, sans augmentation de puissance.

Puissance sonore : 1,5 W (Distorsion < 10 %) - Haut-parleur 10 cm disposé à l'avant du téléviseur.

Poids : 26 kg env.

Dimensions :

L : 577 mm, H : 403 mm, P : 381 mm.

Équipements spéciaux :

Prise casque sur l'avant du téléviseur.

Réglages mis à la disposition de l'utilisateur :

- 1 touche VHF
- 4 touches UHF
- 1 bouton Marche/Arrêt
- 1 potentiomètre à glissière de volume sonore
- 1 potentiomètre à glissière de contraste.

Pré-réglages disposés dans une alvéole à l'avant du téléviseur :

- Accord UHF (avec indicateur de canal)
- Accord VHF (avec réglage fin)
- Luminosité
- Couleur (intensité)
- Couleur (variation de teinte)

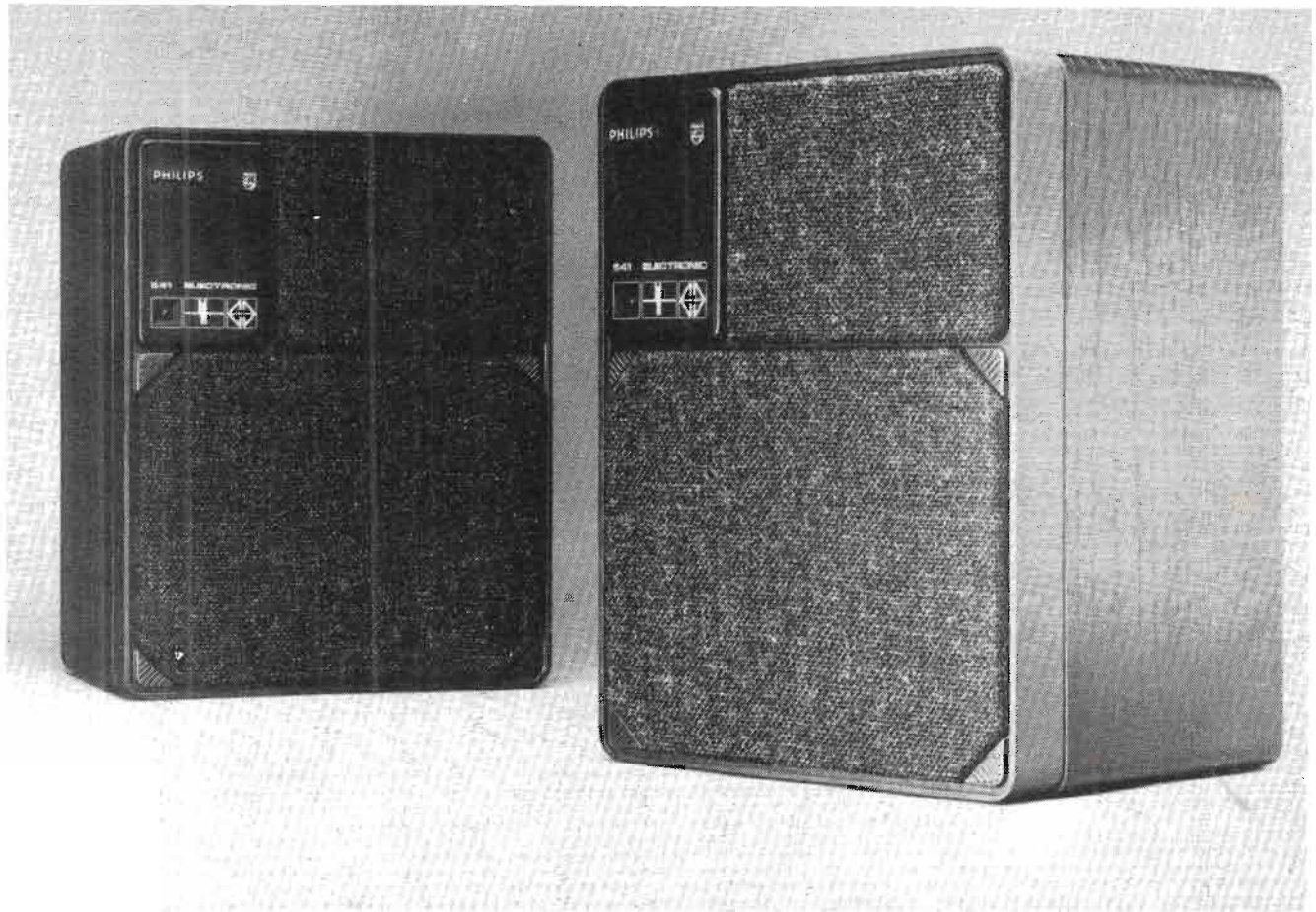
Ce réglage permet de rattraper les erreurs de teintes. En réalité, avec le Secam, ce réglage n'est pas nécessaire.

Réglage à l'arrière du téléviseur :

- Stabilité verticale (fréquence trame).

J.PATTE

LES ENCEINTES ASSERVIES



PHILIPS RH 541

LES enceintes RH 541 de Philips sont les sœurs cadettes des 832 qui ont été présentées il y a maintenant près de deux ans. Ces enceintes font appel au même système d'asservissement MFB (Motional feedback) que les 832, principe qui est également repris pour les enceintes futures dont la taille sera supérieure à celle de la 832.

Enceinte asservie, cela signifie aussi que l'amplificateur de puissance est enfermé

dans l'enceinte acoustique, et que les enceintes devront être attaquées par un préamplificateur externe. Ce préamplificateur existe dans la gamme de Philips, sous diverses formes : soit combiné tuner, platine, stéréo : tétraphonique, type RH 832, le plus ancien de la gamme, maintenant suivi d'un préampli sans tuner, RH 551 et enfin d'un module de commande RH 743 composé d'un tuner à quatre gammes d'ondes GO, PO, OC MF, avec stations pré-réglées. Ces

trois « modules de commande » ont un niveau de sortie de 1 V efficace.

DESCRIPTION

L'enceinte asservie RH 541 est une enceinte à deux voies avec amplificateur incorporé. Puissance de l'amplificateur 30 W efficaces, réponse en fréquence : 35 à 20 000 Hz. Un haut-parleur de

17 cm équipé d'un accéléromètre, un tweeter de 2,5 centimètres, coupure de l'alimentation de l'enceinte par relais électronique. Volume de l'enceinte : 8 litres. Présentation : bois et métal, dimensions : hauteur 294, largeur 229 et profondeur 173 mm.

Pour cette enceinte, le bois est en réalité peint en noir et le métal est une matière plastique d'un beau gris sombre que vient égayer le rubis de la diode électroluminescente qui vous rappellera à la réalité

lorsque vous croirez être au beau milieu du Philharmonique de Berlin ou d'ailleurs.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Volume : 8 litres, volume acoustique : 4 litres, haut-parleurs : 1 woofer de 17 centimètres de diamètre type AD 7066/W4 MFB, 1 tweeter de 2,5 centimètres de diamètre type AD 0161/T8.

Amplificateur 30 W efficaces ; distorsion inférieure à 1 % ; 20 W efficaces ; distorsion inférieure à 0,1 %.

Gamme de fréquences : 14 Hz à 50 000 Hz. Filtre d'aiguillage : 1 400 Hz.

Raccordement : prise DIN pour entrée et sortie audiofréquence.

Sensibilité d'entrée : 1 V sur 10 000 Ω pour raccordement à préamplificateur, 7,5 V sur 100 Ω , pour raccordement à un ampli, 19 V sur 100 Ω , toujours pour raccordement à un ampli.

Relais de coupure d'alimentation : temps d'établissement : moins de une seconde, temps de maintien après la disparition du signal : plus de 2 minutes.

Semi-conducteurs : 19 transistors, 14 diodes.

Alimentation : 110 à 240 V, 50 et 60 Hz.

Par leur présentation d'abord, les 541 diffèrent sensiblement des 532. Ces dernières comme vous l'avez vu récemment ont reçu une façade métallique qui ici a fait place à un tissu. Le bois couleur naturel a, ici, été teinté de noir. Cette finition est très propre et donne un aspect technique que les autres enceintes n'ont pas. Nous avons eu l'occasion de voir à Berlin une enceinte genre 832 habillée de noir, couleur qui serait la dernière découverte de Philips en matière d'esthétique. Cette couleur est passe-partout (Braun a pris cette option depuis longtemps) et

permet de dissimuler les enceintes dans des coins sombres. Les grilles de tissu sont fixées par du Velcro et s'enlèvent facilement pour laisser apparaître les deux haut-parleurs (il y a une grille par transducteur). L'arrière de l'enceinte est fermé par une plaque d'aluminium qui sert aussi de refroidisseur aux transistors de puissance, ce chassis est monté sur charnières, un connecteur le relie à l'enceinte (raccord des haut-parleurs, du capteur (fil blindé) et de la diode électroluminescente. La face arrière possède une prise permettant de brancher le câble venant du préamplificateur, la seconde enceinte sera reliée à la première par l'intermédiaire d'un cordon identique fourni avec l'enceinte. Un poussoir permet d'aiguiller le signal de droite ou de gauche sur l'enceinte. Il faudra donc faire attention à cette commutation, chaque enceinte est attaquée par un cordon stéréophonique pouvant transmettre le signal de gauche ou de droite.

Un autre commutateur choisit la sensibilité et un bouton rouge type poussoir met l'enceinte sous tension. L'alimentation se fait par l'intermédiaire d'un câble normal. Chaque enceinte dispose également d'un répartiteur d'adaptation de la tension secteur au réseau local.

ETUDE DU SCHEMA

Le schéma se scinde en deux parties, une relativement simple puisqu'il ne s'agit que d'un amplificateur alternatif qui détecte le signal d'entrée et charge un condensateur, ce système sert à la mise sous tension de l'amplificateur de puissance. L'alimentation est en permanence sous tension, ou plus exactement dès que la touche de mise en marche a été actionnée. Ce commutateur électronique utilise les transistors TS 446, 447, 448 en amplificateurs avec diode

d'écrêtage la détection se fait par la diode D 470 qui charge un condensateur de 330 μ F. TS 451 et 52 sont montés en trigger, la tension de collecteur de TS 452 est transmise via la diode D 472 au transistor TS 453 qui commande un relais électromécanique.

La partie amplificatrice est nettement plus complexe, en effet, elle comporte en plus des éléments traditionnels de l'amplificateur, une série de circuits de correction corrigent les pertes de rendement dues aux faibles dimensions du coffret et aussi compensant la réponse propre du transducteur piézo électrique situé au cœur du haut-parleur de basse.

Dès l'entrée, un premier filtre, R 565, C 496 coupe les fréquences supérieures à 150 kHz. On trouve ensuite un filtre passe-haut utilisant le condensateur de liaison C 497, R 567 et C 498 servent de passe-haut R 570 et C 499 atténuent les fréquences au-dessus de 400 Hz. A la sortie de TS 424, un dernier filtre passe-bas est constitué de R 576, R 574 et C 501.

L'amplificateur de puissance lui-même n'est pas linéaire, son réseau de contre-réaction, constitué de R 556, R 590, C 511, R 589 et C 510 lui donne une courbe adaptée à l'enceinte. Les derniers éléments dont la courbe de réponse n'est pas linéaire sont le capteur et son préamplificateur. Le préamplificateur doit atténuer les fréquences situées au-dessus de la zone d'asservissement et compenser les tensions de sortie. Un filtre passe-bas est constitué par la résistance de collecteur de TS 438 et le condensateur C 530. Les autres circuits RC sont montés en contre-réaction entre collecteur et base de RS 439. La tension d'asservissement est réglable, le taux de contre-réaction de l'asservissement est fonction de la position de R 630. L'amplificateur de puissance est à symétrie complémentaire, on notera ici que malgré l'emploi de Darlington en sor-

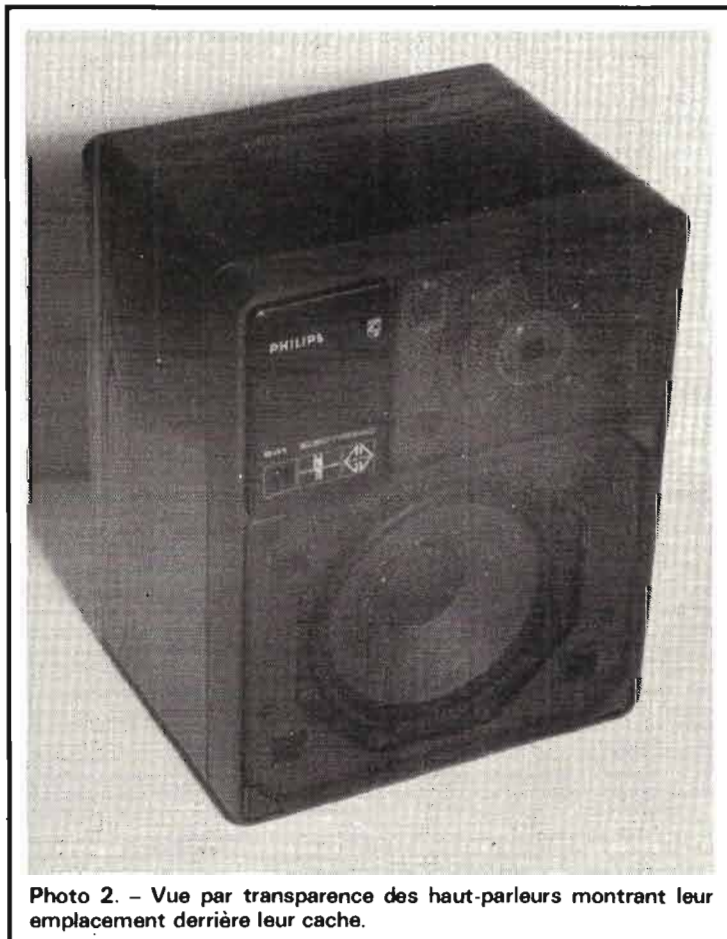


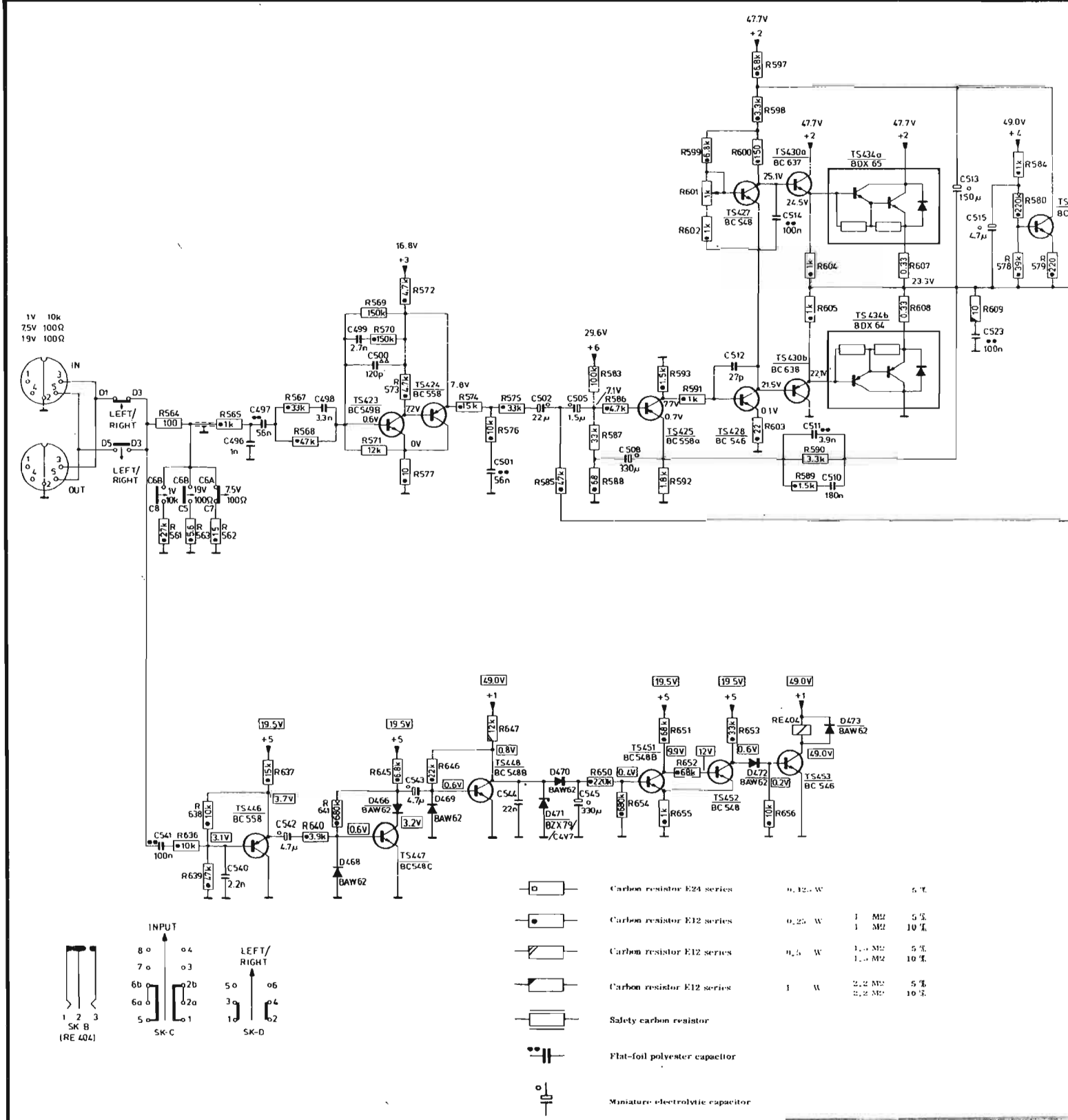
Photo 2. - Vue par transparence des haut-parleurs montrant leur emplacement derrière leur cache.

tie, le constructeur les a fait précéder de drivers, sans doute pour réduire la puissance de l'étage d'attaque TS 428. Le filtrage des basses, à la sortie de l'amplificateur est assuré par une simple inductance; par contre, pour les aigus; le constructeur utilise un filtre plus efficace qui

coupera rapidement les signaux au-dessous de sa fréquence de coupure. Cette disposition est indispensable pour éviter d'appliquer trop de puissance au tweeter, ce dernier travaille déjà dans une bande de fréquence très large puisqu'elle s'étend de 1 400 Hz à 20 000 Hz. Dans la

zone comprise entre 1 400 Hz et mettons 4 000 Hz, il reste encore une énergie très importante, il est donc indispensable de couper très rapidement au-dessous de 1 400 Hz. L'amplificateur est pourvu d'une protection électronique, par l'intermédiaire du transistor TS 422. Ce transistor fonc-

tionne au moment de la mise sous tension de l'enceinte, lorsque la tension de sortie croît rapidement, le condensateur C 515 fait conduire le transistor TS 422. Ce transistor court-circuite R 598 et ne laisse pas R 597 alimenter les transistors de sortie. Les condensateurs de liai-



son C 522 se chargent alors lentement, au travers du haut-parleur de grave, lui épargnant les surcharges.

Le haut-parleur de grave est un modèle spécial. Sa membrane est épaisse, ce qui permet de réduire sensiblement le taux de distorsion ; d'autre part, son noyau est bague,

cette formule évite les augmentations d'impédance avec la fréquence, augmentations qui réduiraient les effets du filtre passe-bas et feraient varier la charge de l'amplificateur. Outre ces particularités, il y a évidemment un capteur piézo-électrique associé à un transistor à effet de champ, nous

avons déjà suffisamment parlé dans nos colonnes de cette formule pour ne pas y revenir. Le médium/tweeter est à dôme, le constructeur a installé sur la grille de nylon frontale une pastille de papier collé, ce « traitement de membrane » serait destiné à améliorer la répartition spatiale

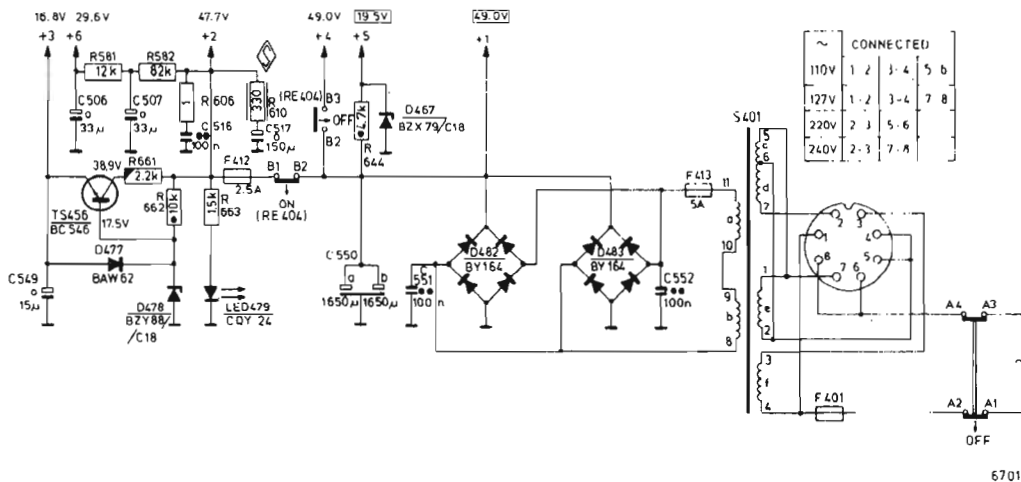
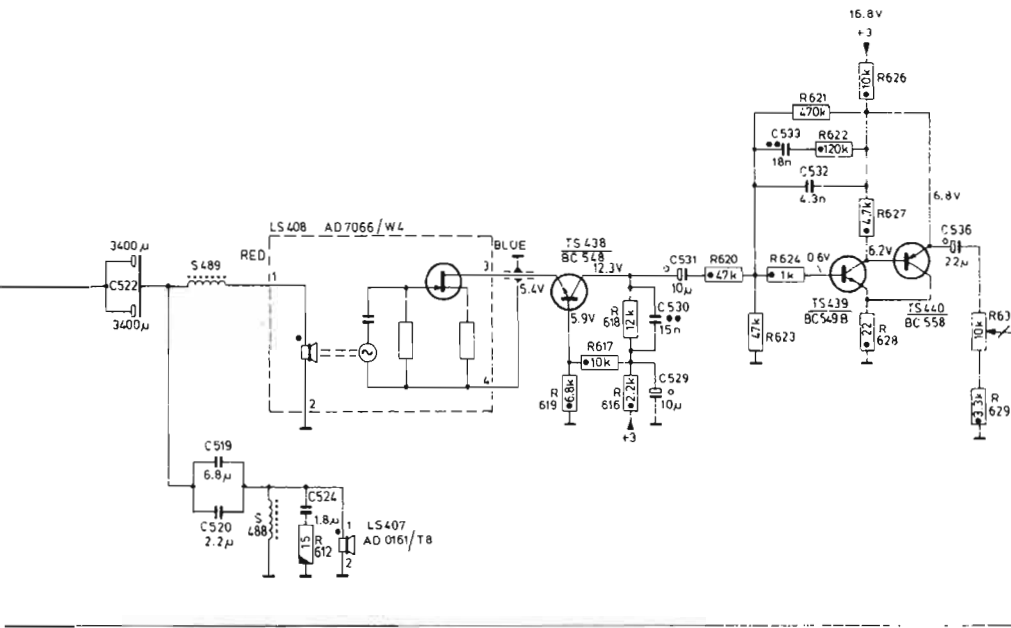
des sons. A la différence de la 532, ce haut-parleur couvre une gamme plus étendue, dans le cas de la 532, il était accompagné par un haut-parleur de médium, ces deux haut-parleurs étaient attaqués par amplificateur séparé.

FABRICATION

L'enceinte est construite avec soin ; les collages des compartiments sont bien étanches, le constructeur a pris beaucoup de précautions de ce côté, ce qui n'empêche pas l'air de s'infiltrer insidieusement par le joint entre la façade en matière plastique et le bois. Fuite de peu d'importance ; qui ne s'entend que lors d'essais à très basse fréquence. Le circuit imprimé unique couvre une bonne partie de la face arrière, les résistances sont montées verticalement, les composants lourds sont callés et supportent très bien les vibrations de l'ensemble. Pas de condensateurs qui s'entrechoquent, ni de vibrations mécaniques parasites, ce qui prouve le soin mis pour réaliser les études mécaniques. L'installation d'un amplificateur dans une enceinte n'est pas une chose simple. Détail signalé par une sérigraphie : l'appareil est tropicalisé.

ESSAIS

Une enceinte asservie ne se teste pas comme les autres, sur le plan auditif, il est toujours possible de la comparer avec une enceinte classique ; essayez de comparer celle-là avec une enceinte de 4 litres, vous verrez alors quelle est l'importance de l'asservissement. L'asservissement est en effet intéressant pour les enceintes de faible volume, enceintes avec lesquelles il n'est pas possible, sans artifice, l'asservissement en est



un, d'obtenir une réponse étendue aux fréquences basses. L'asservissement à d'autres fonctions que nous verrons plus loin. Pour effectuer des essais comparatifs, nous avons fait à chaque fois deux mesures, l'une avec l'asservissement en service, la seconde sans asservissement, en introduisant un isolant entre le curseur du potentiomètre ajustant le niveau de contre-réaction et la piste de carbone, ce qui perturbe un peu seulement le comportement de la chaîne.

Nous avons étudié l'évolution en fonction de la fréquence du signal qui était envoyé sur les haut-parleurs, donc le signal disponible à la sortie de l'amplificateur ; nous avons également relevé la courbe du courant traversant le haut-parleur de basses en fonction de la fréquence, nous avons également effectué quelques mesures de distorsion, aussi bien pour l'enceinte acoustique que pour l'amplificateur. Nous avons également établi une courbe de réponse de l'enceinte en fonction de la fréquence, mesure qui, n'a qu'un rôle comparatif : d'un côté enceinte asservie, d'autre

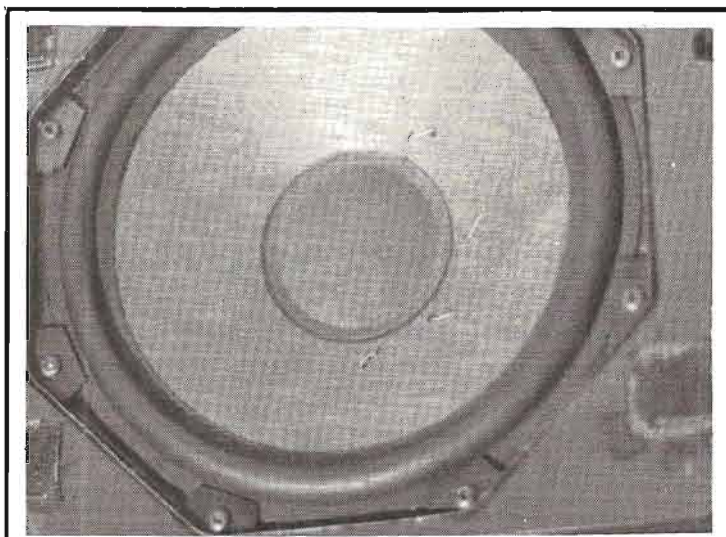


Photo 4. - Détail de l'enceinte S41 : le haut-parleur de basses : quatre fils de sortie, collés sur la membrane ; deux pour la bobine mobile, deux pour le capteur.

part sans asservissement. Compte-tenu des conditions de la mesure (effectuée en local semi-reverbérant) il n'est évidemment pas possible d'en déduire de critère de qualité définitif pour l'enceinte.

CAPTEUR D'ASSERVISSEMENT

L'asservissement de cette enceinte couvre une gamme

de fréquences comprise entre l'extrême basse jusqu'à environ 400 Hz. La courbe 1 représente la tension que l'on tire du capteur piézo-électrique, tension mesurée sur le curseur du potentiomètre. Nous avons effectué deux mesures, la première avec MFB en service, la seconde MFB débranché.

Nous n'aborderons pas ici les mérites respectifs des systèmes d'asservissement en déplacement en vitesse ou

encore en accélération, ces trois données sont liées mathématiquement et seules les imperfections techniques des haut-parleurs et des enceintes créent des différences dans les résultats obtenus. Nous voyons ici ce qui se passe au niveau de l'électronique et du haut-parleur de basses.

Lorsque le MFB est débranché, les amplitudes de mouvement de la membrane sont plus importants que lorsque l'asservissement est en service. Cela se traduit par la courbe supérieure qui présente un sommet arrondi. Par contre, une fois l'asservissement en place, on relève, entre 40 et 200 Hz une zone pratiquement linéaire. On notera également la réduction de l'amplitude. Ces mesures sont difficiles à interpréter en valeur absolue, elles tiennent en effet compte de toutes les compensations dues aux circuits électroniques et aussi de la réponse mécanique propre du capteur à inertie. La fréquence de résonance du haut-parleur, monté dans cette enceinte est de 100 Hz environ, ce qui sera confirmé plus loin. Nous n'avons pas

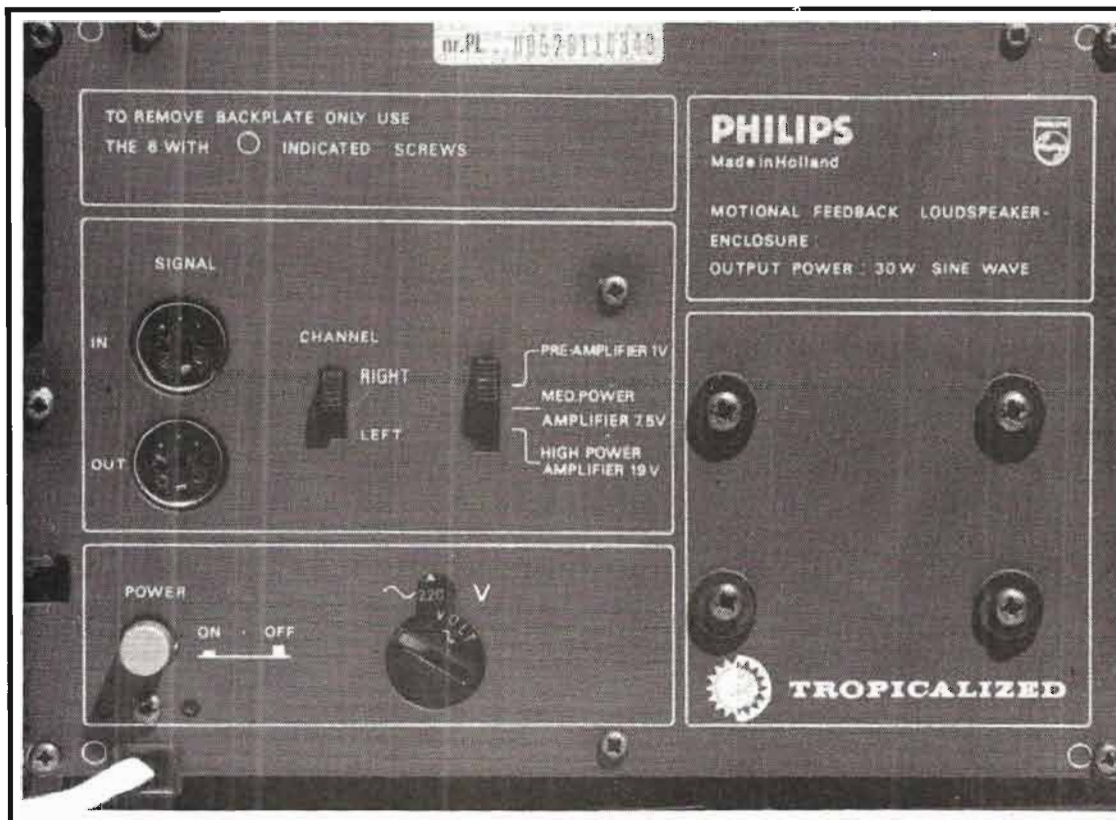


Photo 3. - La face arrière de la 541 : prise d'entrée et de sortie du signal audio, commutateur gauche/droite, sélecteur de sensibilité, sélecteur de tension et la mention « tropicalisé ».

abordé ici le problème de phase entre la sortie du capteur et les mouvements de la membranes.

REPONSE EN FREQUENCE DE L'AMPLIFICATEUR

La courbe 2 a été tracée, comme les autres courbes en utilisant un analyseur fonctionnant en tiers d'octave, l'enceinte étant attaquée en bruit rose. Les deux courbes ont été alignées entre elles pour tenir compte du fait que l'introduction de la contre-réaction modifie le gain de l'ensemble. Il s'agit ici encore de montrer la différence due à l'intervention de l'asservissement. La courbe supérieure est celle de l'amplificateur sans asservissement. Cette courbe n'est pas linéaire, le relèvement artificiel permet de compenser la « faiblesse acoustique » due aux petites dimensions de l'enceinte. La courbe supérieure est celle qui correspond aux circuits de compensation introduits par le constructeur, dans toute la chaîne. Une fois l'asservissement en service, la courbe devient linéaire entre pratiquement 100 Hz et 10 kHz, toute la préaccentuation située entre 80 Hz et 300 Hz a disparu.

Ces courbes montrent que le système d'asservissement, qui détecte les mouvements de la membrane réduit l'amplitude de la tension appliquée au haut-parleur lorsque ce dernier est capable par ses caractéristiques mécaniques (proximité de la résonance) d'avoir une amplitude suffisante pour assurer une reproduction à un niveau convenable. Autrement dit, lorsque le haut-parleur travaille au-dessous de sa fréquence de résonance, 100 Hz environ, le rendement du haut-parleur diminue, dans cette gamme de fréquence, entre 25 Hz et 80 Hz le niveau de tension appliqué aux enceintes augmente lorsque la fréquence diminue, ce

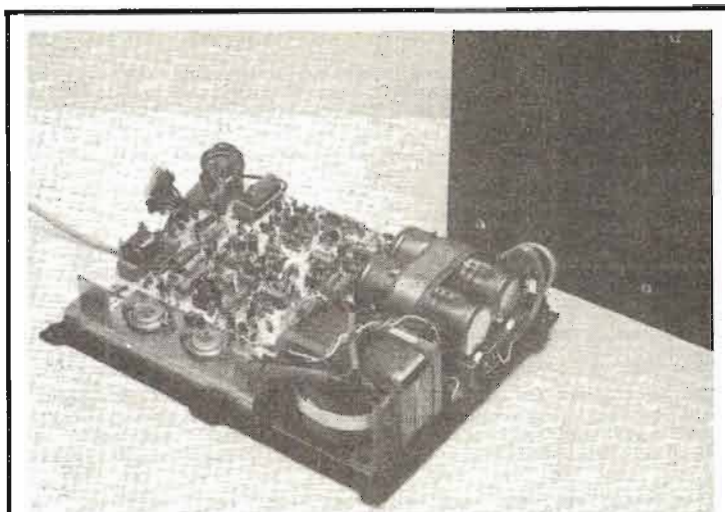


Photo 5. - La photo classique : la section électronique de l'enceinte S41. Transformateur à circuit en C, condensateurs doubles, transistors de sortie sur radiateur d'aluminium en contact avec la face arrière. Les petits éléments sont rassemblés sur un unique circuit imprimé, les plus lourds sont collés.

qui compense la perte de rendement du boomer. On retrouve d'ailleurs dans la section de courbe avec asservissement, l'inverse de celle du transducteur (lorsque l'asservissement n'est pas en service (fig. 1).

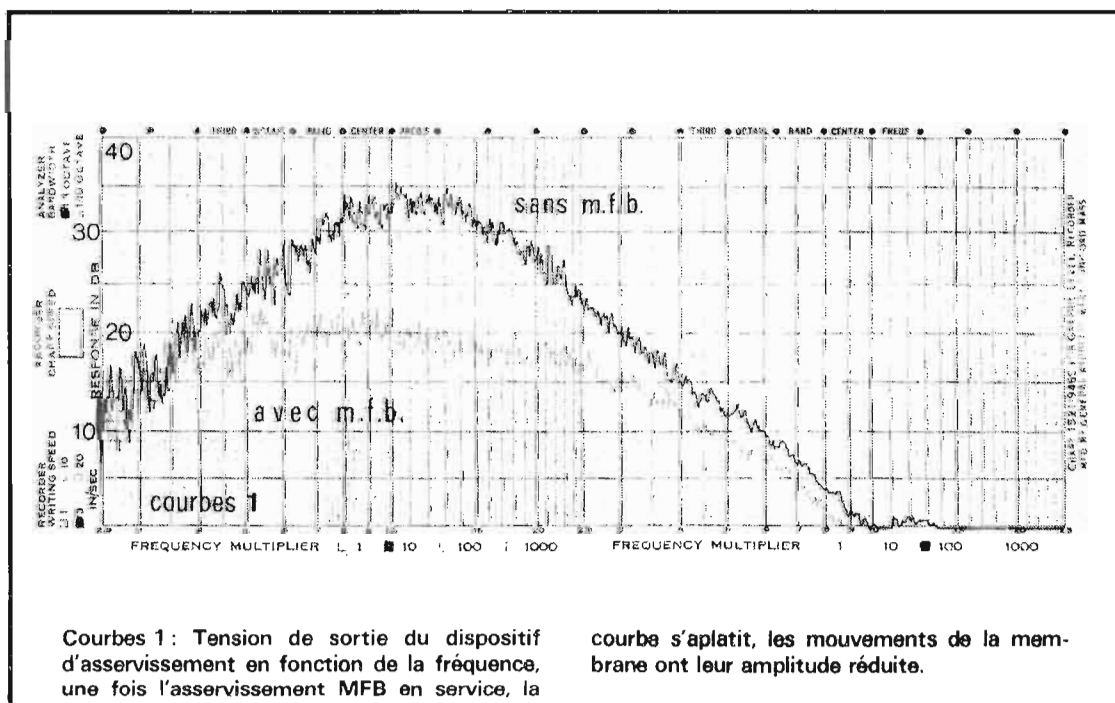
FREQUENCE DE RESONANCE DE L'ENCEINTE ASSERVIE

A la fréquence de résonance d'un haut-parleur, son impédance croît. Les ampli-

ificateurs à transistor sont des générateurs de tension, lorsque la fréquence d'attaque atteint la fréquence de résonance du haut-parleur, la tension de sortie de l'amplificateur ne peut pratiquement pas varier, mais comme la tension reste constante, le courant absorbé par le haut-parleur diminue. Nous avons effectué le relevé du courant, sans donner la valeur de son intensité, en intercalant une résistance de très petite valeur en série avec les fils du haut-parleur de basse. La courbe 3 donne l'évolution du courant avec la

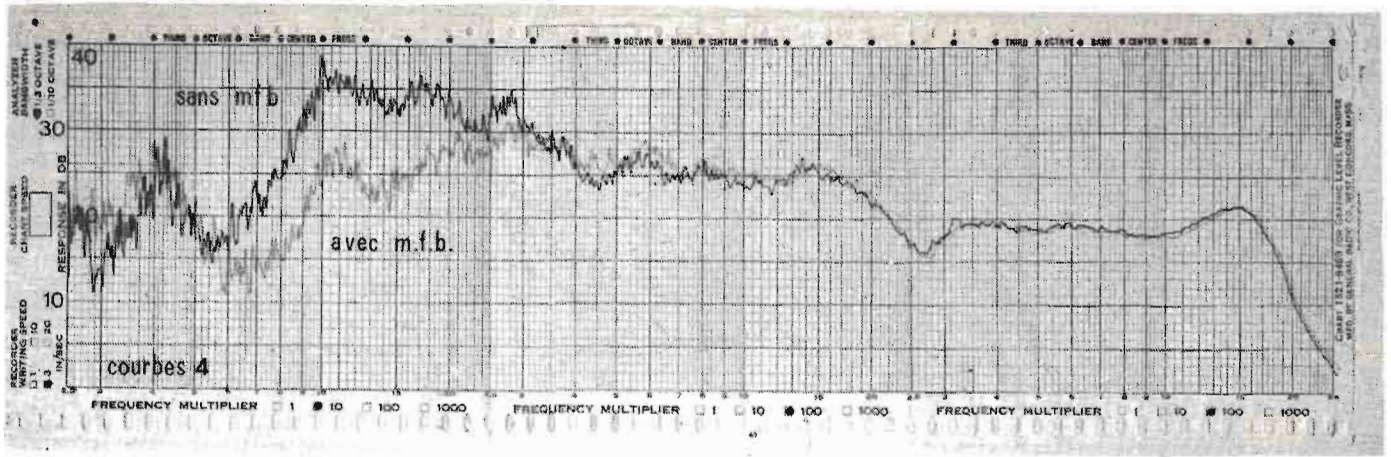
fréquence, uniquement dans le haut-parleur de basses, le creux du à la fréquence de résonance du haut-parleur est bien visible, et contrairement à ce qui est annoncé souvent, on peut constater que la fréquence de résonance du haut-parleur de basses ne se modifie pratiquement pas lorsque l'asservissement est en service. Par contre, pour une même excitation à 300 Hz (courbes confondues) on s'aperçoit que le niveau est diminué de 5 dB à 200 Hz, 11 dB à 100 Hz tandis qu'à 50 Hz les courbes se confondent et qu'au dessous, l'asservissement soumet une tension supérieure au haut-parleur (5 dB environ). L'asservissement a donc permis de réduire la puissance au voisinage de la résonance, plus que ne l'aurait fait la simple augmentation de l'impédance de l'enceinte. Le résultat de l'application de l'asservissement n'est donc pas une diminution de la fréquence de résonance mais plutôt l'élimination non de la résonance, les courbes prouvent qu'elle existe, mais de ses effets.

Sans asservissement, la diminution de courant à la résonance est de 6 dB environ, par rapport à 150 Hz, avec l'asservissement, cette



Courbes 1: Tension de sortie du dispositif d'asservissement en fonction de la fréquence, une fois l'asservissement MFB en service, la

courbe s'aplatit, les mouvements de la membrane ont leur amplitude réduite.



Courbes 4 : Courbes de réponses amplitude/fréquence relevées avec et sans MFB. Sans MFB, l'effet de la préaccentuation des bas-

ses se fait sentir. Avec l'asservissement, on a régularisé la courbe de réponse qui est maintenant plus linéaire.

diminution est de 9 dB, d'où un gain approximatif de 3 dB, qui suffit pour supprimer presque totalement la coloration de l'enceinte.

DISTORSION

L'une des vertus essentielles de l'asservissement est de supprimer ou plutôt de réduire le taux de distorsion harmonique. Il y a plusieurs sources de distorsion harmonique dans une enceinte. Les suspensions ne sont pas linéaires, l'air n'est pas non plus linéaire, le circuit magnétique a des dimensions finies si bien que pour les fortes elongations, la bobine mobile a ten-

dance à sortir du champ. De plus, le cône n'est pas toujours très rigide, il est susceptible de se déformer et d'apporter de la distorsion. Ce dernier type de distorsion ne peut être corrigé par l'asservissement, le capteur est situé au niveau de la bobine mobile et si ce type de distorsion se produit, il ne se répercutera pas obligatoirement jusqu'à la bobine mobile.

Les autres distorsions dues aux diverses non linéarités se situent au niveau de la bobine mobile. Par exemple, pour les fortes excursions, il y aura une sorte d'écrêtage, une limitation des mouvements de la bobine mobile, la bobine ralentira et la tension de sortie du capteur diminuera. Résultat immédiat, la tension de

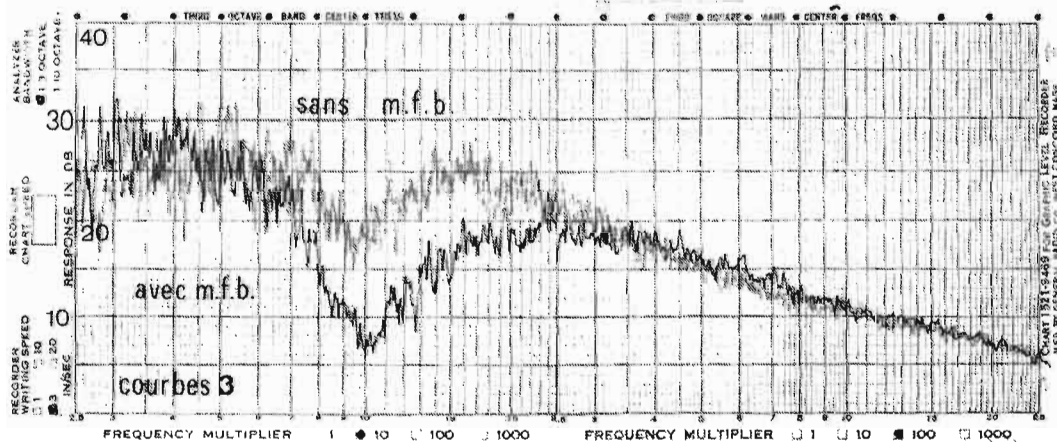
contre-réaction du MFB sera réduite et l'amplificateur débitera une tension plus importante qui tendra à rétablir les mouvements normaux. A chaque extrémité de la course du haut-parleur, l'amplificateur délivrera une tension élargie.

Pour mettre ce phénomène en chiffres, nous avons mesuré le taux de distorsion harmonique de l'amplificateur avec et sans MFB, le tout à la fréquence de 40 Hz, donc une fréquence très basse pour laquelle en principe, le taux de distorsion d'une enceinte classique est très élevé. Pour une puissance de 10 W de l'amplificateur, le taux de distorsion mesuré à la sortie de l'amplificateur était de 1 % avec

l'asservissement et de 0,08 % sans l'asservissement. Ces chiffres pourraient paraître paradoxaux si nous n'avions pas cette sorte de « prédistorion » introduite par le système d'asservissement.

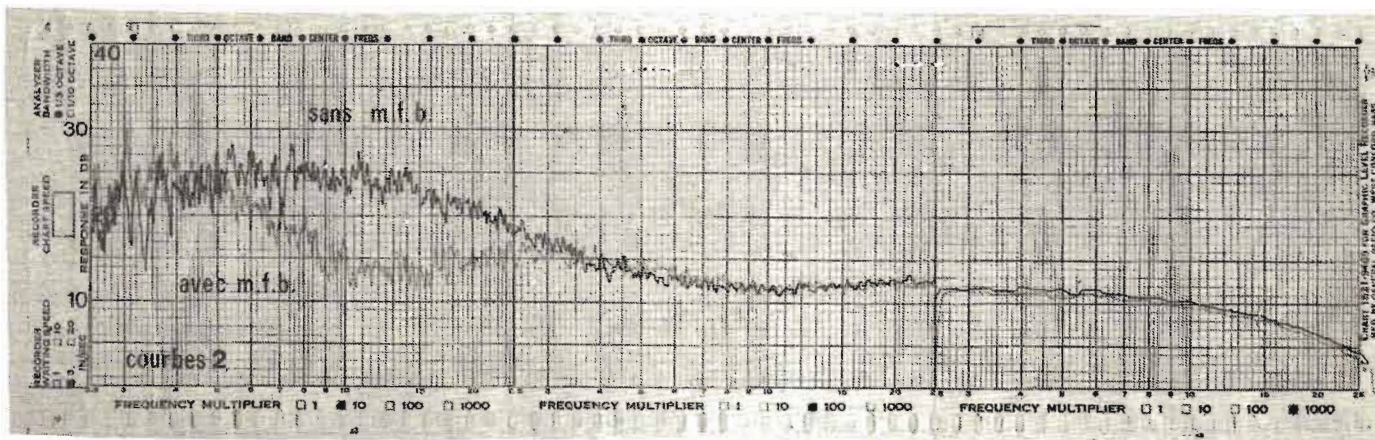
Pour confirmer cette amélioration, nous avons fait une analyse harmonique de la distorsion qui a donné les résultats suivants : sans asservissement : 3 % d'harmonique 3, 1 % d'harmonique 5.

Avec l'asservissement, l'harmonique 3 est passé à 1 %, soit une amélioration de 10 dB environ. L'harmonique 5 est passé à 0,5 %. Les harmoniques impaires rejoignent alors les harmoniques paires qui ne sont pas ou à un



Courbes 3 : Courant dans le boomer en fonction de la fréquence. L'augmentation de l'impédance à la résonance se traduit par une diminution du courant, on voit qu'une fois l'asservissement en

service, la résonance n'a pas été modifiée, l'asservissement réduit la puissance appliquée au boomer à la fréquence de résonance.



Courbes 2 : Tension de sortie de l'amplificateur de la 541 en fonction de la fréquence. Sans l'asservissement, on relève les fréquences graves à partir de 300 Hz environ, lorsque l'asser-

vissement est en service, le relèvement des graves ne s'opère qu'au dessous de la fréquence de résonance du boomer.

degré moindre influencés par l'asservissement.

Ces mesures ont été faites dans des conditions particulières, nous avons pris une fréquence très basse, pour mieux mettre en évidence l'amélioration apportée par l'asservissement. En valeur absolue, un taux de distorsion de 1 % à 40 Hz est une performance exceptionnelle que seule un asservissement ou encore un haut-parleur de haute qualité pouvait permettre d'atteindre.

COURBE DE REPONSE

Ces courbes, nous le re-précisons n'ont pas de valeur qualitative, elles sont là pour rendre compte de l'effet de l'asservissement. Elles ont été faites dans des conditions éloignées de celles d'une écoute, avec un micro placé très près de l'enceinte. Ce qui permet d'expliquer certaines irrégularités, en particulier dans le haut médium.

La courbe supérieure a été relevée sans l'asservissement ; le relèvement des basses est ici provoqué par les circuits de préaccentuation qui ont été installés par le constructeur, la courbe, de 100 Hz à 1 000 Hz est sensiblement voisine de la courbe de

réponse de l'amplificateur mesuré seul.

L'asservissement réduit les accidents de la courbe, au-dessous de 400 Hz, la chute au-dessous de la fréquence de résonance est fortement atténuée, l'asservissement a permis de gagner près de 10 dB au-dessous de la fréquence de résonance. L'enceinte asservie descend mieux en fréquence que son homologue, utilisant les mêmes transducteurs mais non asservie *. Aux très basses fréquences, il n'est pas possible d'affirmer que la réponse descend jusqu'à 25 Hz, ce qui semble être le cas sur ces courbes. La proximité de l'enceinte et du micro y est certainement pour quelque chose.

CONCLUSIONS

Asservissement ou système traditionnel ? La réponse est simple, une bonne enceinte traditionnelle vaut une enceinte asservie, à condition que ses haut-parleurs soient

* Si on voulait réaliser une enceinte sans asservissement, on n'utiliserait pas les mêmes boomer !

correctement conçus. Ceci est valable pour les enceintes d'un volume conséquent. Pour les petites enceintes, la solution de l'asservissement, tel que l'a conçu Philips, avec tout le potentiel technique que cette firme a à sa disposition, s'impose, sauf si on peut se permettre de sacrifier le rendement, ce qui s'est fait chez certains constructeurs d'Outre-Rhin ; à Berlin, cette année, plusieurs firmes offraient des enceintes dont le volume était nettement inférieur à celui de la 541 de Philips. Incontestablement, ces enceintes asservies sont d'un rapport qualité/prix convenable, si toutefois on prend la précaution d'acheter un préamplificateur sans ampli de puissance, il faut se rappeler que les amplificateurs sont compris dans les enceintes et que si vous voulez acheter un amplificateur de puissance de 2 fois 30 W, cela coûterait, si cela existait (sans préampli) au moins 1 000 F. Enlevez 1 000 F au prix de la paire d'enceintes, et vous aurez le prix de l'asservissement et des composants acoustiques. L'asservissement n'est pas si cher que cela, après tout. Philips a le mérite de l'avoir introduit en grande série sous une forme faisant appel à des techniques originales et aussi efficaces. Si maintenant vous n'appréciez pas sa présentation, considérez leur taille,

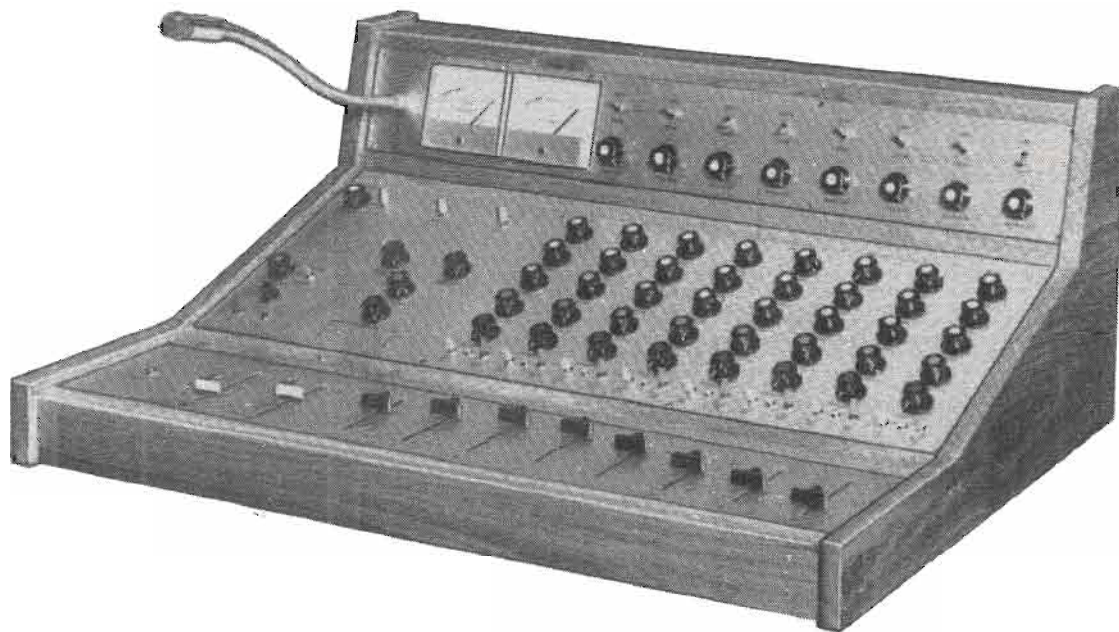
c'est un autre de leurs atouts et non des moindres.

Réduction sensible du taux de distorsion, élimination de la coloration propre due à la résonance voilà deux particularités que nous avons pu mettre facilement en évidence. L'écoute révèle une certaine brillance frisant parfois l'agressivité, cette brillance est partiellement atténuée par une grille de tissu qui lui permet de retrouver un meilleur équilibre. Pour les basses, on notera la propreté, la netteté de la réponse et une absence d'effet de tonneau. Asservissement plus préaccentuation, telle semble être la solution au problème des mini-enceintes, quand il s'agit de sortir du matériel industriel.

Etienne LEMERY

Avec la collaboration du laboratoire de Delta Magnetics pour les mesures à l'analyseur 1/3 d'octave.

Etude de la console de mixage



MAGNETIC-FRANCE «MF 6»

INTRODUCTION

QUE ce soit en prise de son, en sonorisation ou en club discothèque, une console permettant le mélange des différentes sources sonores, devient de plus en plus indispensable. On conçoit en effet qu'en prise de son, même si l'on utilise qu'un seul microphone, cas devenant de plus en plus rare, la console de mixage permet, outre le fait d'amplifier et de doser les différentes sources, de corriger le timbre et d'affecter différents trucages extérieurs grâce à ses départs auxiliaires et ses inser-

tions. De même en sonorisation comme en club discothèque, le fondu enchaîné de P.U. ou de magnétophones ainsi que les différentes annonces faites par le meneur de jeux ou le disquaire, permettent de réaliser un programme cohérent imitant les émissions radiophoniques.

La console de mixage réalisée par les établissements Magnetic-France décrite ci-dessous, bien qu'initialement prévue pour l'enregistrement (8 entrées micro/ligne), ou pour le mixage d'un magnétophone multi-pistes en stéréo (ou mono), conviendra également en sonorisation d'excellente qualité ou aux discothèques,

puisque le branchement de P.U. magnétiques pourra s'effectuer après modification d'une ou plusieurs entrées sur demande.

PRÉSENTATION

Présentée dans un coffret de bois à plans inclinés les organes de commande se trouvent étagés sur trois plaques d'aluminium sablé aux inscriptions noires. Des boutons noirs aux capuchons de couleurs différentes associés aux palettes teintées recouvrant

les canons des interrupteurs permettent un repérage aisé des différents réglages et fonctions mis à la disposition de l'utilisateur. On trouve de gauche à droite :

a) 8 entrées avec de haut en bas les réglages suivants pour chacune d'elles :

- inverseur micro/ligne
- potentiomètre de gain micro
- correction aigues
- correction médium
- correction graves
- volume envoi d'écho
- potentiomètre de panoramique
- interrupteur coupe-bas
- voyant LED de mise en fonction de la voie

- interrupteur coupe-voie
- potentiomètre de volume de voie à déplacement rectiligne.

b) 2 étages de sortie avec de haut en bas :

- deux grands vu-mètres visualisant le signal disponible en sortie de la console,
- deux inverseurs agissant sur la sensibilité desdits vu-mètres,
- réglage des volumes Monitor gauche - Monitor droit de sortie,
- volume retour écho,
- panoramique retour écho,
- deux potentiomètres de volume généraux gauche et droit à déplacement linéaire. C'est l'amplitude des signaux de ces deux généraux qui est visualisée sur les deux vu-mètres.

c) Micro d'ordres et ampli casque avec de haut en bas :

- micro d'ordres monté sur flexible,
- volume micro d'ordres,
- interrupteur micro d'ordres,
- volume casque
- inverseur permettant d'écouter au casque, soit le signal issu des sorties générales soit celui des sorties monitor,
- fusible,
- interrupteur arrêt-marche avec témoin LED de mise en route,
- prise casque par Jack stéréo aux normes américaines 6,35 mm.

Raccordement entrées et sorties sur la face arrière :

a) Pour les 8 voies d'entrées :

- micro : prises DIN 5 broches femelle verrouillables « Preh »,
- ligne : prises DIN 5 broches femelle verrouillables « Preh » dédoublées par Jack mono 6,35 mm.

b) Envoi et retour d'écho ainsi que les deux groupes de sorties : prises DIN 5 broches femelle verrouillables dédoublées par Jack mono 6,35 mm.

c) Sortie micro d'ordres :

- prise modulation par DIN 5 broches femelle verrouillables,

- prise H.P. par DIN H.P. deux broches.

d) Prise secteur encastrée.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Par voie d'entrée :

- Micro symétrique 200 Ω sensibilité ajustable de - 70 dBm (0,2 mV) à - 10 dBm (225 mV).

- Ligne asymétrique 100 k Ω sensibilité nominale - 20 dBm (77 mV) max. + 10 dBm (2,4 V).

- Corrections : Aigues : ± 12 dB à 10 kHz ± 18 dB à 20 kHz - Médium : ± 8 dB à 1 kHz - Graves : ± 12 dB à 100 Hz ± 18 dB à 40 Hz. Les relevés étant mesurés par rapport au niveau nominal à 1 kHz.

- Envoi d'écho : avant le potentiomètre de volume de voie. Niveau nominal de sortie minimum - 10 dBm/10 k Ω pour le niveau nominal à l'entrée.

- Panoramique : permet de fabriquer l'image stéréophonique de la prise de son ou du mélange sur les deux groupes de sorties. Le rapport de niveau entre la position médiane et une des positions

extrêmes, est garanti inférieur à 2 dB.

- Coupe-bas : fréquence de coupure $f_0 = 100$ Hz (- 3 dB) pente de 6 dB/octave.

Retour écho : Sensibilité - 20 dBm nominal/47 k Ω non saturable. Le retour écho bénéficie comme chaque voie d'entrée d'un réglage panoramique.

Groupes de sorties : Les deux groupes « Monitor » et « Général » permettent d'avoir deux sorties stéréo indépendantes en niveau. La tension nominale de sortie est de 0 dBm (775 mV) maximale + 18 dBm (6,5 V) sur une impédance de charge supérieure ou égale à 3 k Ω .

Visualisation des sorties générales gauche et droite par deux vu-mètres à deux sensibilités :

- soit 0 dBm à 0 VU
- soit - 10 dBm à 0 VU.

Casque : Deux amplis intégrés délivrant une puissance de 1 W chacun sur 8 Ω permettent de contrôler les modulations issues des deux groupes de sorties.

Micro d'ordres : Totale-ment indépendant il possède deux sorties :

- Une modulation niveau 0 dBm/3 k Ω
- Une pour H.P. 8 Ω grâce à un ampli intégré de 1 W.

Bande passante : 15 Hz à 22 kHz à - 0,5 dB - 5 Hz à 45 kHz à - 3 dB.

Rapport signal/bruit :

— Entrée micro $\geq - 124$ dB ramené à l'entrée. La mesure est effectuée pour la sensibilité nominale de - 70 dBm. La tension de sortie est alors de 0 dBm. On mesure ensuite le bruit en sortie l'entrée étant chargée par 200 Ω .

— Entrée ligne $\geq - 94$ dB ramené à l'entrée. La mesure est effectuée pour la sensibilité nominale de - 20 dBm. La tension de sortie est alors de 0 dB. On mesure ensuite le bruit en sortie l'entrée étant en court-circuit.

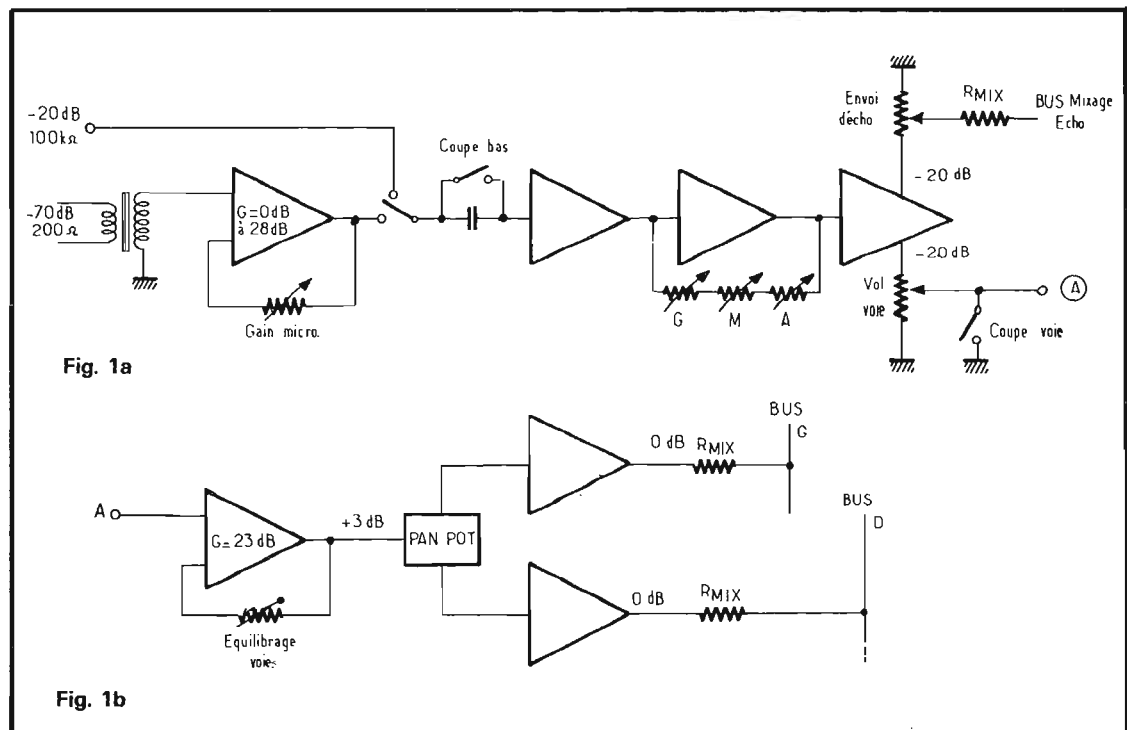
Distorsion harmonique : 0,1 % pour 0 dB en sortie - 0,18 % pour + 18 dB en sortie.

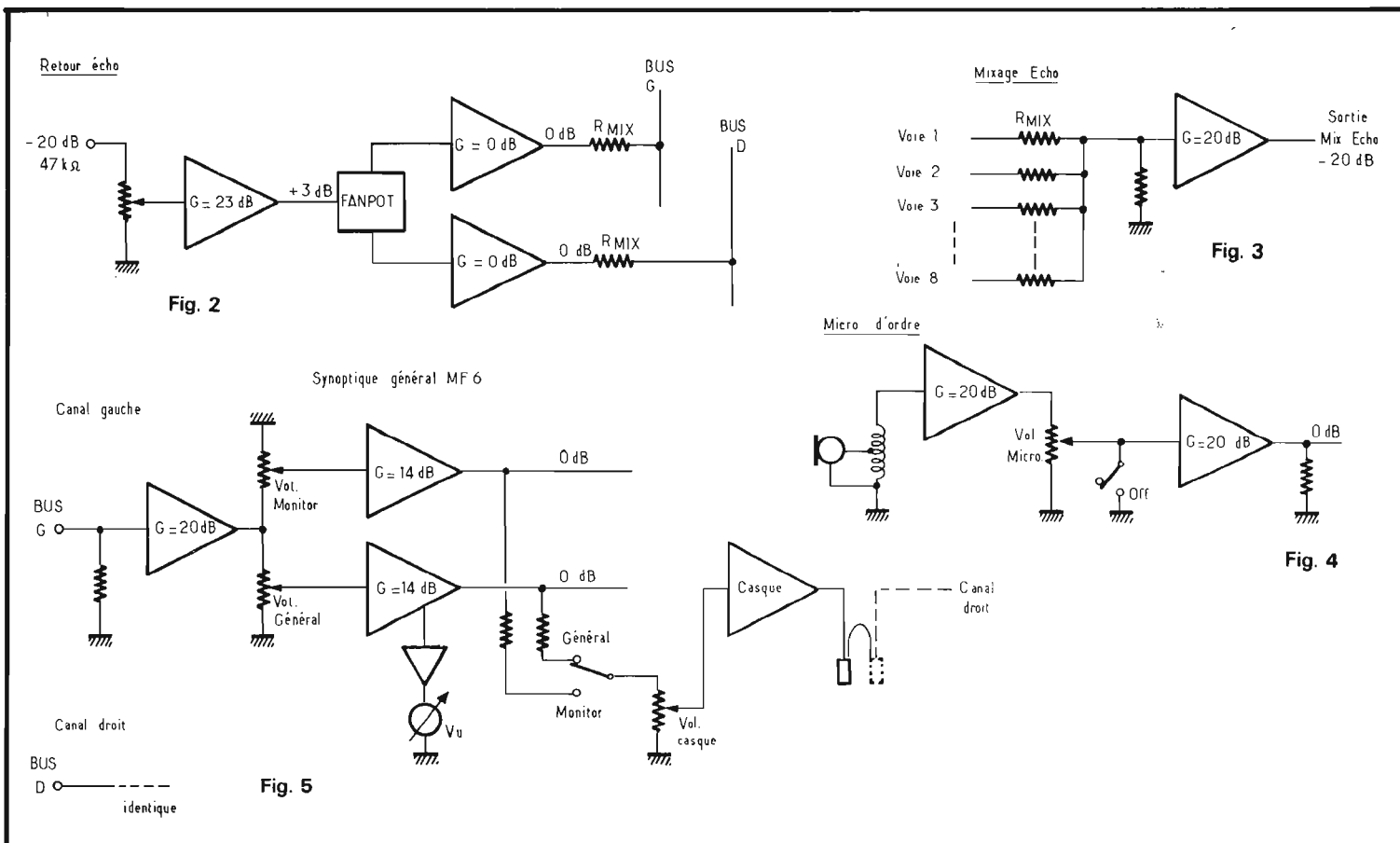
Diaphonie : - 66 dB entre voies.

ÉTUDE DU SCHÉMA

1) Voie d'entrée

La symétrie de l'entrée micro est réalisée à l'aide d'un transformateur élévateur d'impédance primaire 200 Ω et d'impédance secondaire 80 k Ω . Le gain apporté par ce transformateur est égal à la





racine carrée de l'impédance secondaire divisée par l'impédance primaire soit :

$$G = \sqrt{\frac{Z_s}{Z_p}} = \sqrt{\frac{80.000}{200}} = \sqrt{400} = 20$$

L'avantage du système, dans la mesure où le secondaire est correctement chargé, réside dans le fait que l'on obtient une amplification de 20, exempte de souffle celui-ci étant créé principalement par du bruit thermique, inexistant dans ce cas puisque la puissance dissipée en courant continu est nulle.

On pourrait penser, en extrapolant, qu'en utilisant un transfo d'un rapport plus élevé on arriverait à un rapport signal/bruit idéal, mais plusieurs limitations viennent contrecarrer cette possibilité. Tout d'abord comme le gain est directement proportionnel à la racine carrée du rapport des deux impédances, le gain maximum possible est vite atteint puisque si l'on se fixe un gain de 100, l'impédance secondaire devrait être :

$$Z_s = G^2 \cdot Z_p$$

d'où $Z_s = 100^2 \cdot 200 = 2 \text{ M}\Omega$ ce qui est déjà énorme. Le fil bobiné au secondaire pour obtenir une telle impédance représente un nombre de tours considérable donc un volume important de fils entraînant une capacité parasite élevée et un couplage plus lâche. Ces deux conséquences physiques amènent une limitation dans les fréquences aigues inadmissible puisque la fréquence de coupure se situerait aux alentours de 7000 Hz pour une capacité parasite de 10 pF. En plus des problèmes dans le transformateur vient se greffer ceux de l'étage qui vient charger celui-ci. Il faudrait que l'impédance d'entrée fasse 2 MΩ, difficile à réaliser avec des transistors même montés en super Darlington, plus pensable avec un effet de champ, mais les capacités parasites du montage ne sont plus négligeables et de plus sur une impédance aussi élevée, malgré des fils de liaison courts, les accrochages ainsi que les ronflements induits sont prévisibles. Pratiquement un gain d'une tren-

taine est la limite de sécurité à ne pas dépasser pour obtenir une bande passante correcte et ne pas risquer les inconvénients d'adaptation et d'instabilité.

Dans le cas qui nous intéresse le transformateur élévateur est chargé par un étage à deux transistors complémentaires BC 109 C BC 179 C à grand gain et faible bruit. L'impédance d'entrée devant être de 80 kΩ est réalisée par l'association de la résistance d'émetteur du BC 109 C qui, non découplée, se trouve multipliée par le gain en courant β de celui-ci et vient, du point de vue alternatif, en parallèle sur les deux résistances du pont de base. On a donc une impédance d'entrée équivalente telle que :

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}} + \frac{1}{\beta R_e}$$

Le transistor BC 109 C travaille avec un courant collecteur lui assurant un minimum de bruit de l'ordre de quelques centaines de μA. Pour cette valeur de courant le β du transistor est au minimum de 500. La résistance d'émetteur ne

descendant jamais en-dessous de 2 kΩ le β Re ne sera jamais inférieur à 2 kΩ . 500 = 1 MΩ. L'impédance d'entrée du montage sera donc de :

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}} + \frac{1}{\beta R_e} = \frac{1}{150} + \frac{1}{220} + \frac{1}{1000} = \frac{1}{0,012} \approx 82 \text{ k}\Omega$$

valeur adéquate compte tenu des tolérances des résistances (± 5%). Cet étage à deux transistors complémentaires voit son gain en alternatif réglable en modifiant le taux de contre-réaction par l'intermédiaire du potentiomètre de gain micro. Cette disposition permet en fonction du niveau délivré par le microphone de ne pas saturer l'étage et de garder un bon rapport signal/bruit, plutôt que d'avoir un grand gain constant et de pont-diviseur à l'entrée de l'étage. Le gain est progressivement variable d'une valeur unitaire lorsque le potentiomètre de gain micro est au minimum à une valeur de 25 lorsque celui-ci est tourné à fond dans le sens des aiguilles

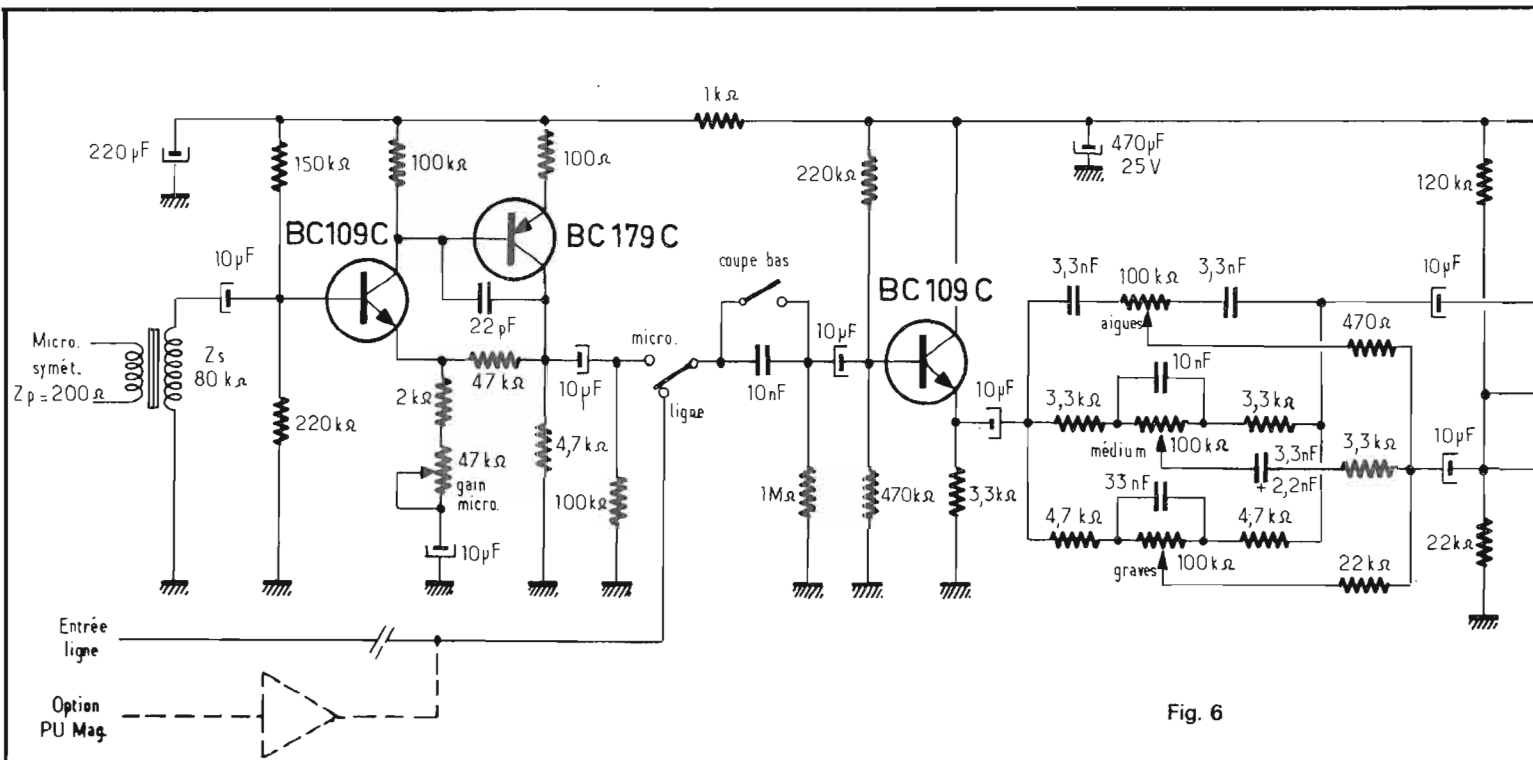


Fig. 6

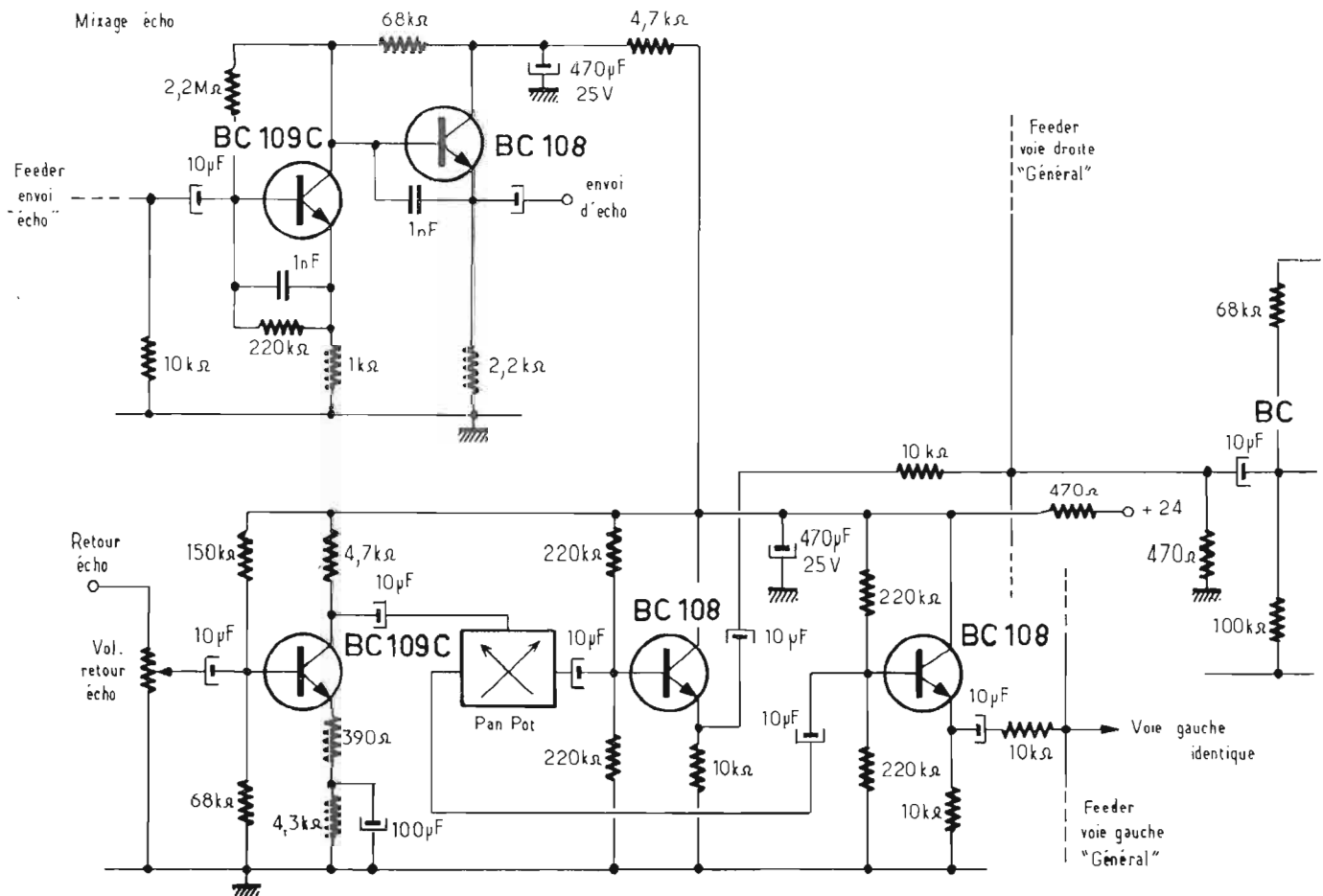
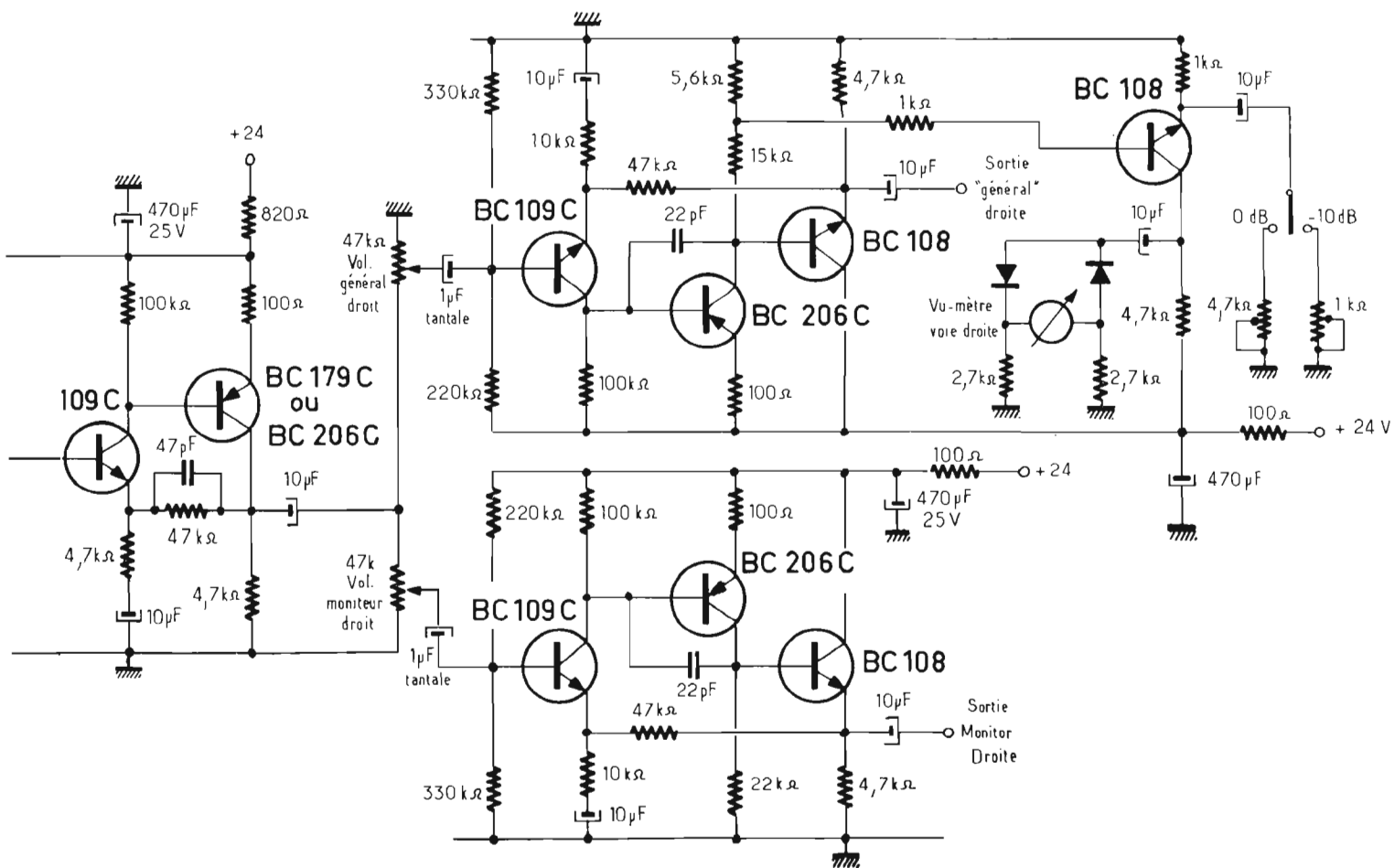
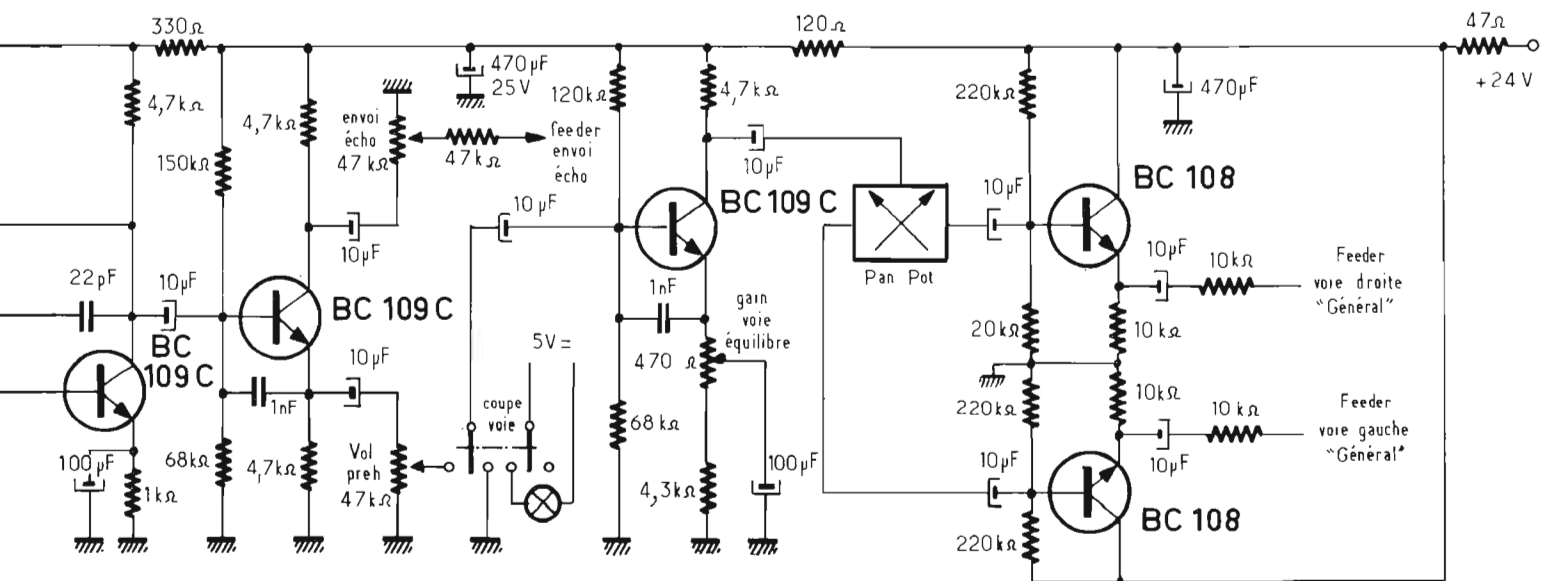


Fig. 7



d'une montre. Le condensateur de 22 pF entre base et collecteur du BC 179 C assure au montage une stabilité aux hautes fréquences. Le signal recueilli sur son collecteur à une possibilité en courant suffisante compte tenu de son impédance de sortie moyenne pour exciter l'étage suivant.

L'inverseur micro/ligne réalise cette jonction. Une résistance de 100 kΩ en fuite à la masse décharge le condensateur de sortie de 10 μF et évite le « cloc » du commutateur. Au commun de l'inverseur le niveau nominal d'entrée est de -20 dBm (entrée ligne).

Vient ensuite le « coupe-bas » en introduisant ou non en série, un condensateur de faible valeur. L'adaptateur d'impédance qui suit, réalisé grâce au BC 109 C monté en collecteur commun, permet, d'une part d'avoir une impédance d'entrée en ligne de 100 kΩ et une impédance de sortie faible pour l'attaque optimale du grave médium aigu et d'obtenir ainsi un bon relevé aux fréquences hautes. Le circuit de corrections du premier ordre à résistances capacités, travaille en contre-réaction entre base et collec-

teur d'un BC 109 C. Cette disposition assure, en association avec l'attaque en basse impédance, un relevé ou une coupe pure optimum du spectre. La configuration en « Contre-réaction » a été préférée à celle dite « en passage » pour deux raisons principales :

a) D'une part pour son gain unitaire à la fréquence charnière 1000 Hz par rapport à l'atténuation d'environ 20 dB apportée par l'autre montage où il faut par la suite amplifier le signal et l'adapter en impédance.

b) Du fait de la meilleure continuité du relevé principalement aux fréquences extrêmes.

L'inévitable petite capacité entre base et collecteur évite tout risque d'oscillation parasite.

Après cet étage vient un transistor monté en charge répartie. Le signal recueilli sur le collecteur est appliqué au point chaud du potentiomètre d'envoi d'écho. Une fraction plus ou moins grande de modulation recueillie sur son curseur est mixé à l'aide d'une résistance de 47 kΩ aux autres envois d'écho avant d'être amplifiée au niveau du général. Le signal recueilli sur

l'émetteur est appliqué au point chaud du potentiomètre de volume de voie. Le curseur de celui-ci passe par l'intermédiaire de coupe-voie avant d'attaquer l'avant-dernier étage. L'emplacement du coupe-voie à ce niveau de la chaîne d'amplification permet d'avoir un minimum de souffle lorsque la voie est « hors ». Un potentiomètre ajustable de 470 Ω placé en contre-réaction dans l'émetteur du BC 109 C formant l'avant-dernier étage, permet d'équilibrer les niveaux des différentes voies d'entrée afin d'obtenir 1 volt efficace à 1 kHz sur son collecteur pour le niveau nominal d'entrée. Suit le système panoramique attaquant lui-même deux étages collecteur-commun pour le mixage gauche et droite sur les deux groupes de sorties. Le mixage est réalisé par résistances. L'impédance d'entrée de 470 Ω des mélangeurs étant beaucoup plus petite que les résistances de mixage 10 kΩ on évite ainsi une inter-réaction des voies l'une sur l'autre. De plus on se trouve ainsi en basse impédance sur les « BUS ». Les capacités parasites par rapport à cette impédance restent négligeables et on évite ainsi

une trop forte diaphonie entre voies et une perte d'aigus.

2) Mixage écho :

Les différents envois d'échos sont, comme nous l'avons vu, mixés par résistances. Comme on perd forcément en niveau par ce mixage et afin d'avoir une possibilité en courant donc, une impédance faible en sortie vers la chambre d'écho ou du quelqu'autre trucage, un étage amplificateur et adaptateur a été utilisé. Il est réalisé grâce aux deux transistors BC 109 C BC 108 B en liaison continue. Le premier amplifie en tension alors que le second, grâce à sa configuration émettodyne, amplifie en courant. Les deux condensateurs de 1000 pF entre base et émetteur évitent toute détection intempestive.

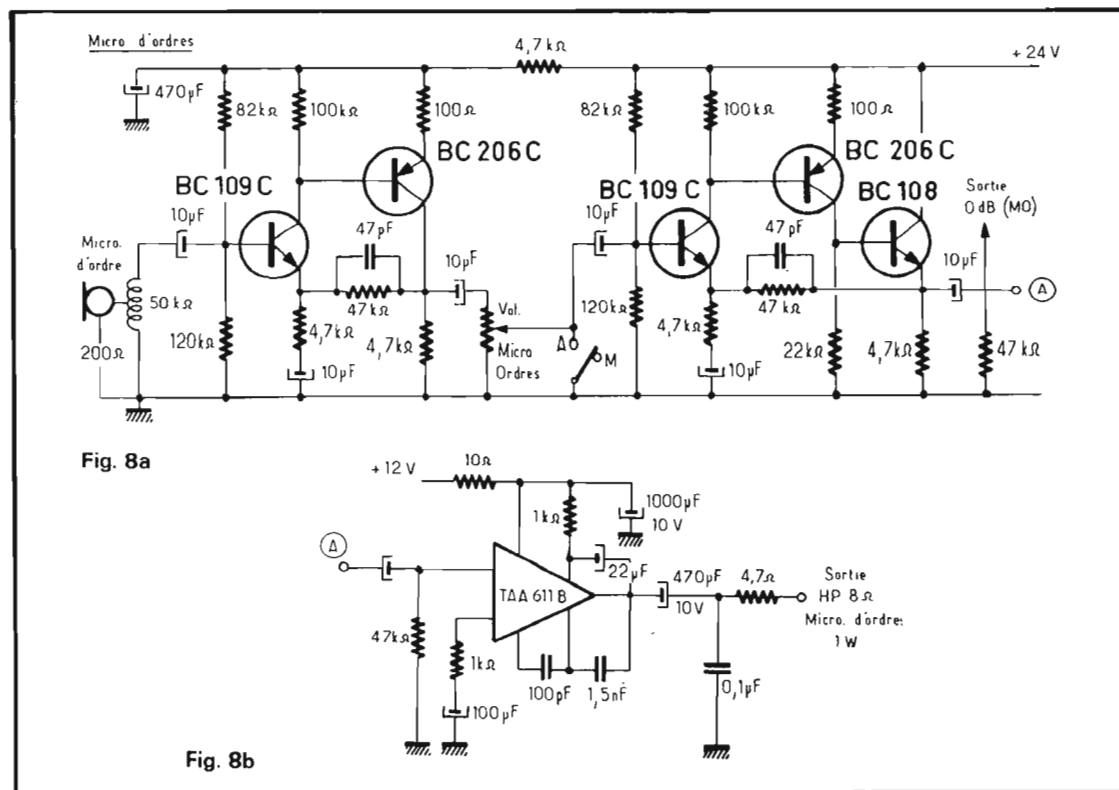
3) Retour écho :

Le retour de l'effet spécial est appliqué au point chaud du potentiomètre de volume retour écho. La sensibilité nominale étant de -20 dBm, un étage amplificateur à un transistor élève le niveau jusqu'à 1 volt efficace avant d'attaquer le système panoramique pour se trouver dans les mêmes conditions d'amplitude du signal que sur le système panoramique des voies d'entrées. De la même façon deux étages collecteur-commun sont employés en vue du mixage sur les deux groupes de sorties.

4) Groupes de sorties :

Après le mixage des voies et du retour écho par résistances une amplification est nécessaire pour amener le signal à un niveau utilisable. Pour cela deux étages se suivent en cascade séparés par les potentiomètres de volume « Général » et « Monitor ».

Le premier étage est réalisé par l'association de deux transistors complémentaires BC 109 C BC 179 C confèrent à l'ensemble un gain en tension de 10. Le collecteur du BC 179 C attaque par l'intermédiaire d'un 10 μF les points

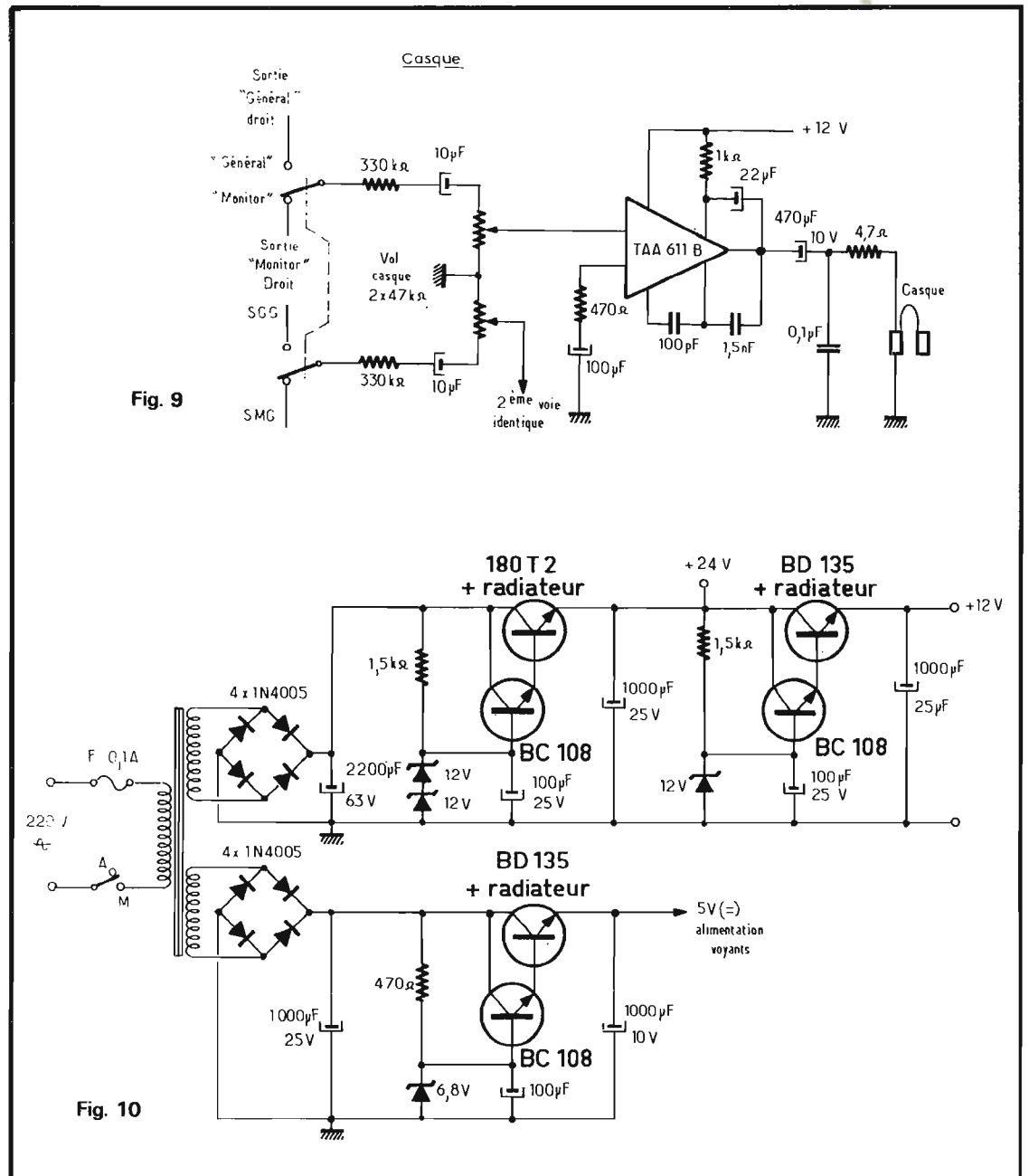


chauds des deux potentiomètres de volume « Monitor » et « Général ». Chaque curseur dirige tout ou partie du signal sur l'étage de sortie proprement dit de gain en tension égal à 5. Celui du monitor est réalisé à l'aide de trois transistors en liaison continue BC 109 C BC 206 C BC 108 B, ce dernier n'étant là qu'en « muscleur » de courant.

De même le curseur du volume général attaque un étage formé de quatre transistors, trois selon la même configuration que ci-dessus, plus un BC 108 B servant d'ampli vu-mètre. Pour ce faire, une fraction du signal disponible dans le collecteur du BC 206 C est appliquée sur la base du BC 108 B. Le vu-mètre monté au point milieu des branches d'un pont formé par deux diodes et deux résistances, charge en alternatif le collecteur du BC 108 B. Dans l'émetteur de celui-ci se trouve une résistance de 1 k Ω découplée différemment suivant la sensibilité vu-mètre choisie par l'intermédiaire d'un 10 μ F en série avec une résistance ajustable. On a ainsi un gain de l'étage plus important en position - 10 dB qu'en position 0 dB de l'inverseur.

5) Micro d'ordres :

La modulation issue du micro d'ordres est largement amplifiée grâce à trois étages distincts pour atteindre le niveau de sortie de 0 dBm. Tout d'abord, comme dans le cas des entrées micro, on a fait appel à un transformateur élévateur ou plus exactement à un autotransformateur. Mais, si son impédance primaire est également de 200 Ω son impédance secondaire n'est que de 50 k Ω . On a donc un gain un peu plus petit égal à 15. De la même façon un étage formé par deux transistors complémentaires BC 109 C, BC 206 C en liaison continue chargent convenablement le transformateur et procurent un gain de 10. Une fraction plus ou moins grande de modulation à



la sortie de cet étage est dosée par le potentiomètre de volume et peut être également annulée par l'interrupteur arrêt/marche micro d'ordres. Cette fraction de modulation est finalement amplifiée par l'association de trois transistors en liaison continue dont le gain en tension global est de 10 et dont le troisième sert en adaptation d'impédance. On a donc un gain de chaîne total égal à :

$$G \text{ transfo} \cdot G 1 \cdot G 2 = 15 \cdot 10 \cdot 10 = 1500$$

La tension de sortie nominale étant de 0 dBm soit 775 mV, la tension minimale délivrée par la pastille micro devra être de 775/1500

= 0,5 mV ce qui est largement suffisant.

Un ampli intégré TAA 611 B 12 permet une autonomie du micro d'ordres par la console, bien que sans grande prétention, si on ne veut pas sacrifier un ampli extérieur uniquement pour cet usage.

6) Ampli casque :

Afin de pouvoir contrôler auditivement les modulations au niveau des deux groupes de sorties « Monitor » ou « Général » un ampli casque stéréo utilisant deux TAA 611 B 12 a été prévu. La puissance de 1 watt par canal est délivrée sur une impédance de 8 Ω .

7) Alimentation :

Un transformateur double C à faible rayonnement délivre les deux tensions secondaires nécessaires au fonctionnement de la console.

Un enroulement de 24 volts alternatifs redressés par un pont de diodes puis filtré et stabilisé grâce à l'ensemble des deux diodes zener et des deux transistors BC 108 B, 180 T2, procure une tension de 24 volts continus pour l'alimentation des modules de mélange et des voies d'entrées. Une deuxième cellule de stabilisation en série procure les 11 volts nécessaires à l'alimentation des amplis intégrés.

FABRO-ELECTRONIQUE S.A.R.L.

a su exploiter, au mieux, le système

TRIPHONIQUE

dans ses 3 modèles

- 2060 - 3 fois 20 W efficaces
- 2090 - 3 fois 30 W efficaces
- 2150 - 3 fois 50 W efficaces

parce qu'elle fabrique, elle-même, ses préamplificateurs, ses amplificateurs et ses enceintes acoustiques. Enfin un fabricant français de matériel Hi-Fi dont le matériel n'a rien à envier aux meilleures réalisations mondiales.

VENEZ ECOUTER et COMPAREZ

Auditorium :

11, rue Jedon 45700 VILLEMANDEUR
Tél. (38) 85.53.63
30, rue Gramme PARIS 15^e
Tél. 532.87.97

Installation et service après-vente dans les régions "centre" et "parisienne", autres régions, nous consulter.

Catalogue gratuit sur demande
Vente directe par le fabricant

Rapport qualité - prix sans égal - 2 ans de garantie

Un enroulement de 12 volts alternatifs redressés puis filtrés et stabilisés fournit la tension nécessaire à l'illumination des LED.

Comme on pourra s'en rendre compte sur le schéma, de nombreuses cellules de découplage au niveau de chaque voie et de chaque étage ont été prévues afin de limiter les ronflements d'alimentation, les accrochages aux très basses fréquences (motor boating) et les couplages pouvant amener de la diaphonie. Ainsi pas moins de 42 cellules sont utilisées.

Sur l'alimentation :

— par bloc secteur extérieur
— prise pour alimentation batterie ou accus 24 volts continu.

Toutes modifications souhaitées non citées dans la liste ci-dessus peuvent être étudiées sur demande et réalisées si possible par le constructeur.

CONCLUSION

Le nombre de plus en plus important de gens possédant un magnétophone quatre pistes en ligne synchrones et réalisant, pour leur plaisir, dans leur mini studio des maquettes, recherchent une console d'un rapport qualité/prix intéressant leur permettant tout d'abord d'enregistrer, puis de mixer en stéréo sur un deuxième magnétophone. Nous pensons que la console Magnetic-France MF 6 d'une présentation professionnelle allée à de bonnes qualités techniques et d'un prix abordable, pourra satisfaire bon nombre d'amateurs ou même de professionnels du fait, de sa souplesse d'emploi digne de ses « grandes sœurs » de studio. De même en sonorisation de qualité ou en discothèque, comme cité en début d'article, cette console pourra donner entière satisfaction à son utilisateur.

OPTIONS PROPOSÉES PAR LE CONSTRUCTEUR

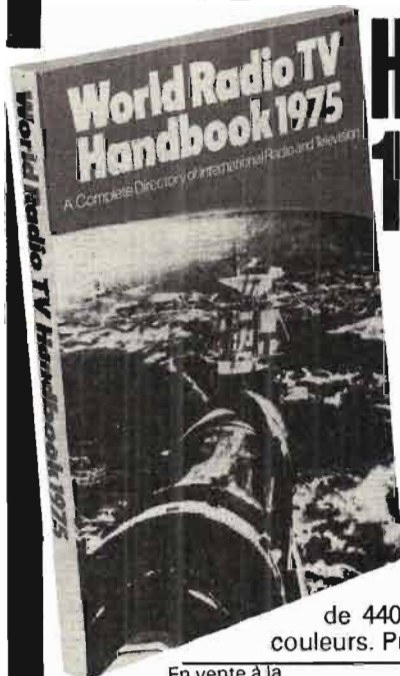
Sur les entrées :

- micro 600 Ω symétrique au lieu de 200 Ω
- ligne 600 Ω symétrique
- pré-ampli P.U. Magnétique au standard RIAA, sensibilité - 50 dBm (2 mV)/47 k Ω pour une tension de sortie de - 20 dBm (77 mV). Rapport de saturation à 1000 Hz 30 dB soit - 20 dBm max. de niveau d'entrée
- atténuateur sur entrée ligne jumelé avec le potentiomètre de gain micro
- insertion avant potentiomètre de voie : sortie nominale 100 mV/10 k Ω , retour nominal 100 mV non saturable/47 k Ω
- fréquence de coupure du coupe-bas modifiable.

Sur les sorties :

- sortie 600 Ω symétrique sur les généraux
- sortie 600 Ω symétrique sur les monitors
- volume sorties monitor à l'aide de contacteurs rotatifs professionnels 11 positions pour sorties étalonnées
- vu-mètres professionnels éclairés
- micro d'ordres LEM DO 32 B pour usage professionnel.

WORLD RADIO T.V. HANDBOOK 1975



HANDBOOK 1975

29^e édition

Un ouvrage unique au monde

Les fréquences et les heures d'émissions en langues française et étrangère de tous les émetteurs du globe.
Texte en anglais.
Un ouvrage.
Format 15 x 22,5 cm

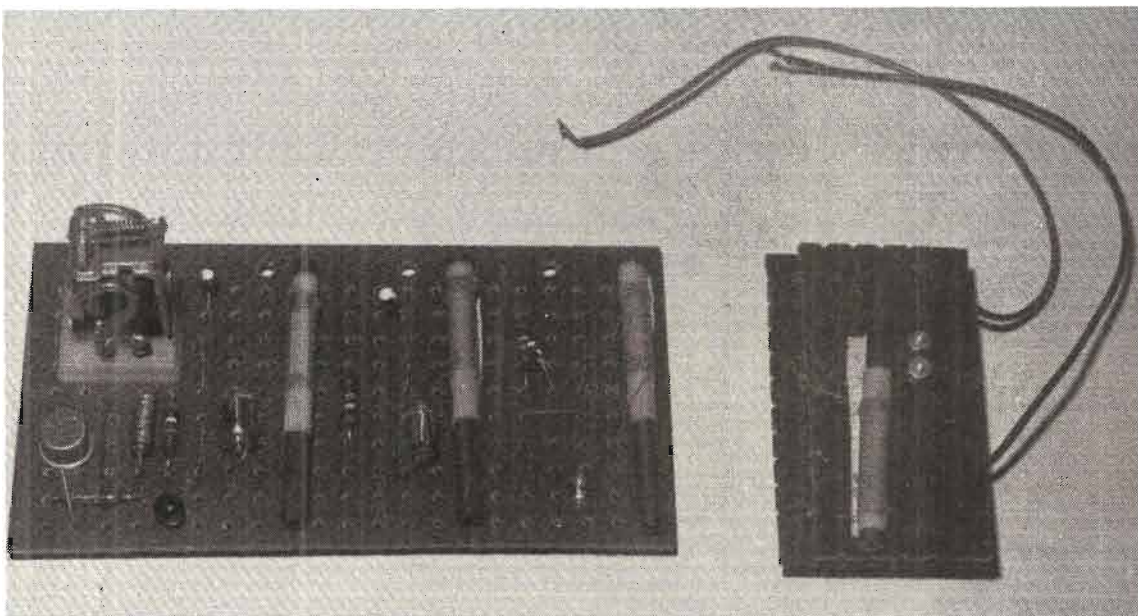
de 440 pages sous couverture couleurs. Prix 39 F.

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé.)

UNE CLEF



ELECTRONIQUE

La solution la plus élégante au problème de la serrure électronique est celle qui fait appel à l'action à distance (champ électrostatique ou électromagnétique), car dans ce cas le dispositif est parfaitement invisible de l'extérieur, puisqu'il n'y a rien qui ressemble à un « trou de serrure ». En guise de « clé », ces dispositifs comportent généralement un petit oscillateur dont la fréquence doit être égale à celle du capteur de la « serrure ». Bien entendu,

une telle serrure ne constitue aucun obstacle pour quiconque se présente avec un oscillateur à fréquence variable. Cependant, il est possible d'imaginer des serrures plus sophistiquées, offrant une plus grande sécurité. Les quelques exemples, décrits ci-dessous, montrent que l'augmentation de la sécurité n'implique nullement une complexité exagérée, et ce même quand on demande que le courant d'alimentation de la serrure soit nul au repos.

SERRURE A DEUX FREQUENCES

Pour obtenir une plus grande sécurité, on peut imaginer une serrure qui ne s'ouvre que lorsque son capteur reçoit deux fréquences, de façon simultanée ou séquentielle. Dans le schéma de base de la figure 1, on dispose, à cet effet, de deux circuits oscillants $L_1 - C_1$ et $L_2 - C_2$ accordés, par exemple, sur + 315 et sur 420 kHz. Cha-

cun de ces circuits est suivi d'une diode de redressement (D_1, D_2), d'un condensateur de filtrage (C_3, C_4) et d'un circuit de limitation, composé d'une résistance (R_1, R_2) et d'une diode (D_3, D_4), utilisée dans le sens direct. Pour L_1 et L_2 , on utilise de petites antennes de ferrite qui peuvent donc capter le champ d'un oscillateur, muni d'une antenne de ferrite semblable, et se trouvant à une distance de quelques centimètres. Si les deux circuits oscillants du capteur

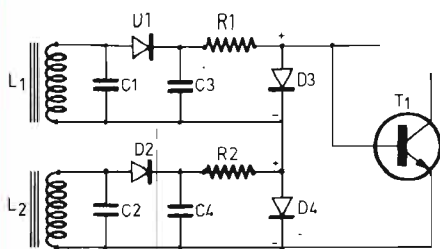


Fig. 1. - Tout en présentant une consommation nulle au repos, la serrure n'actionne que si ses deux circuits oscillants se trouvent excités par deux fréquences « clé » bien précises.

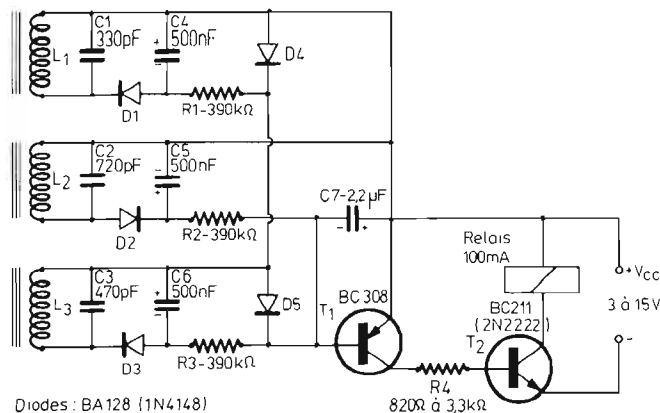


Fig. 2. - Serrure comportant un circuit auxiliaire de protection. Les valeurs entre parenthèses n'étant données qu'à titre d'exemple, on peut les remplacer par une « combinaison » tout à fait personnelle.

Diodes : BA128 (1N4148)

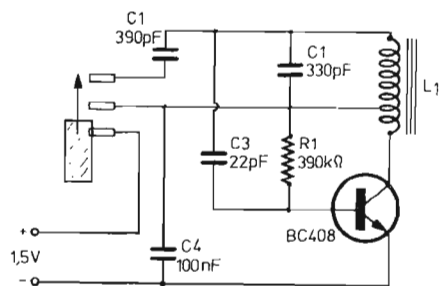


Fig. 3. - La « clé » est un oscillateur pouvant fonctionner de façon séquentielle sur deux fréquences différentes.

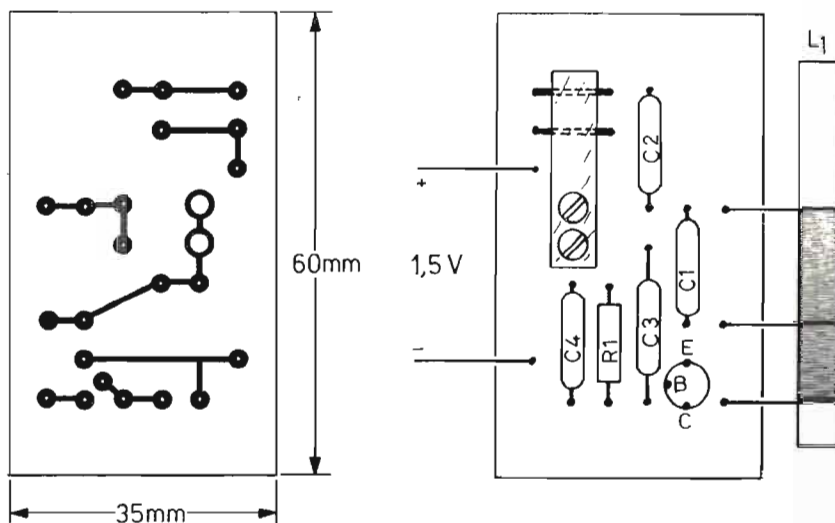


Fig. 4. - Plan de connexion et d'implantation de l'oscillateur.

de la figure 1 se trouvent excités sur leur fréquence d'accord, leurs deux diodes de redressement vont charger les condensateurs de filtrage, et on trouvera, sur chacune des diodes de limitation (D_3 , D_4) une tension égale au seuil de conduction de ces diodes, soit de 0,4 à 0,5 V. Puisque les deux circuits se trouvent connectés en série, c'est la somme des deux tensions qui se trouve appliquée entre émetteur et base du transistor T_1 . Et comme cette somme dépasse le seuil d'entrée du transistor, celui-ci pourra donc devenir conducteur.

Si une seule fréquence est présente, celle correspondant à l'accord de L_1 , C_1 , par exemple, la tension aux bornes de D_3 pourrait atteindre 0,6 V, si on dispose d'un oscillateur très puissant. Mais, pour pouvoir commander T_1 , il faudrait que cette tension puisse également vaincre le seuil de D_2 , et pour cela, il faudrait près de 1 V. L'exemple montre que T_1 ne peut effectivement devenir conducteur, que si les deux fréquences sont captées à la fois, et avec une amplitude suffisante. On réalise donc bien une fonction logique « et », mais avec des moyens plus simples qu'avec une porte « et » classique, et surtout, avec une intensité d'alimentation parfaitement nulle au repos.

Néanmoins, le schéma de la figure 1 n'est à considérer que comme principe de base, car il n'offre que peu de sécurité. Il suffit, en effet, d'exposer les deux bâtonnets d'antenne au champ créé par un multivibrateur suffisamment puissant, pour que la serrure s'ouvre. Un multivibrateur rayonne simultanément un spectre très dense d'une multitude de fréquences, et il est très facile de faire en sorte que deux de ces fréquences tombent dans la plage d'accord des deux circuits oscillants.

PROTECTION PAR CIRCUIT AUXILIAIRE

Pour se prémunir contre ces applications inattendues et malhonnêtes du multivibrateur, il suffit de disposer d'une troisième antenne, accordée, par exemple, sur une fréquence constituant la valeur moyenne des deux fréquences de travail prévues, et destinée à bloquer la serrure en cas d'attaque par multivibrateur. Puisqu'un tel générateur d'oscillations produit un spectre de fréquences très dense, l'une de ces fréquences tombera nécessairement aussi dans la plage d'accord du circuit auxiliaire, et il suffit de lui

donner priorité, pour être sûr que la serrure reste bloquée.

La figure 2 montre un schéma correspondant. Les circuits $L_1 - C_1$ et $L_3 - C_3$ sont accordés sur les fréquences « clé », et ils ont donc la même fonction que les deux circuits L-C de la figure 1. C'est seulement quant à la polarité des diodes qu'on observe une différence, due au fait qu'on utilise un PNP en T_1 . La diode D_2 , redressant la tension captée par le circuit auxiliaire L_2 , C_2 , a été polarisée de façon à attaquer la base de T_1 , via R_2 , par une tension positive.

Cette tension pourra donc bloquer T_1 , et, puisqu'aucune diode de limitation (semblable à D_4 , D_5) n'a été prévue dans le circuit auxiliaire, ce blocage aura priorité. Comme le schéma l'indique, on a avantage à disposer le circuit auxiliaire au centre de la plaquette supportant les trois antennes de ferrite. Ainsi, la protection jouera même en cas d'approche latérale de l'antenne du multivibrateur.

Pour les condensateurs de filtrage (C_4 , C_5 , C_6), on peut utiliser des valeurs suffisamment fortes pour qu'ils conservent leurs charges encore quelques instants après l'interruption des signaux. Il devient ainsi possible d'utiliser, comme « clé », non pas deux oscillateurs, mais un seul,

dont on commute très rapidement la fréquence d'une valeur à une autre. Cette disposition simplifie la réalisation de l'oscillateur, mais elle est sans influence sur la sécurité de fonctionnement.

Le relais d'ouverture de porte (fig. 2) se trouve commandé par un transistor NPN, T_2 , attaqué par le collecteur de T_1 . Aucun de ces deux transistors n'étant le siège d'un courant de collecteur au repos, la pile d'alimentation n'est sollicitée que pendant un instant très court, au moment de la commande d'ouverture. Une pile de type courant pourra donc facilement durer un an. Comme relais, on pourra utiliser tout type dont l'intensité d'excitation ne dépasse pas 100 mA, quand il se trouve alimenté par sa tension nominale. Cette dernière, égale à la tension d'alimentation (V_{CC}) du montage, pourra être comprise entre 3 et 15 V, à condition qu'on utilise une valeur adaptée pour R_4 , soit 820 Ω pour 3 à 5 V, 1,8 k Ω au-delà.

Vu sa simplicité, le circuit de la figure 2 constitue un compromis acceptable entre le prix de revient de l'inviolabilité. Bien que cette dernière ne soit pas parfaite, ainsi qu'on le verra plus loin (réfléchissez déjà, cher lecteur, vous trouverez peut-être vous-même), il semble indiqué d'aborder dès maintenant la réalisation pra-

tique de ce circuit, ainsi que de son oscillateur. Les compléments, décrits plus loin, pourront facilement y être ajoutés.

OSCILLATEUR A DEUX FREQUENCES

Le schéma de la figure 3 est celui d'un oscillateur dont la fréquence peut être modifiée par commutation de la capacité d'accord. Cette commutation peut être assurée, en même temps que celle d'alimentation, par un commutateur à touche fugitive, capable de relier plusieurs contacts ensemble. Dans le dessin, ce commutateur se trouve au repos. Si on l'avance jusqu'au contact central, l'oscillateur se trouve alimenté, et il travaille alors sur une fréquence qui est définie par L_1 et C_1 . Quand on déplace la touche encore plus loin, C_2 se trouve mis en parallèle à C_1 , et l'oscillateur travaille alors sur une fréquence plus basse. On trouvera plus loin, à propos de la réalisation de bobinages, et du choix des condensateurs d'accord quelques précisions sur les valeurs qu'on peut choisir librement, pour obtenir une « combinaison » personnelle.

Le plan d'implantation de cet oscillateur (fig. 4) montre comment on peut réaliser soi-même ce commutateur fugitif à trois positions. On utilise une petite bande de tôle élastique (lamelle de pile de 4,5 V) qu'on plie en « J » et qu'on fixe sur la platine à l'aide de deux vis de 2 mm. En-dessous de cette lamelle, on installe deux fils, à ras de la platine. En appuyant sur la lamelle, on la mettra donc d'abord en contact avec l'un des fils, puis avec les deux à la fois.

Une tension d'alimentation de 1,5 V est largement suffisante pour produire la puissance nécessaire pour commander le capteur à partir d'une distance d'au moins 5 cm. On peut, certes, obtenir

une puissance plus importante en alimentant sous 3 V ou plus, mais on risque alors de créer des perturbations radioélectriques, et surtout, une puissance plus grande ne sert à rien, car, le circuit auxiliaire étant accordé au voisinage des fréquences « clé », il risque d'être excité par ces fréquences, quand on travaille avec une puissance trop forte.

Pour éviter tout amortissement du bobinage, le circuit imprimé ne devra pas comporter de grandes surfaces de cuivre au voisinage de ce bobinage. De même, on cherchera à éviter toute pièce métallique lors de la réalisation du boîtier. Quant à la pile, on aura également avantage à la choisir assez petite. Une pile « bou-

ton » convient d'ailleurs parfaitement, car l'intensité d'alimentation de l'oscillateur est inférieure à 1 mA.

REALISATION DU MODULE « SERRURE »

La figure 5 montre le plan d'implantation correspondant au schéma de la figure 2. Ici encore, il est important de ne pas laisser des surfaces de cuivre inutiles en-dessous des bobinages et dans leur voisinage. Si on veut éviter le traitement chimique que cela implique pour le « copper-clap », on peut utiliser une plaque isolante simplement per-

forée, et fixer les composants en repliant simplement leurs fils sur la face arrière de la platine.

La distance entre les bobinages doit être au moins de 30 mm, pour éviter toute interaction gênante. Une distance nettement plus grande n'est pas avantageuse non plus, car le bobinage de l'oscillateur ne pourra alors agir que s'il se trouve près de celui du circuit auxiliaire, dont le noyau de ferrite risque alors d'introduire un désaccord. Les bobinages peuvent être fixés sur la platine soit avec une colle non dissoluble dans l'eau, soit avec un ruban adhésif double face, épais et souple, tel qu'on l'utilise pour la fixation de revêtement de sol.

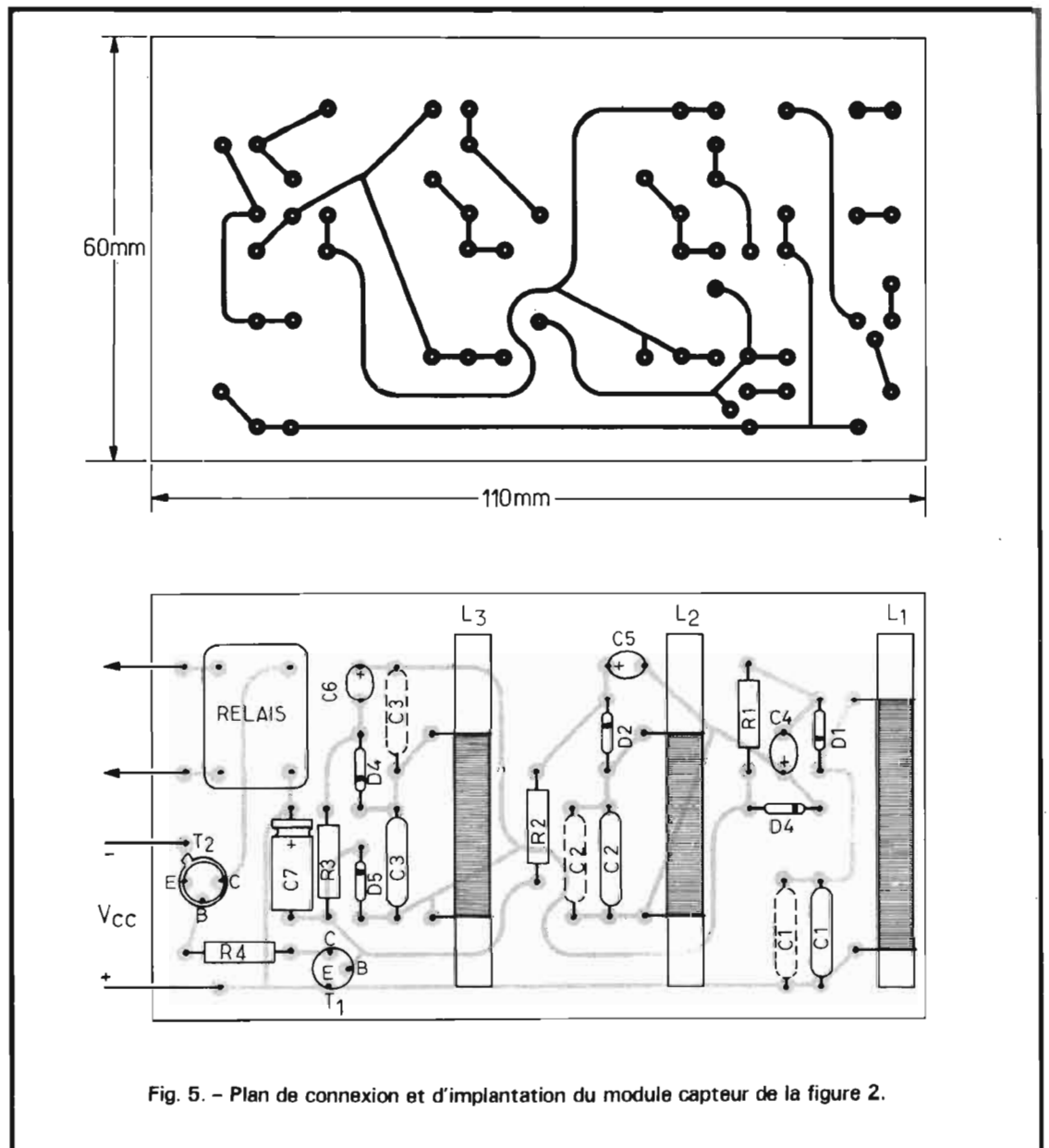


Fig. 5. - Plan de connexion et d'implantation du module capteur de la figure 2.

Puisque l'espacement des bobinages doit être de 30 mm, on a, sur la platine, assez de place pour pouvoir prévoir un emplacement supplémentaire pour chacun des trois condensateurs d'accord. On peut ainsi, en utilisant deux condensateurs en parallèle, aboutir à des valeurs qu'on ne trouve pas couramment dans le commerce.

Le capteur de la figure 5 peut être fixé directement derrière la porte qu'on désire commander par la clé électronique, à condition, bien entendu, que cette porte soit en bois ou en matière isolante. Les dimensions assez grandes du relais peuvent alors poser un problème d'encombrement qu'on peut résoudre soit en montant ce relais à part, soit en surélevant les bobines à l'aide de supports isolants.

CONFECTION DES BOBINAGES

Tous les bobinages sont à réaliser sur des bâtonnets de ferrite creux d'une longueur de 50 mm et d'un diamètre de 4,1 mm, le matériau étant du « Ferroxcube 3 B ». Comme support d'enroulement, on se sert d'un morceau de papier calque de 30 x 30 mm environ, qu'on enroule autour du bâtonnet et qu'on colle sur lui-même, de façon que le bâtonnet puisse glisser dans le tube ainsi confectionné avec un léger frottement.

Dans le cas de la figure 2, les trois bobines n'ont qu'un seul enroulement. Le nombre de spires doit être le même pour ces trois bobinages, et il peut être soit de 40, soit de 100, soit de 250. C'est à l'utilisateur de choisir l'un de ces nombres et qui fera partie, avec les valeurs des condensateurs dont il sera question plus loin, de la « combinaison-clé ». Le nombre qu'on aura ainsi choisi devra être aussi celui de spires de l'enroulement principal (aux bornes de C_1) de l'oscillateur de la

figure 3. En revanche, l'enroulement auxiliaire (aboutissant au collecteur du transistor oscillateur) aura un nombre de spires égal à 1/10 de celui qu'on aura choisi pour l'enroulement principal.

Exemple : Si on a retenu le nombre 100, on doit, dans le capteur (fig. 2) utiliser 100 spires pour L_1 , L_2 et L_3 . Le bobinage oscillateur sera composé d'un enroulement principal de 100 spires et d'un enroulement auxiliaire de 10 spires.

La figure relative à un bobinage de 40 ou de 100 spires, montre qu'on doit réaliser ces bobinages en appliquant une seule couche de spires jointives (juxtaposées). Pour que cela soit possible, il faut, évidemment, utiliser un fil suffisamment fin (fil de cuivre émaillé, verni, ou couvert de guipage textile, diamètre 0,08 mm à 0,2 mm). Si c'est un bobinage de 250 spires qu'on veut réaliser de cette façon, un fil très fin est nécessaire. A défaut, on peut bobiner en plusieurs « paquets » de couches à spires jointives, comme cela est illustré par la figure 6.

Pour bobiner commodément, on peut se servir d'une chignole (perceuse à main) qu'on maintient dans un étau. On serre l'extrémité du bâtonnet de ferrite dans le mandrin de la chignole, après avoir

entouré cette extrémité d'un morceau de ruban adhésif textile (chatterton). Autrement, la pression trop ponctuelle du mandrin risque de briser le bâtonnet. Après avoir glissé le support (papier claqué) sur le bâtonnet, on fixe l'extrémité du fil à bobiner sur le mandrin de la chignole, à l'aide d'un morceau de ruban adhésif. Puis on bobine, en guidant le fil à la main, et en comptant les spires, ou les tours de manivelle, si on connaît le rapport de démultiplication de la chignole. Quand un enroulement est terminé, on maintient le fil tendu, et on fixe les deux extrémités de l'enroulement à l'aide d'une goutte de colle ou de cire (échauffée au fer à souder), avant de couper le fil.

CHOIX DES CONDENSATEURS D'ACCORD

Les « fréquences-clé » sont déterminées d'une part par le bobinage, d'autre part par la valeur des condensateurs C_1 et C_2 de l'oscillateur (fig. 3). Lors du choix de ces valeurs, on doit respecter certaines limites, qu'on peut exprimer par les règles suivantes :

1. - C_1 doit être comprise entre 120 pF et 800 pF.

2. - C_2 doit être supérieure à la moitié de C_1 .

3. - La somme $C_1 + C_2$ doit être inférieure à 1 200 pF.

Exemple : On choisit $C_1 = 330$ pF. Il résulte de ce choix que C_2 doit être comprise entre $330/2 = 175$ et $1200 - 330 = 870$ pF. Puisqu'on est, là encore, absolument libre de choisir cet élément de « combinaison » entre les valeurs indiquées, on pourra, par exemple, prendre $C_2 = 390$ pF.

Après avoir ainsi choisi les capacités d'accord de l'oscillateur, on doit déterminer celles du capteur (fig. 2). Comme il doit y avoir identité d'accord pour les fréquences « clé », on doit prendre C_1 du capteur égale à C_1 de l'oscillateur, soit 330 pF dans le cas de l'exemple. De plus, C_3 du capteur doit être égale à $C_1 + C_2$ de l'oscillateur, soit 720 pF. Comme cette valeur ne se trouve pas couramment dans le commerce, on peut, bien entendu, procéder par la mise en parallèle de deux condensateurs (330 + 390 pF), la place correspondante étant prévue dans le plan d'implantation de la figure 5. Il reste maintenant à déterminer C_2 du capteur. Cette capacité doit accorder L_2 sur une fréquence intermédiaire entre les deux fréquences « clé ». La valeur de C_2 (du capteur) devra donc être égale à la moyenne de C_1 et de C_3 . Comme les valeurs correspondantes étaient de 330 et 720 pF dans le cas de l'exemple, on devrait donc prendre $C_2 = (C_1 + C_3)/2 = (330 + 720)/2 = 1050/2 = 525$ pF. Toutefois, la moyenne (arithmétique) ainsi calculée ne convient pas tout à fait au problème posé, et c'est plutôt la moyenne géométrique qu'il faudrait prendre, $C_1^2 + C_3^2/2 = 396$ pF. Mais la différence n'est pas très importante, puisque le circuit auxiliaire $L_2 C_2$ est destiné à détecter un signal dont le spectre de fréquences est étendu. On pourra donc, si on ne sait pas effectuer le calcul de la moyenne géométrique, utili-

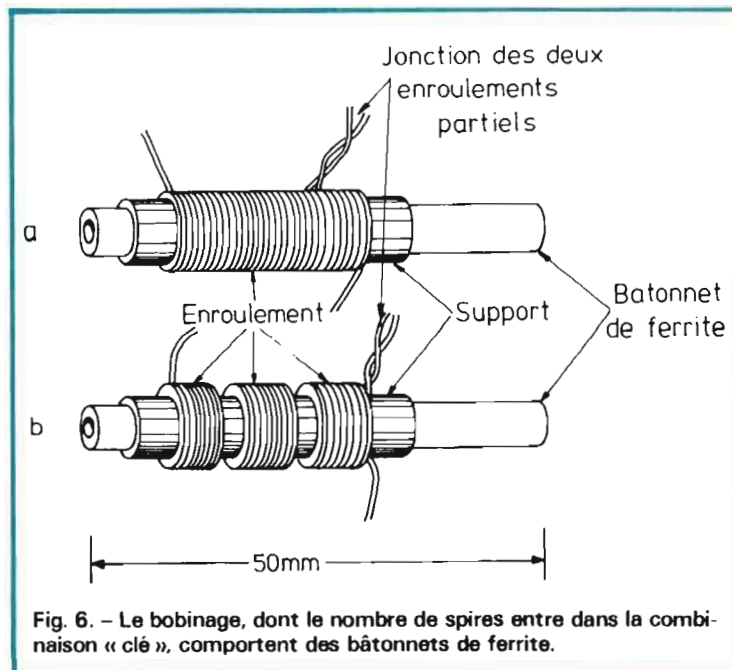


Fig. 6. - Le bobinage, dont le nombre de spires entre dans la combinaison « clé », comportent des bâtonnets de ferrite.

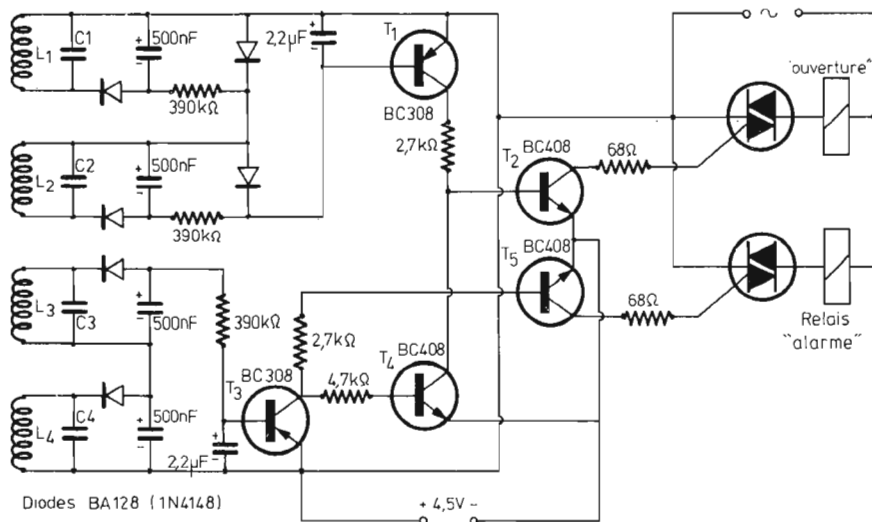


Fig. 7. - Serrure déclenchant un signal d'alarme en cas de tentative de violation électronique.

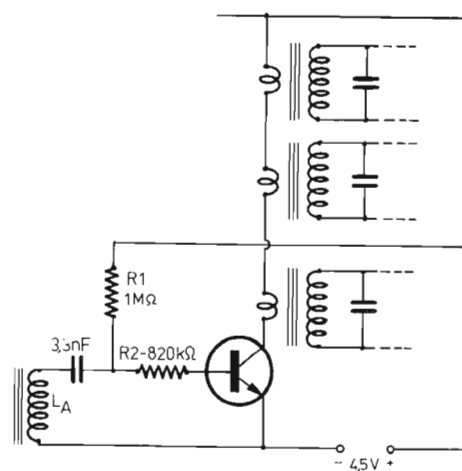


Fig. 8. - Un bobinage capteur apériodique peut, par l'intermédiaire d'un étage tampon, exciter simultanément plusieurs circuits accordés.

ser la moyenne arithmétique, et l'arrondir à la valeur normalisée immédiatement inférieure, soit 470 pF dans le cas de l'exemple.

MISE AU POINT

Le plus souvent, aucune mise au point ne sera nécessaire, notamment lorsqu'on utilise des capacités d'accord égales ou plus fortes que celles de l'exemple précédent (les capacités réparties et accessoires du montage restent alors faibles devant celles d'accord) et quand on aura réalisé tous les bobinages de façon bien identique. Mais comme cela ne sera pas toujours le cas, certains de nos lecteurs auront peut-être besoin des indications qui suivent.

Avant de commencer la mise au point, on aura soin de positionner les noyaux de ferrite des bobinages comme cela est indiqué dans la figure 6, c'est-à-dire de façon légèrement excentrique. Sur le module capteur, on court-circuite provisoirement L_2 , et on connecte un contrôleur universel (gamme 10 ou 30 V) ou, de préférence, un voltmètre électronique, aux bornes de C_4 . Il est inutile d'alimenter le module capteur. Par contre, il faut mettre en service le

module oscillateur, et ce de façon que seule la capacité d'accord C_1 soit mise en circuit. On approche l'oscillateur du capteur (bobines orientées parallèlement), jusqu'à ce que le voltmètre accuse une légère déviation. Ensuite, on déplace le bâtonnet de ferrite de L_1 (du capteur) à l'intérieur de son bobinage, dans le sens qui donne une déviation plus forte du voltmètre. Puis, on éloigne l'oscillateur du capteur pour retrouver la déviation de départ, et on agit de nouveau sur le bâtonnet de ferrite qu'on accorde maintenant à déviation maximale du voltmètre, l'oscillateur se trouvant à plus de 5 cm du capteur. Si ce maximum ne peut être obtenu que lorsque le bâtonnet de ferrite se trouve exactement au centre du bobinage, l'accord risque de ne pas être exact, et il convient de reprendre la mise au point après avoir donné, au bâtonnet de la bobine d'oscillateur, une position un peu plus excentrique, par rapport au bobinage.

Lorsque l'accord de L_1 a été correctement obtenu, on connecte le voltmètre aux bornes de C_6 , et on procède comme précédemment, après avoir commuté l'oscillateur de façon que ces deux capacités d'accord soient mises en services simultanément. Ce n'est

qu'ensuite qu'on lève le court-circuit aux bornes de C_2 . Si on veut s'assurer du bon fonctionnement de ce circuit auxiliaire, on peut connecter le voltmètre aux bornes de C_5 . Il ne déviara que très faiblement lors de la mise en service de l'oscillateur, même si on approche celui-ci à 2 ou 3 cm seulement. Eventuellement, on peut ajuster le bâtonnet de L_2 de façon à obtenir, pour les deux fréquences d'oscillation (commutateur de l'oscillateur), une déviation à peu près identique.

Après cette mise au point, on peut alimenter le module capteur, et vérifier le fonctionnement correct de T_1 , T_2 en connectant une résistance de 100 kΩ environ entre la base de T_1 et le positif de l'alimentation. Le relais doit alors répondre, tout comme il le fera, dès lors, quand on manœuvre assez rapidement le commutateur de l'oscillateur, celui-ci se trouvant à une distance de 5 cm environ du capteur.

COMMANDE D'UN TRIAC

Puisque le montage de la figure 2 délivre une intensité de commande de 100 mA à son relais, on dispose d'une

intensité largement suffisante pour commander un triac à la place de ce relais. Un schéma correspondant est donné, dans la figure 7, simultanément avec une variante permettant de compléter la serrure par un dispositif « alarme cambriolage ».

Ce sont les circuits $L_1 - C_1$ et L_2 qui sont accordés sur les deux fréquences « clé », et ils commandent T_1 , suivant le principe exposé à propos de la figure 1. Ce transistor attaque T_2 dont le collecteur commande le triac qui permet de faire fonctionner un relais d'ouverture (gâchette électrique) relativement puissant.

Pour la protection, on a prévu deux circuits auxiliaires, $L_3 - C_3$ et $L_4 - C_4$. Si quelqu'un tente d'utiliser un multivibrateur ou oscillateur à large bande en guise de « passe », au moins l'un de ces deux circuits sera excité. Comme aucun ne comporte de diode de limitation, il y aura priorité sur une éventuelle présence simultanée des fréquences « clé », si bien que T_3 , T_4 et T_5 deviennent conducteurs avant T_1 . Par T_4 , on bloque alors T_2 , ce qui empêche le fonctionnement du relais d'ouverture. Simultanément, T_5 commande un autre triac qui actionne un quelconque dispositif d'alarme (sirène, éclairage, etc.).

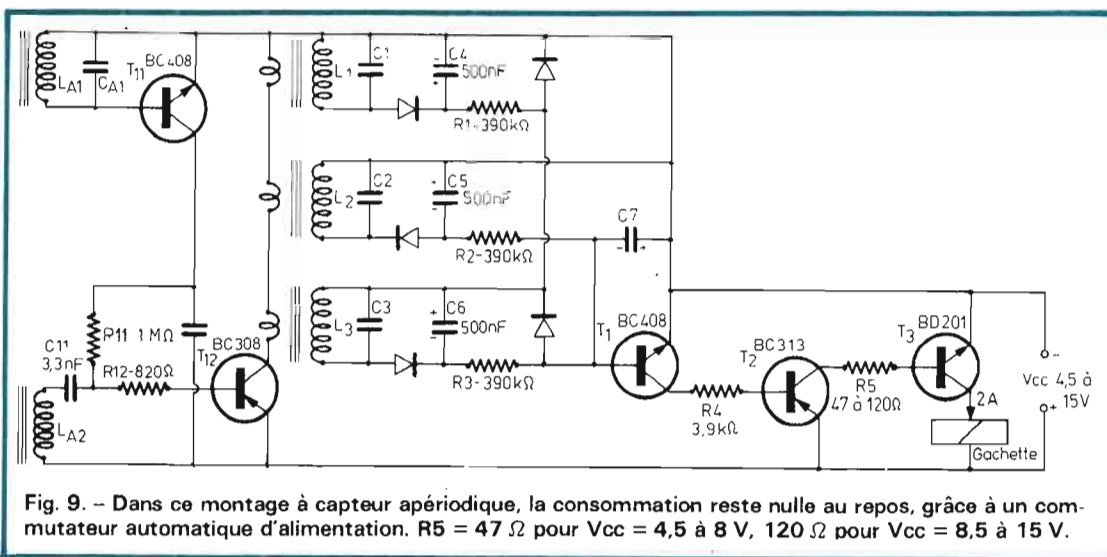


Fig. 9. — Dans ce montage à capteur apériodique, la consommation reste nulle au repos, grâce à un commutateur automatique d'alimentation. R5 = 47 Ω pour Vcc = 4,5 à 8 V, 120 Ω pour Vcc = 8,5 à 15 V.

Quand on dispose, comme dans le montage de la figure 7, de deux circuits auxiliaires, on peut accorder l'un d'eux, comme précédemment, sur la valeur moyenne des fréquences « clé ». L'autre devra être accordé sur une fréquence inférieure à la plus basse de ces deux dernières, car, dans le spectre d'un multivibrateur, les fréquences basses ont toujours une amplitude plus grande que les fréquences élevées.

Bien entendu, rien n'empêche l'adjonction d'un troisième circuit auxiliaire, travaillant à une fréquence plus élevée que tous les autres circuits. De même, il est, en principe, possible d'augmenter le nombre des fréquences « clé », mais l'oscillateur ne pourra plus alors être aussi simple que celui de la figure 3, et une vérification précise de la présence simultanée des trois fréquences ne peut plus, comme dans le cas des capteurs décrits, se faire par la simple mise en série des tensions redressées et limitées.

ENCORE PLUS DE SÉCURITÉ

Au fait, avez-vous trouvé comment on peut percer le secret des fréquences « clé » d'un montage comme celui de la figure 2 ou de la figure 7, sans y avoir accès direct ? Rassurez-vous, ce n'est pas à

la portée de n'importe qui. Il faut d'abord un appareil de mesure, un « grid-dip » assez sensible et très précis. Un tel appareil permet de mettre en évidence l'effet d'absorption d'énergie qu'un circuit oscillant exerce sur un oscillateur. Avec un tel grid-dip, il est parfaitement possible de mesurer la fréquence de résonance d'un circuit oscillant à travers une porte en bois. Mais comme, en l'occurrence, on a affaire à trois circuits qui agissent plus ou moins simultanément sur le mesureur, celui-ci ne donne pas des indications tout à fait exactes, et un calcul de correction peut être nécessaire.

Bref, si on posait ce problème au CAP du cambrioleur-électronicien, il n'y en aurait pas beaucoup qui l'auraient.

La détermination au grid-dip des fréquences « clé » devient encore plus difficile, si, à la place du capteur de la figure 2, on utilise un montage comme celui de la figure 7, où le nombre des circuits est supérieur à 3. Et comme ce grid-dip répond aussi sur des circuits qui ne sont reliés à rien, on peut parfaitement compliquer l'affaire par quelques circuits L-C, accordés sur des fréquences quelconques, et qu'on dispose à côté du capteur.

La figure 8 indique le principe d'une solution plus élégante, consistant dans l'utilisation d'un transistor « tam-

pon », inséré entre un bobinage apériodique (non accordé) d'antenne, L_A, et les circuits accordés du capteur. Pour L_A, on utilise un bâtonnet nombre de spires égal à 1/5 du nombre qu'on s'est fixé précédemment pour les bobinages de l'oscillateur et du capteur. Ce nombre pouvant être, comme cela avait été indiqué plus haut, de 40, de 100 ou de 250 spires, L_A comportera donc, respectivement, 8, 20 ou 50 spires. Pour coupler la sortie (collecteur) de l'étage tampon aux bobinages du capteur, on enroule, sur chacun des bobinages, encore autant de spires que sur L_A, et ce de la façon indiquée dans la figure 6. Il est donc très facile de transformer, en conséquence, le plan d'implantation de la figure 5.

SECURITE ET CONSOMMATION NULLE AU REPOS

L'étage tampon de la figure 8 consomme une intensité d'alimentation de l'ordre du milliampère. Cela est sans importance dans le cas d'une alimentation sur réseau, mais, si on se sert de piles, il faudrait les changer plusieurs fois par an. Et cela représente une dépense d'énergie parfaitement inutile, car il est possible de se servir de la clé en ferrite non seulement pour ouvrir la porte, mais aussi pour com-

muter, au préalable, l'alimentation de la serrure.

Un exemple de réalisation est donné dans la figure 9 où on retrouve, au centre, le circuit de la figure 2, à une inversion de polarité près. Cette inversion a été jugée utile du fait qu'on a fait précéder le relais d'un transistor supplémentaire, T₃, capable de fournir une intensité pouvant atteindre 2 A à la gâchette électrique.

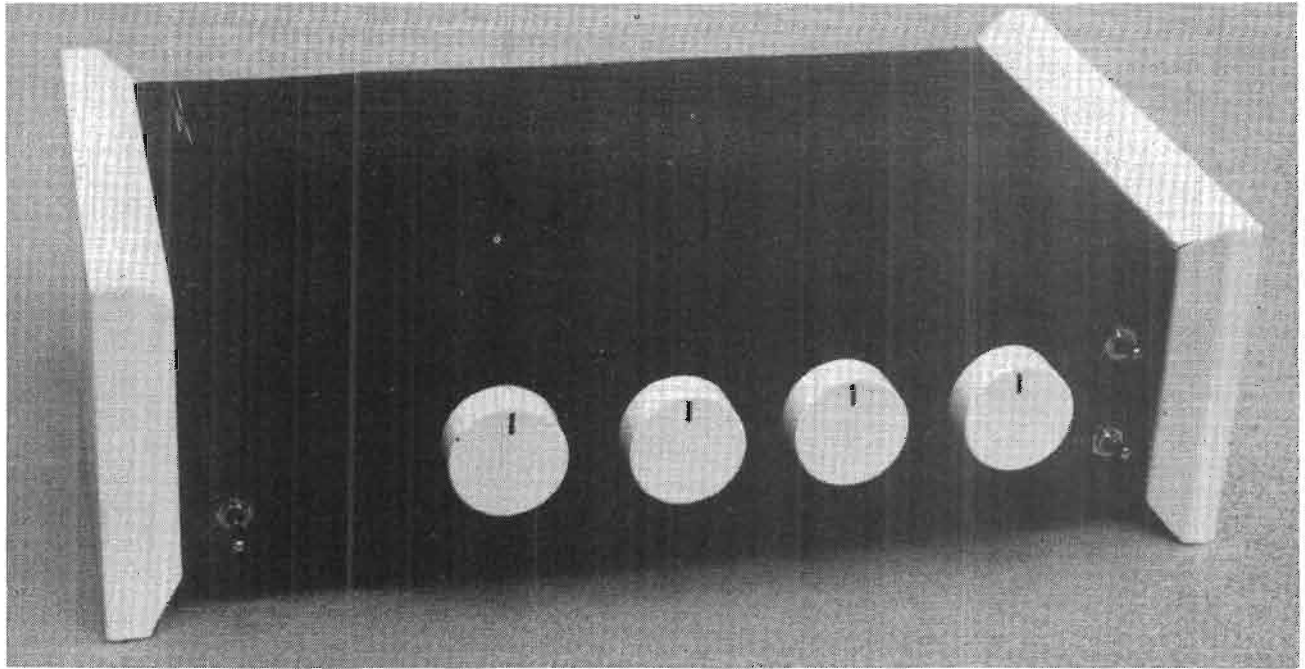
A l'entrée du montage, on trouve deux transistors, T₁₁ et T₁₂, précédés chacun d'un bobinage d'antenne, L_{A1} (accordé par C_{A1}) et L_{A2} (apériodique). C'est L_{A2} qui commande, par l'intermédiaire de la façon mentionnée à propos de la figure 8. Or, une telle commande n'est possible que si T₁₂ se trouve polarisé, et cela implique que T₁₁ soit conducteur à son tour.

Cela ne peut être le cas au repos, puisque T₁₁ ne reçoit alors aucune tension de base. Mais si L_{A1} se trouve excité par l'oscillateur, T₁₁ pourra conduire pendant les crêtes de la tension fournie, d'où charge de C₁₂, et polarisation de T₁₂ par T₁₁. Puisque la résistance de charge de T₁₁ (R₁₁) est très élevée, le circuit de commutation d'alimentation répond déjà à un courant de base très faible dans T₁₁. De ce fait, il n'est pas nécessaire d'accorder L_{A1} exactement sur l'une des fréquences de l'oscillateur, et on peut parfaitement admettre une différence de plus de 10 % entre les deux fréquences d'accord. Ainsi, la mesure, au grid-dip, de la fréquence de résonance de L_{A1} - C_{A1} ne donnera pas une valeur permettant de déterminer l'une des fréquences « clé ».

La serrure ainsi élaborée assure donc une très grande sécurité, tout en présentant une consommation nulle au repos. Bien entendu, on peut encore la compléter par un dispositif d'alarme, tel qu'il avait été mentionné à propos de la figure 7.

H. SCHREIBER

AMPLIFICATEURS



À MODULES HYBRIDES ILP

LES modules hybrides anglais ILP ont fait leur apparition en France il y a quelques mois. Ils sont importés par Sefar et disponibles chez la plupart des revendeurs de pièces détachées. Ces modules sont présentés avec une feuille donnant quelques indications concernant les raccordements. La formule la plus simple pour vous présenter ce matériel eut été de vous en faire un descriptif vous donnant uniquement ce qui est indiqué sur les imprimés d'accompagnement des modules. Nous avons voulu en faire un peu plus et avons donc réalisé un amplificateur stéréophonique destiné à une petite chaîne. Nous avons acquis ainsi une certaine expérience au sujet de ces modules, que, pour vous rassurer tout de suite, nous n'avons pas réussi à mettre en panne malgré un certain nombre d'erreurs dont une de sens de branchement et dont nous rejetterons la responsabilité sur le constructeur !

L'amplificateur a été réalisé ; il a une puissance de sortie de $2 \times 15 \text{ W}$ sur 8Ω , en régime sinusoïdal, il possède une entrée pour phono-captteur magnétique, c'est la moindre des choses, une entrée tuner, et une prise entrée/sortie DIN autorisant le monitoring. Il est très petit et a été précieusement habillé de tissu de jersey synthétique sur mousse plastique, nous vous donnerons au cours de cet exposé différents trucs qui vous permettront de mener à bien la réalisation ; nous vous donnons ici des idées de bases, idées que vous pourrez reprendre à votre compte ou adapter en fonction de vos besoins, ce qui, finalement est plus intéressant.

LES MODULES

Un amplificateur tel que nous l'avons conçu se compose de cinq modules : deux

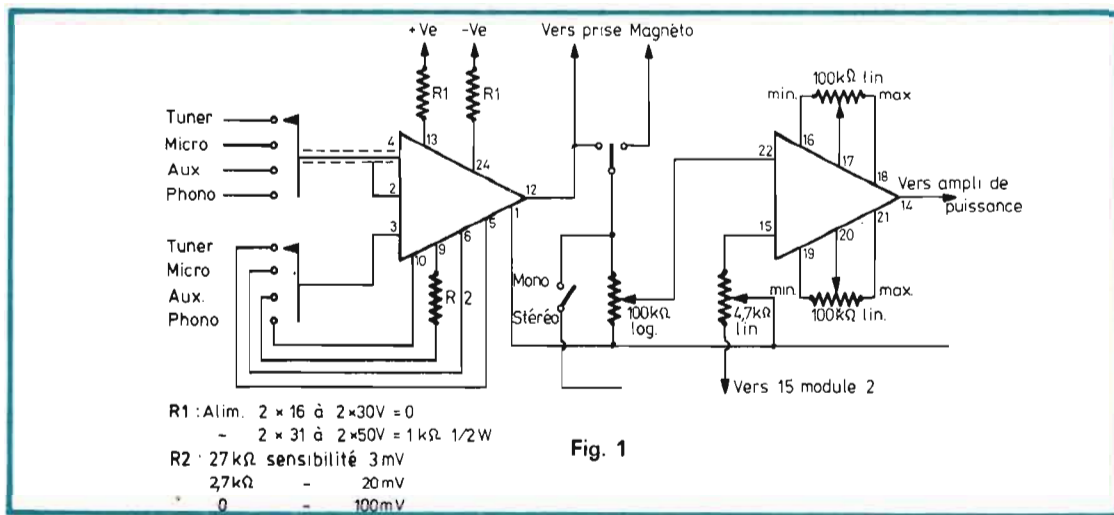
préamplificateurs, deux amplificateurs de puissance, et un d'alimentation. Les préamplificateurs portent la référence HY 5, les amplis HY 50 et l'alimentation PSU 50.

Chaque préamplificateur comporte tous les éléments pour composer les étages d'entrée d'un préamplificateur monophonique. La section préamplificateur à faible bruit, ou préamplificateur d'entrée peut avoir sa sensibilité adaptée pour tous les types de signaux, à haut ou bas niveau ; une entrée micro avec une sensibilité de 10 mV sur $47\,000 \Omega$; une entrée pour phono-captteur magnétique, entrée corrigée RIAA ayant une sensibilité de 3 mV ; une entrée tuner d'une sensibilité de 100 mV et une entrée auxiliaire, bonne à tout faire, ayant une sensibilité de 3 mV à 100 mV suivant la valeur d'un élément additionnel. On voit donc la somme de possibilités offertes par ce circuit d'entrée. Sa sensibilité et sa courbe de réponse sont modifiées par la

boucle de contre-réaction qui doit être changée pour chaque entrée, ce qui a l'inconvénient d'obliger, en stéréophonie d'employer un commutateur rotatif ou à touches possédant un nombre élevé de contacts. Dans notre réalisation, nous avons opté pour une autre formule simplifiant le câblage.

La seconde partie du module préamplificateur comporte un correcteur de timbre du type baxandall, à deux potentiomètres : un pour le réglage des graves, l'autre pour celui des aigus. Aucun condensateur de liaison n'est nécessaire pour relier les modules entre eux, il n'y a que des potentiomètres et des résistances à brancher.

L'HY 5 se présente sous forme d'un petit bloc de résine noire muni à sa partie inférieure de broches alignées au pas de $2,54 \text{ mm}$ permettant de brancher les prises et les éléments externes. Les modules bénéficient d'une garantie d'un an, ce qui est appréciable, garantie qui se perd dans le cas



où les modules auront été soudés. Deux connecteurs sont donc vendus avec chaque module.

Les amplificateurs de puissance disposent de leur propre radiateur qui suffit à assurer la dissipation des calories, ces radiateurs sont dimensionnés en fonction des 25 W de sortie, il n'y a pas besoin d'ajouter de radiateur auxiliaire, ce qui est le cas pour d'autres modules d'origine japonaise. Une seule précaution à prendre : permettre à l'air de circuler librement le long des ailettes de refroidissement, c'est-à-dire de les placer verticalement. Ces modules de puissance ne peuvent évidemment comprendre de condensateur de liaison, pour d'évidentes raisons d'encombrement ; ils doivent donc être alimentés par une alimentation à point milieu, tandis que la liaison aux enceintes sera directe, ou plus précisément se fera par un fusible assurant une ultime sécurité, pour le module et pour l'enceinte. Les modules de puissance disposent chacun de cinq bornes : deux pour l'entrée, deux pour l'alimentation et une pour la sortie. Ces bornes sont destinées à être soudées à des fils ou sur un circuit imprimé ; dans ce dernier cas, il est indispensable de bien repérer les bornes car une fois le circuit en place, il devient impossible de savoir quelle est la couleur des bagues de repérage des bornes ! ce qui risque de provoquer quelques déboires...

Nous vous donnons ici un plan de disposition des bornes que nous aurions aimé trouver (il existe pour le HY 5) sur la notice. Ces deux modules de puissance ont leur électronique enrobée de résine noire, ils se nomment HY 50.

L'alimentation est le dernier bloc fonctionnel, elle s'appelle PSU 50 et délivre une tension de 2 x 25 V en charge, aucune indication de puissance ; le constructeur suggère qu'elle peut être utilisée en mono et en stéréo, nous avons été quelque peu surpris par la petite taille du transfo, mais quand nous avons fait les

mesures, nous nous sommes rendus compte que ce module devait servir pour un seul bloc de puissance. Si vous avez besoin d'un amplificateur monophonique d'une vingtaine de watts, cette alimentation convient parfaitement, si 2 x 15 W en stéréo vous satisfont, elle va également. Par contre, si vous espérez tirer deux fois 25 W, il vaudra mieux faire appel à une autre alimentation, ce qui en tout cas évitera bien des échauffements à votre PSU 50.

Ce bloc d'alimentation est simple : un transformateur avec écran entre primaire et

secondaire, quatre diodes et deux condensateurs. Le primaire peut être branché en 210 ou en 240 V, ne voulant pas le surcharger outre mesure, nous avons choisi le 240 V.

REALISATION

Nous n'entrerons pas dans les détails constitutionnels des circuits hybrides, les schémas sont soigneusement dissimulés par le constructeur et comme les indications qu'il fournit sont suffisantes pour mener à bien la réalisation, nous en resterons là.

La figure 3 représente le diagramme de branchement que nous avons choisi pour le préamplificateur. Nous n'avons représenté qu'une voie ; les commutations sont beaucoup plus simples que dans le cas de la figure 1. Pour réaliser le préamplificateur à quatre entrées, il faut disposer d'un commutateur à quatre positions et quatre circuits : deux circuits pour la sélection de la prise, deux autres pour celle du réseau de contre-réaction. En plus, il faut placer un

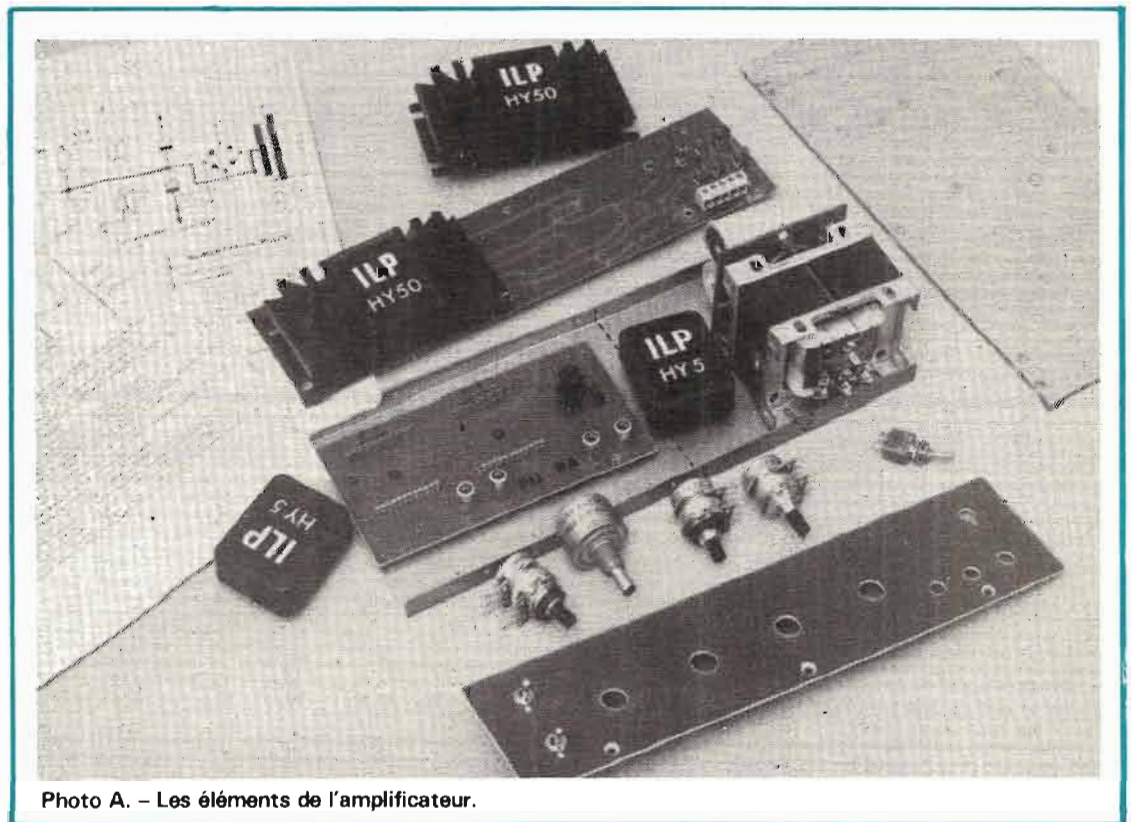


Photo A. - Les éléments de l'amplificateur.

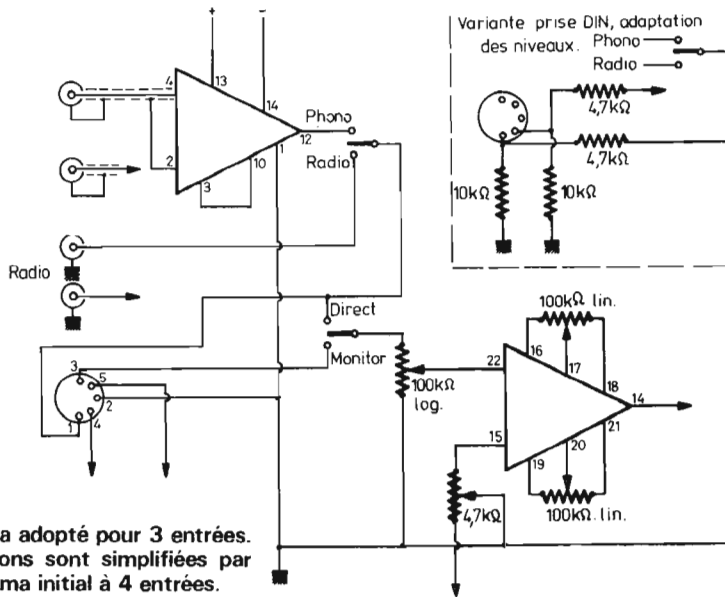


Fig. 2. - Schéma adopté pour 3 entrées. Les commutations sont simplifiées par rapport au schéma initial à 4 entrées.

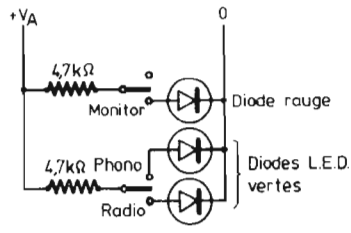


Fig. 3. - Diodes indicatrices de fonction.

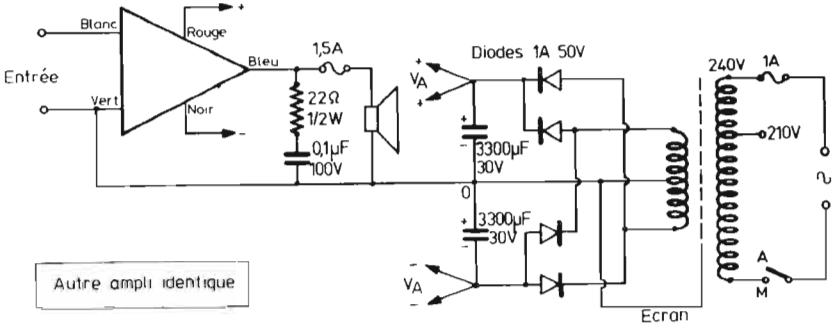


Fig. 4. - Amplification de puissance et alimentation.

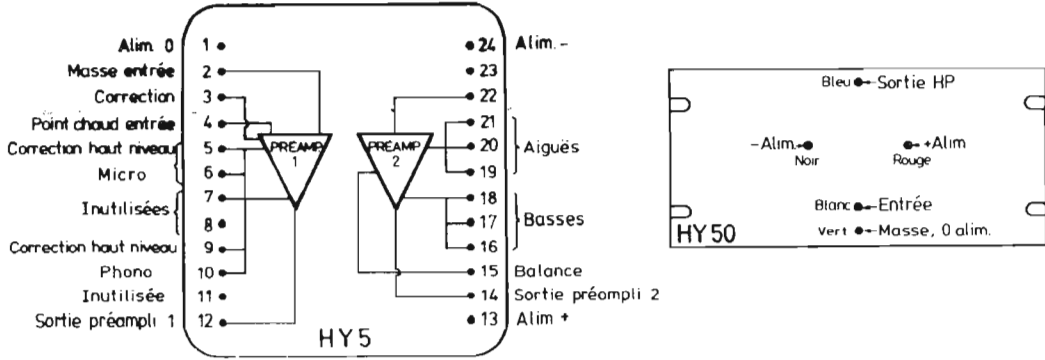


Fig. 5. - Les deux modules vus de dessous.

inverseur de monitoring. Notre version utilise simplement deux inverseurs doubles, le premier pour sélectionner l'entrée radio ou tuner, le second pour le magnétophone ou l'entrée auxiliaire, ce dernier interrupteur a un rôle prioritaire sur le premier qui devient inopérant en position monitoring, sauf évidemment pour choisir la source qui sera enregistrée sur le magnétophone. Nous avons compliqué volontairement le système en ajoutant (fig. 3) des diodes électro-luminescentes verte et rouge ; verte pour indiquer la source en service, tourne-disque ou tuner, rouge pour dire que le signal du magnétophone passe dans les enceintes. Pour les amplificateurs de puissance, nous avons repris dans son intégralité la proposition du constructeur, y compris son alimentation.

La construction de cet ensemble est hybride, c'est-à-dire qu'elle associe les circuits imprimés, qui servent parfois de châssis et le câblage traditionnel, les longueurs des trajets ont été réduites au minimum ; le câblage est facile et une réalisation de ce type devrait poser moins de problèmes que celle d'un appareil traditionnel.

ORGANISATION GENERALE

Nous avons voulu réaliser un ampli-préampli compact. Son volume est de 2,4 dm³, il est difficile de faire plus petit, tout en conservant évidemment un appareil qui soit manœuvrable. Les prises d'entrée sont des éléments placés généralement sur la face arrière, c'est une formule évidente mais qui prend de la surface. En Hi-Fi, c'est cette formule qui est le plus souvent pratiquée, quelques constructeurs ont tenté de faire mieux en les rendant plus accessibles, ils ont vite renoncé devant la complexité de la tôlerie et seuls, quelques appareils très

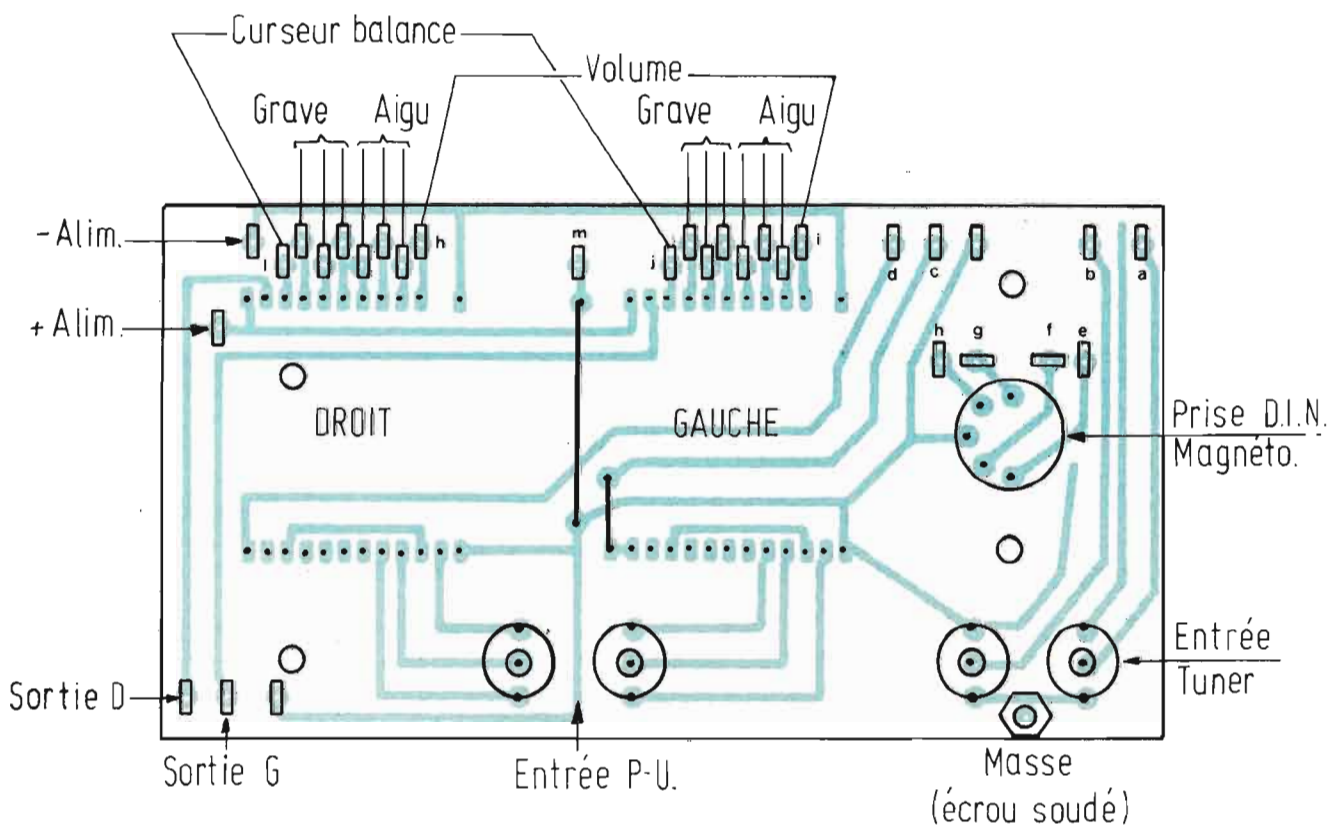
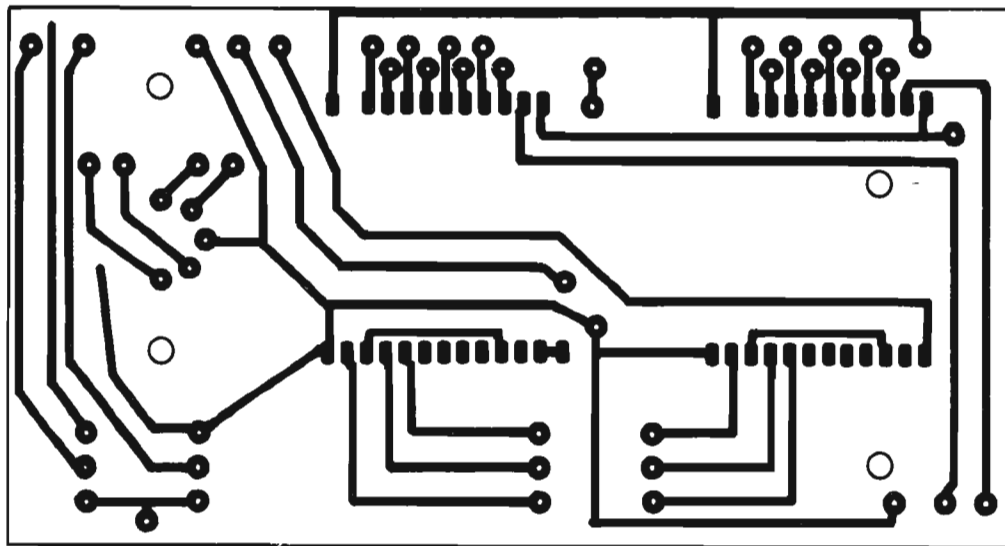


Fig. 6. - Circuit imprimé des modules et implantation des éléments.

chers ont adopté cette formule. Nous l'avons introduite ici en installant les prises d'entrées directement sur le circuit imprimé des deux modules préamplificateurs. Les modules de puissance sont placés sur la face arrière, il ne restait plus guère de place, juste pour les fusibles et un bornier miniature profes-

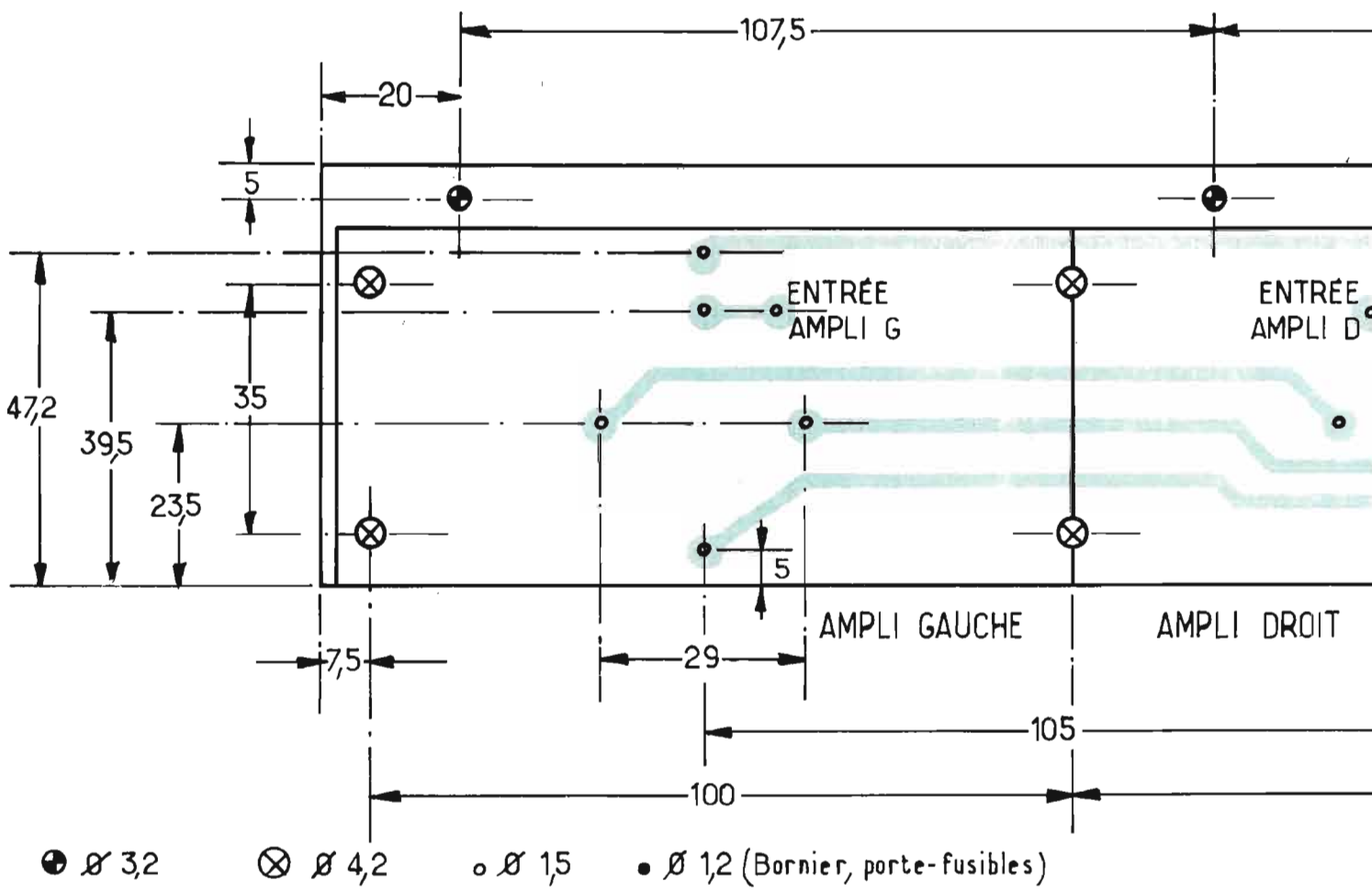
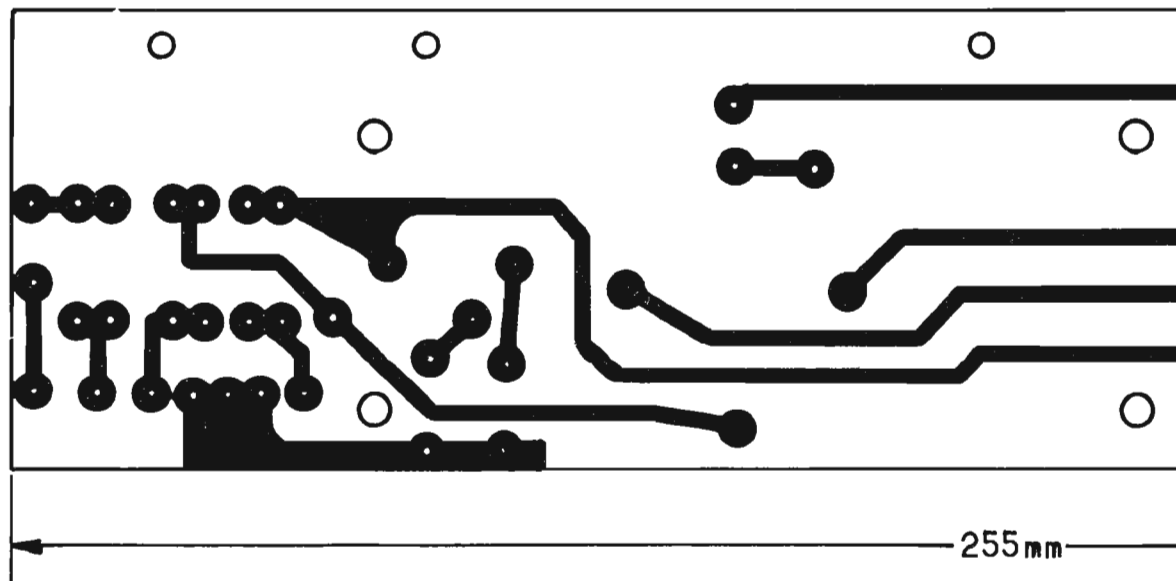
sionnel permettant de raccorder les enceintes.

Le transformateur d'alimentation et le circuit imprimé ne sont pas installés sur un châssis inférieur mais pendent littéralement de sa partie supérieure. Cette disposition élimine le besoin d'un panneau de fermeture ce qui permet d'accéder facilement à

toutes les parties de l'amplificateur.

Attention, si vous devez confier cet appareil à une personne autre que vous, il sera tout de même bon de prévoir une protection, ne serait-ce que pour éviter un éventuel court-circuit, en réalité peu probable, lors d'un branchement par exemple.

Le circuit imprimé principal de l'amplificateur est celui de la figure 6, il reçoit les prises d'entrée et les modules; les sorties seront munies de préférence, mais ce n'est pas obligatoire, de cosses qui permettront des opérations de câblage avec le circuit imprimé en place. Lors de sa réalisation, on prendra soin à l'isole-



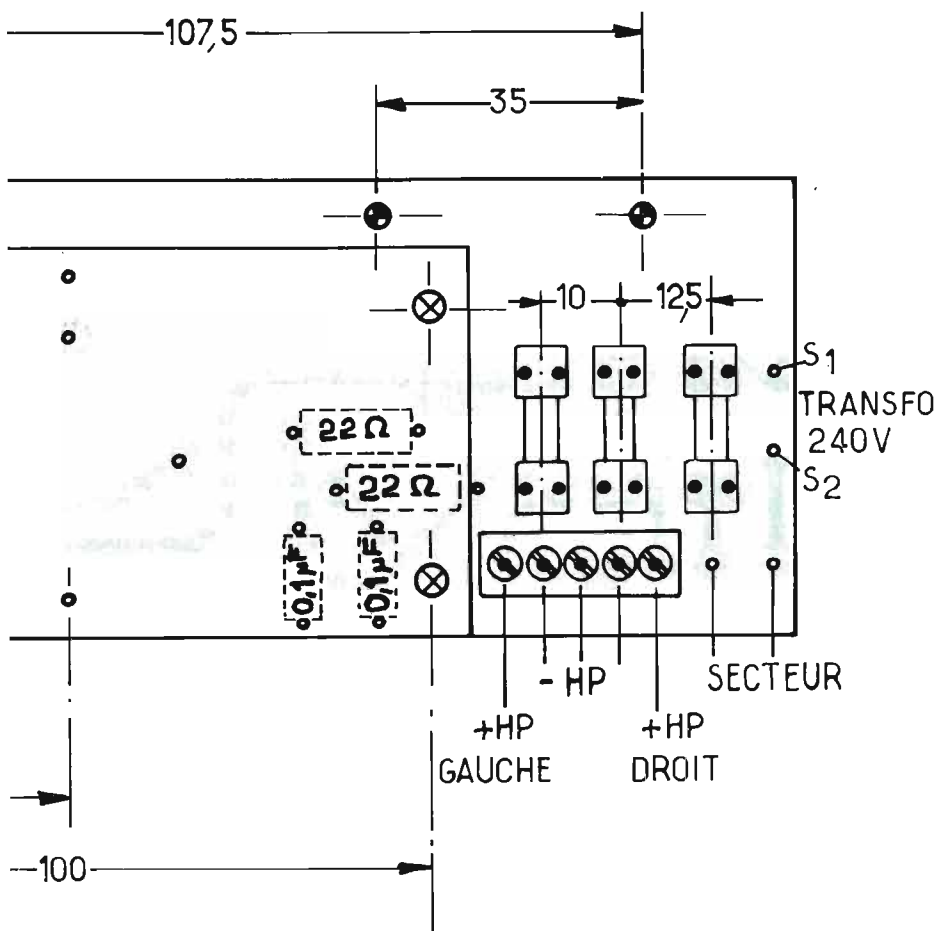
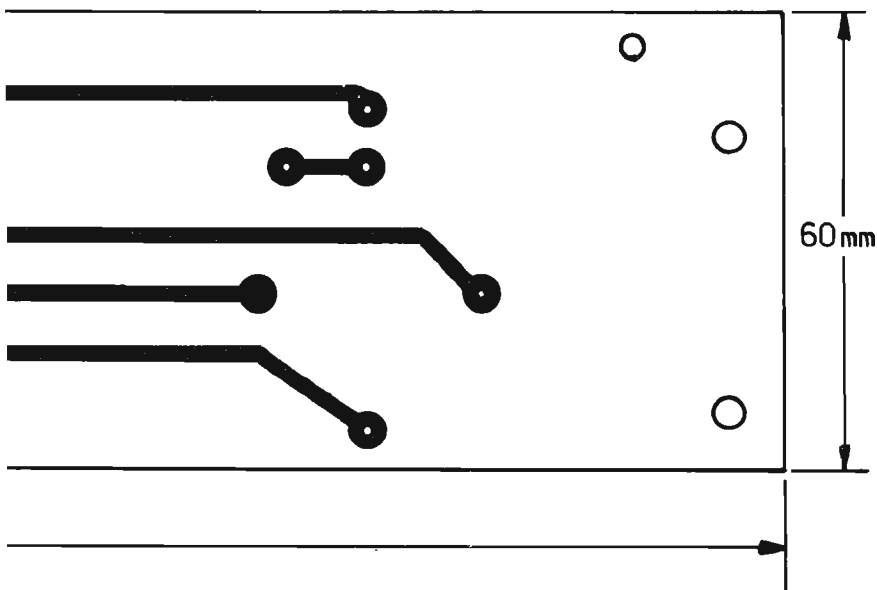


Fig. 7. - Circuit imprimé face arrière et implantation.

ment qu'il faut assurer entre les « pattes » des deux modules. Les prises d'entrée seront des prises type Cinch coaxiales spéciales pour circuit imprimé, on pourra également prendre des prises différentes que l'on adaptera pour la circonstance (modifier si besoin est le dessin de votre circuit imprimé). Pour la prise DIN, nous avons pris un modèle pour câble dont on a conservé la partie isolante comprenant les contacts. Les cosses sont livrées avec les circuits. Avant de monter les circuits, on passera dans chaque cosse un fil du diamètre des broches des circuits, cette opération facilitera leur mise en place, ces supports sont prévus pour des circuits intégrés dont les fils sont beaucoup moins gros. Si vous n'effectuez pas cette opération, vous risquez de tordre certaines cosses qui resteront cachées sous les modules et que vous ne verrez peut-être pas.

Vous vous étonnez peut-être de ne pas avoir les potentiomètres reliés directement au circuit imprimé. Nous avons envisagé cette solution qui paraît, de prime abord, plus rationnelle mais qui complique très sérieusement le dessin du circuit imprimé tout en augmentant considérablement sa surface. Les connexions vers les potentiomètres de timbre peuvent se faire par fil plat triple que l'on n'a même pas besoin de croiser. De plus, comme le circuit reçoit les prises, il a besoin d'être enfoncé le plus profondément possible, ce qui aurait été difficile à obtenir si le circuit imprimé avait été solidaire des potentiomètres.

**CIRCUIT
IMPRIME
ARRIERE**

La matière choisie pour le circuit imprimé arrière sera du verre-époxy ; en effet, ce circuit sert également de support pour les modules de puissance et devra être particulièrement

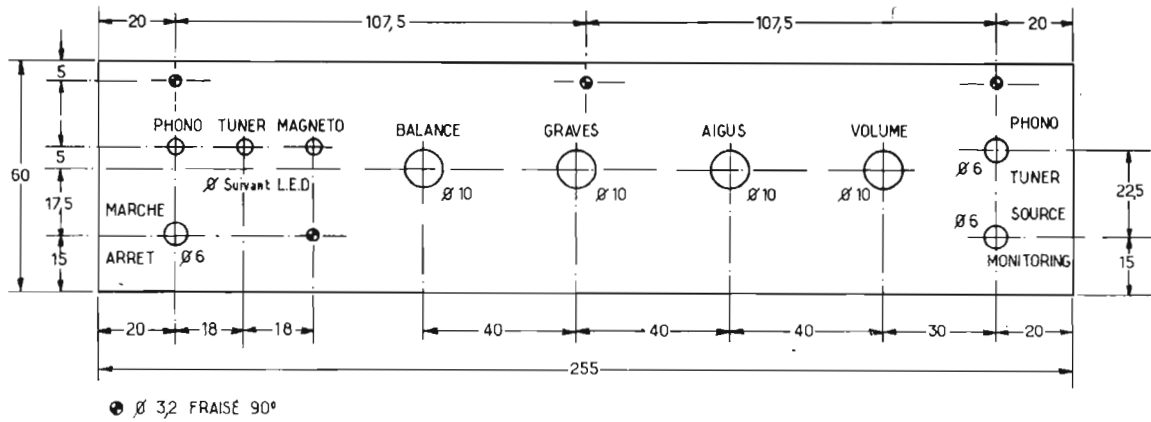


Fig. 8. - Face avant.

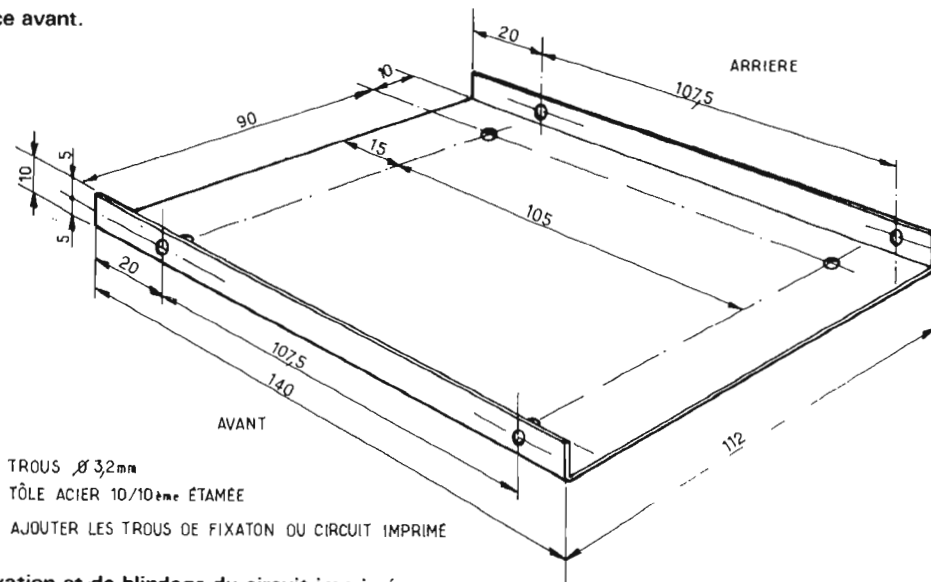


Fig. 9. - Plaque de fixation et de blindage du circuit imprimé.

robuste. Les modules ne sont pas seulement maintenus par les fils de sortie, ils sont également vissés sur ce circuit. Ces radiateurs sont isolés de l'électronique et ne posent aucun problème d'isolement. Les condensateurs et les résistances montés à la sortie des modules sont soudés du côté du circuit, les connexions de ces composants seront placées parallèlement au circuit puis soudées.

Les supports pour fusibles sont des modèles pour circuits imprimés, ils reçoivent des fusibles sous verre 5 x 20. Le bornier est un modèle industriel pour circuit imprimé, on peut le remplacer par des dominos miniatures qui seront vissés d'un côté sur des fils de 10/10^e soudés sur le circuit imprimé tandis que les fils des enceintes seront raccordés de l'autre côté. On peut aussi mettre quatre vis de 3 mm vis-

sées sur des écrous soudés côté circuit. Un tas de solutions de rechange s'offrent à vous si vous ne trouvez pas ce type de bornier. Les deux modules sont soudés sur le circuit, soit directement, soit en prenant un fil auxiliaire soudé d'un côté au circuit imprimé, de l'autre à l'extrémité des broches, le démontage des modules sera facilité. Une fois le circuit imprimé gravé et percé, le monter puis laisser le module complet de côté.

La face avant est représentée figure 8. Nous l'avons elle aussi, pour des raisons de disponibilité, réalisée sur un support en verre époxy. Elle sera sans inconvénient faite en tôle d'aluminium ou en fer. Les usinages se font en fonction des composants dont on dispose, on aura simplement à respecter les entre-axes. Pour les commutateurs, il y aura

parfois à percer un petit trou côté interne, trou permettant d'introduire l'ergot de certaines rondelles d'immobilisation en rotation. L'épaisseur de cette façade devra être de 2 mm environ afin que les trous fraisés permettent aux têtes des vis fraisées de s'encaster complètement.

CHASSIS

Deux pièces sont importantes et aussi plus délicates à réaliser dans cet amplificateur que les faces avant et arrière, ce sont les châssis internes. Nous les avons obtenus en retravaillant des faces arrière de rack, dont le profil est déjà en U, il a suffi alors de découper cette pièce à la demande. La figure 9 donne le plan du châssis recevant le circuit

imprimé des modules préampli. Les trous du fond servent à la fixation du panneau de dessus. Les autres correspondent aux trous des faces avant et arrière, ce que vous pouvez maintenant vérifier. La figure 10 donne une idée de la manière dont l'assemblage final sera fait.

La seconde pièce de ce châssis recevra le transformateur d'alimentation. Ce dernier est une excellente source de ronflement et demande un certain blindage. Ce blindage est en deux pièces, l'une en équerre renforcée, issue du même profilé que la pièce précédente, retravaillé, l'autre venant comme l'indique la flèche de la figure 11, compléter la première. Quelques coups de lime permettront de réaliser un ajustement parfait. Le transformateur, que l'on aura préalablement séparé de son circuit imprimé d'alimentation

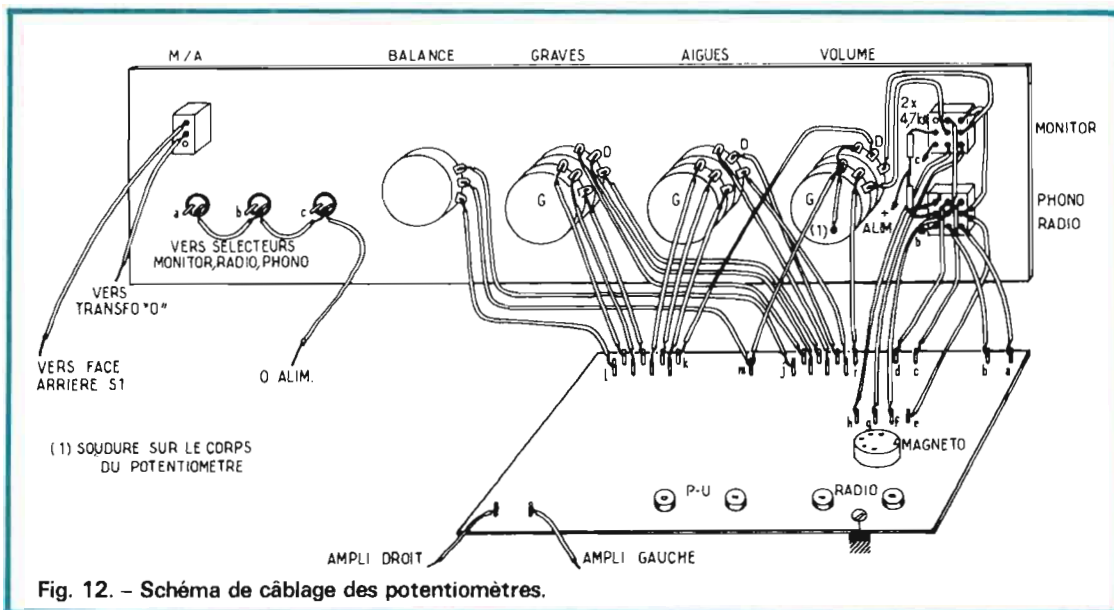


Fig. 12. - Schéma de câblage des potentiomètres.

ASSEMBLAGE FINAL

Il consiste à visser tous les éléments entre eux, à l'aide de vis et d'écrous. Les vis de façade pourront avoir leur tête noyée dans l'araldite qui les maintiendra en place. La figure 14 représente la méthode de fixation du circuit imprimé, là encore, les entretoises et les vis seront collées. Sur la face arrière, les têtes des vis seront toujours accessibles, il n'y a donc pas de précaution particulière à prendre.

La plaque supérieure sera réalisée en plexiglas transparent de 4 mm d'épaisseur. Les trous seront percés, à la demande, c'est-à-dire en traçant directement leur emplacement une fois la plaque posée sur le châssis.

Cet assemblage terminé, on procédera aux essais, seulement après avoir vérifié minutieusement le câblage. Les fusibles, du bon calibre s'il vous plaît, seront mis en place dans les supports. Il ne reste plus qu'à brancher les enceintes (4 à 16 Ω), un tourne-disque et une radio, abaisser ou remonter l'interrupteur, et l'amplificateur doit fonctionner, sinon, vérifier encore votre câblage, il est certainement responsable. Si, malgré toutes les précautions que vous avez prises, vous enten-

dez un ronflement persistant qui cesse dès que vous enlevez la prise, c'est un problème de rayonnement du transformateur, problème que nous avons eu et qui disparaît dès que l'on éloigne le transformateur, ce qui ferait perdre une bonne partie de son intérêt à notre montage que nous voulions compact. Vous pouvez jouer sur la position du blindage externe, sur son éloignement par rapport au transformateur. Les rayonnements sont des éléments difficilement contrôlables, surtout lorsque les transformateurs ne sont pas ou peu blindés, ce qui est le cas de celui de l'alimentation PSU 50.

La solution la plus simple et qui permet en même temps d'augmenter la puissance de sortie est d'utiliser un transformateur toroïdal de 120 W ayant un secondaire à point milieu de deux fois 22 V (référence 6026). Associé à quatre diodes et deux condensateurs, suivant le schéma classique, vous pourrez alors sans problème de rayonnement rapprocher le transformateur des circuits. Vous devrez sans doute augmenter quelque peu les dimensions de l'amplificateur. Côté prix de revient, l'alimentation coûte beaucoup plus cher qu'une alimentation PSU 50 mais moins que les deux qu'il aurait fallu pour assurer le plein emploi des modules de sorties.

MESURES

Le constructeur annonce des performances intéressantes que nous avons voulu vérifier. Nous avons procédé de la même façon qu'avec un amplificateur du commerce.

La puissance de sortie sur les deux canaux est de 15 W par canal sur 8 Ω , valeur très convenable pour une sonorisation domestique, et excellente, compte tenu de la taille de l'amplificateur. Sur un seul canal, la puissance passe à 21 W, ce qui prouve que l'appareil est en mesure de délivrer des pointes de puissance plus élevée que la puissance moyenne. Le branchement sur la prise 210 V devrait permettre d'améliorer ces performances, à condition d'accepter une surchauffe supplémentaire du transformateur et une augmentation des rayonnements.

La bande passante s'étend de 28 Hz à 40 kHz, très bonne performance. Le taux de distorsion à 1 000 Hz, mesuré les deux canaux en service à la puissance de 15 W sur 8 Ω est de 0,08 %, valeur excellente. Cette distorsion est due au croisement des caractéristiques des transistors de sortie. A 10 000 Hz, le taux de distorsion passe à 0,9 %, tandis qu'à 25 Hz, il n'est que de 0,14 %, valeur très bonne également. Ces mesures ont été faites sur

l'entrée radio et tiennent donc compte de l'un des étages du préamplificateur. Le taux d'intermodulation est de 0,5 % à la puissance maximale, performance très valable également.

Côté rapport signal/bruit, nous avons obtenu 71 dB sur les entrées haut niveau, 65 dB sur les entrées bas niveau, entrée phono. Ces deux chiffres sont, bon pour le premier, très bon pour le second. La sensibilité de l'entrée phono est de 2,3 mV, c'est très suffisant, peu d'amplis Hi-Fi peuvent se vanter d'en avoir une semblable. Autre performance qui, elle aussi, est extrêmement rare, et méritait d'être signalé. La surcharge possible est de 40 dB, nous avons pu faire entrer un signal d'une amplitude de 250 mV efficace sans saturer le préamplificateur, à 1 000 Hz !

Donc, des performances très satisfaisantes dans l'ensemble.

HABILLAGES

C'est la finition de votre amplificateur. Nous avons adopté ici une méthode peu courante puisqu'il s'agit de recouvrir l'appareil d'un tissu synthétique. Cette matière se tend parfaitement et se travaille, au voisinage des trous de passage des potentiomètres et des interrupteurs au fer à souder qui fait fondre le nylon et l'empêche de filer. Pour le poser, on enlève les potentiomètres, qui restent câblés, on place un filet de colle néoprène autour de chaque trou et on place le tissu, en appuyant légèrement pour que la colle ne traverse pas complètement le tissu. En même temps, on colle le bord inférieur et on applique une tension modérée qui fait disparaître les plis. Une fois ce collage sec (un quart d'heure environ), on collera le tissu à l'arrière sur la plaque de plexiglas, toujours en appliquant une tension.

Les trous de la façade sont perforés au fer à souder dont la panne aura été prolongée

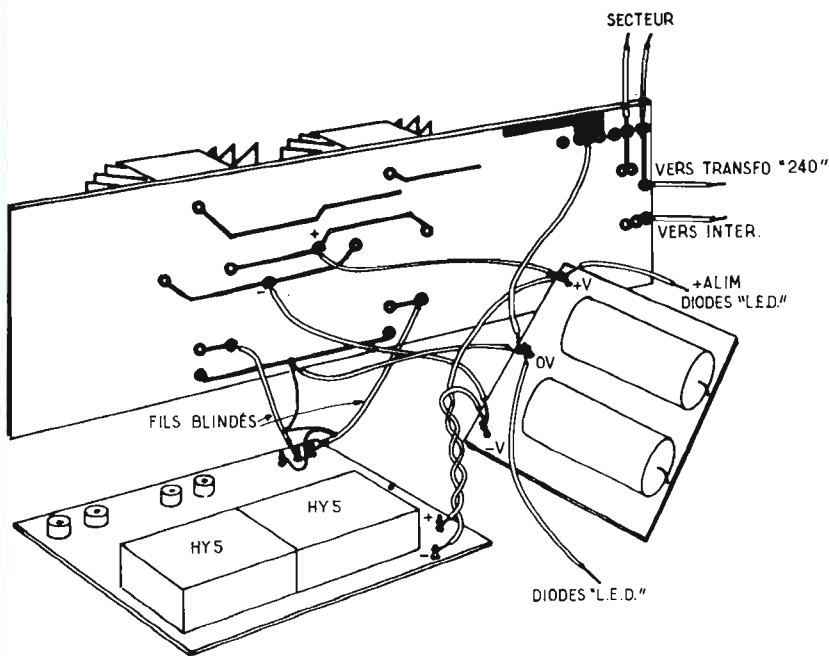


Fig. 13. - Câblage de l'amplificateur partie arrière.

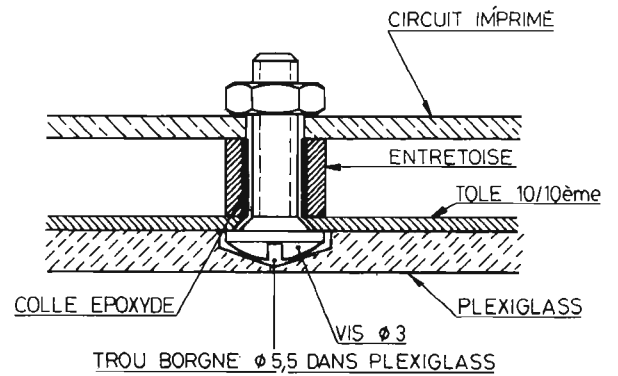


Fig. 14. - Détail de fixation du circuit imprimé.

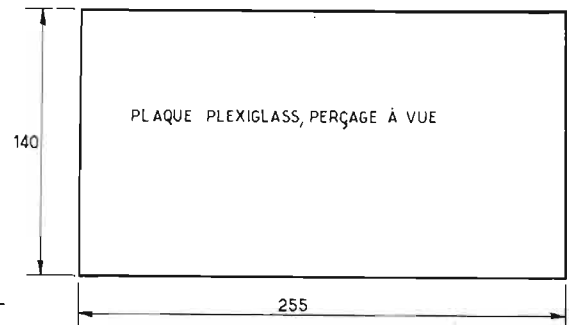


Fig. 15. - Plaque plexiglass, perçage à vue.

par un fil de cuivre de 10 à 20/10^e de diamètre qui fera fonction de lame. Ce traitement terminé, il ne reste plus qu'à revisser les potentiomètres et autres composants (intercaler une rondelle entre l'écrou et le tissu).

Les côtés pourront être réalisés en bois ou en plexiglas, selon votre inspiration. Ils sont ici en bois laqué, de la même couleur que les boutons. Pour leur fixation, on prendra du Velcro côté transformateur et des ressorts, comme nous l'avons fait sans trop de problèmes (ressort en corde à piano).

CONCLUSION

Des modules sûrs, efficaces, rationnels, exigeant un minimum de câblage, aux performances fort honorables qui pourraient être améliorées par un meilleur réglage du point de fonctionnement. Par contre, il est dommage que l'alimentation n'ait pas été à la hauteur des modules, aussi bien pour sa puissance que pour son rayonnement. Il y a des remèdes simples pour les réduire, il faudrait aussi prévoir un secondaire en 220 V au lieu de deux tensions peu

réalistes en France. Malgré ces quelques remarques qui, nous l'espérons seront entendues par le constructeur, le bilan final reste très positif, d'autant plus que ces modules sont très robustes (nous avons sans dommage inversé la tension d'alimentation) et de surcroît garantis.

Ltienne LEMERY

LISTE DES COMPOSANTS

- 2 modules ILP HY 50
- 2 modules ILP HY 5
- 1 module alimentation PSU 50 (voir texte)
- 2 potentiomètres doubles 2 x 100 k linéaires
- 1 potentiomètre double 2 x 100 k log.
- 1 potentiomètre simple 4,7 k linéaire
- 2 inverseurs triples
- 1 interrupteur simple
- 3 diodes LED, 2 vertes, 1 rouge, ou voyants
- 2 résistances de 4,7 k 1/4 W
- 1 bornier Weco (Letu) pour sortie HP
- 3 porte-fusibles pour circuit imprimé
- 1 fusible 1 ampère lent
- 2 fusibles 1,5 ampère (pour porte-fusibles ci-dessus)
- Prises Cinch pour circuit imprimé
- Prise DIN pour magnétophone (5 broches femelles)
- Boutons, tôle, plexiglas, verre époxy, vis de 4 et 3 mm, tête ronde, vis de 3 mm tête fraisée, écrous de 3 et 4 mm, entretoises, colle néoprène et époxy, peinture, bois, tissu synthétique sur mousse.

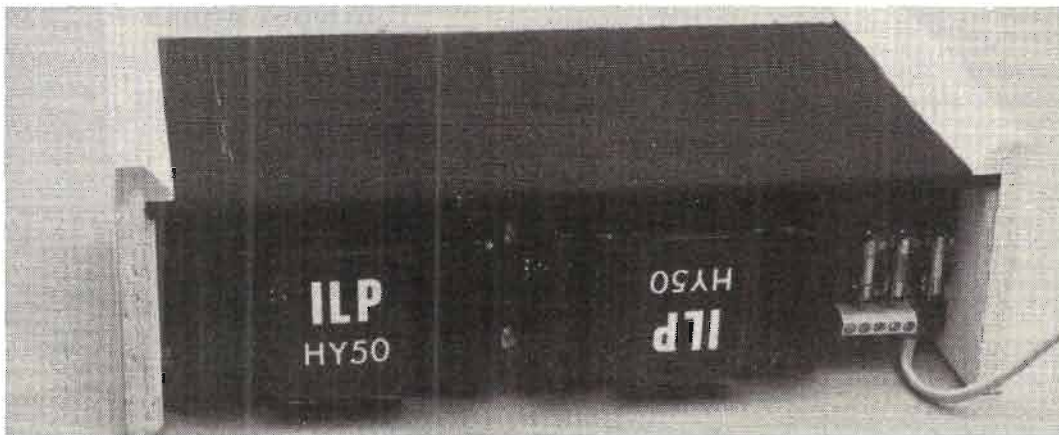
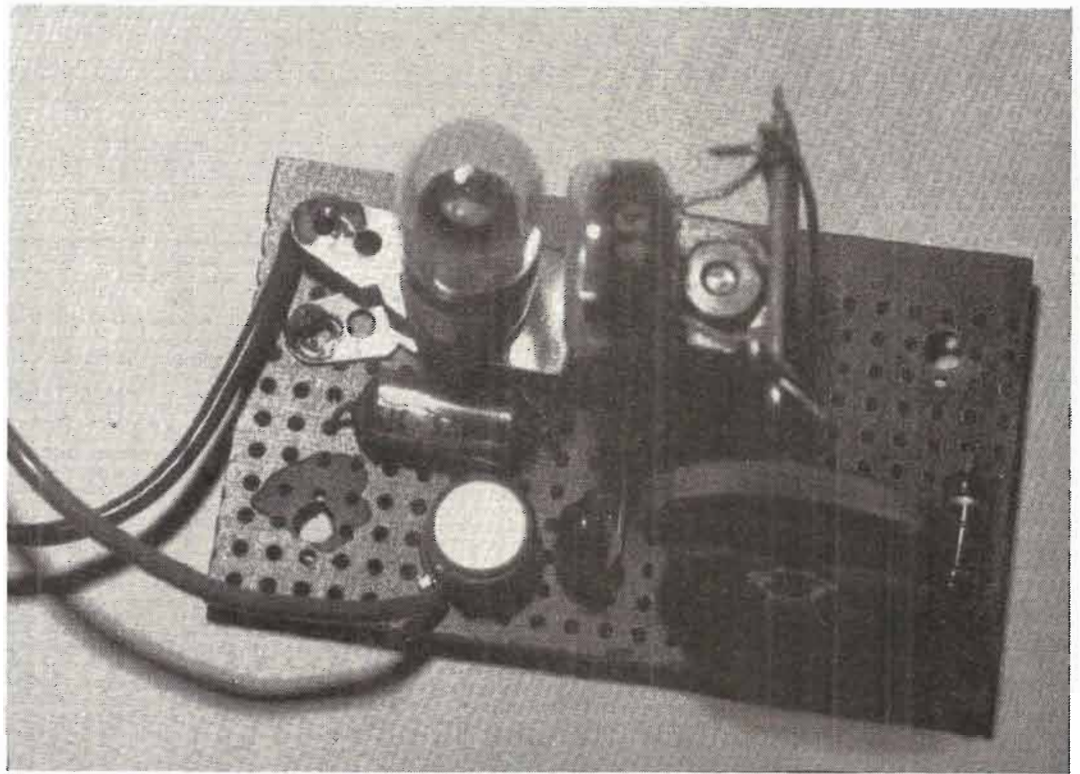


Photo C. - Vue arrière : les fusibles et le bornier de raccordement.

UN CLIGNOTANT

*qui
s'éteint
le
jour*



LA lumière clignotante est souvent utilisée pour attirer l'attention sur des points particuliers. A l'intérieur d'un bâtiment, il peut s'agir de l'emplacement d'un bouton de minuterie ou celui d'un interrupteur de secours, et à l'extérieur, ce sont notamment les chantiers ou les points dangereux pour la circulation qu'on signale par des clignotants.

Dans la plupart des cas, ce n'est que la nuit qu'un tel clignotant est utile, et on a déjà mis au point des montages qui, grâce à une photo-résistance, effectuant un arrêt automatique de l'appareil, dès que l'éclairement ambiant atteint une certaine intensité. La figure 1 montre le schéma d'un tel montage, particulièrement simple du fait qu'on y utilise la photo-résistance (Ph) dans une fonction double, c'est-à-dire pour assurer

l'extinction automatique aussi bien que pour entretenir les oscillations d'un multivibrateur.

Le jour, la photo-résistance se trouve suffisamment éclairée (sa résistance est alors faible) pour que le diviseur qu'elle forme avec R_1 , R_2 , rende la base de T_1 suffisam-

ment positive pour que ce transistor entre en saturation. Cela implique le blocage permanent de T_2 , et l'ampoule A reste éteinte. Dans cet état de repos, il n'y a consommation d'énergie d'alimentation que dans R_1 , R_2 et R_4 . L'intensité d'alimentation correspondante s'élève à 2 mA environ,

et cela est peu devant la consommation en régime de fonctionnement.

Quand l'éclairement ambiant diminue, la résistance de Ph peut devenir suffisamment grande pour que T_1 ne reçoive plus une intensité de base suffisante pour maintenir T_2 bloqué. L'ampoule va alors s'allumer, et elle éclaire de nouveau la photo-résistance. Cependant, cette photo-résistance ne peut agir sur T_1 , que lorsque la charge que C_1 avait accumulée auparavant, s'est écoulee par R_3 et par R_1 , R_2 . Ainsi, l'ampoule reste allumée pendant une fraction de seconde. En s'éteignant, elle provoque la charge de C_1 , et comme T_1 reste conducteur pendant toute la durée de cette charge, l'alternance d'extinction dure aussi une fraction de seconde. Eventuellement, cette durée peut se trouver prolongée par la cons-

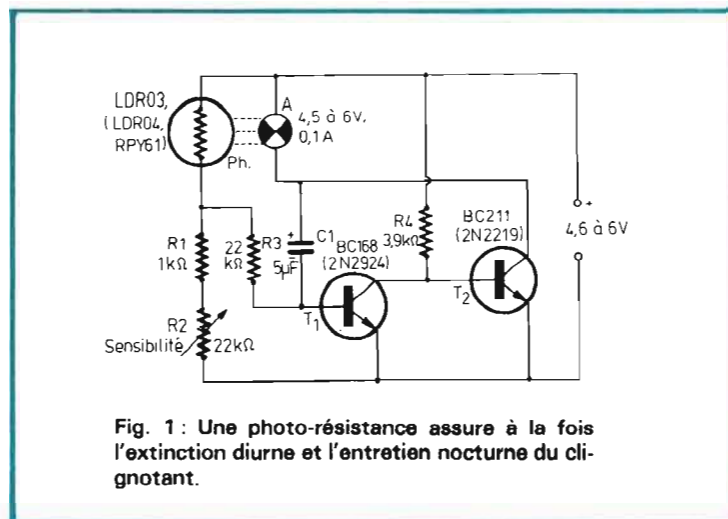


Fig. 1: Une photo-résistance assure à la fois l'extinction diurne et l'entretien nocturne du clignotant.

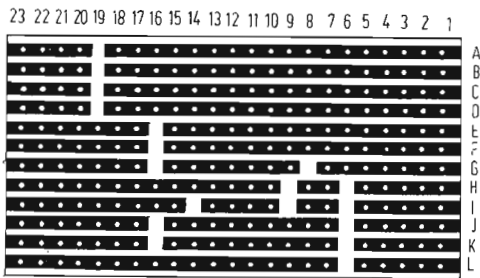


Fig. 2. - Plan d'une platine imprimée conforme au schéma de la figure 1.

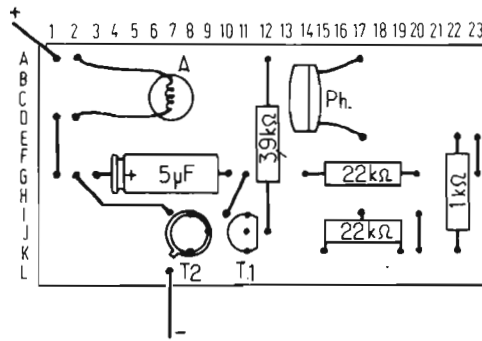


Fig. 3 : Schéma d'un clignotant automatique de moyenne puissance. Le montage complémentaire permet une certaine économie de l'énergie d'alimentation.

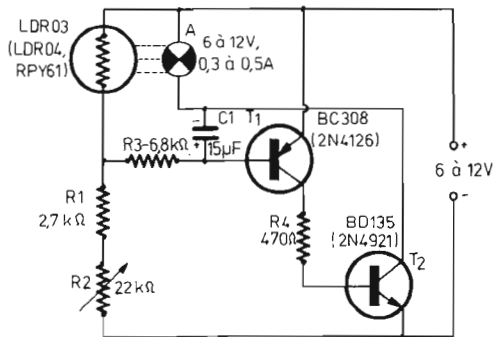
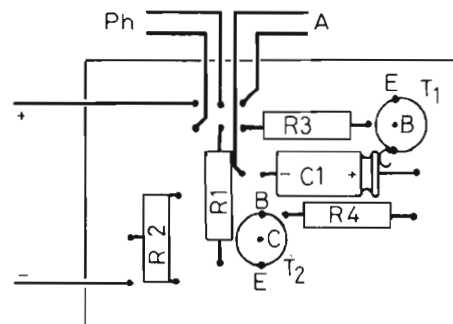


Fig. 4. - Plan d'implantation établi pour le montage de la figure 3.



bilité, et il est possible d'obtenir une atténuation en obscurcissant une partie de la surface de la photo-résistance par un morceau de ruban adhésif non translucide. Il est à noter que l'ajustage de R_2 possède une certaine influence sur la cadence du clignotement. Par ailleurs, on peut augmenter cette cadence en diminuant C_1 , et inversement.

La figure 2 illustre la transplantation sur circuit imprimé du schéma de la figure 1. Les dimensions de cette platine peuvent être plus réduites, si on ne monte pas, comme dans le cas de la maquette, l'ampoule et la photo-résistance directement sur le circuit. Si on désire travailler avec une tension d'alimentation supérieure à 6 V, il suffit d'augmenter R_4 proportionnellement à cette tension.

Le schéma de la figure 3 représente un clignotant de plus grande puissance (ampoules de 1,8 à 6 W). Pour T_1 , on utilise un transistor de puissance, car, au moment de l'allumage (filament à froid) une ampoule de 0,5 A demande une intensité voisine de 1 A. Cependant, la puissance dissipée dans T_2 reste très faible (fonctionnement par tout ou rien) et ce transistor n'a pas besoin de radiateur.

L'utilisation d'un PNP pour T_1 n'est pas une question de puissance d'éclairage, car rien n'empêcherait de reprendre, pour la version « puissance », le montage de la figure 1, en modifiant convenablement les valeurs des résistances. L'utilisation d'un PNP implique, cependant, une certaine économie d'énergie, au repos. En effet, dans le montage complémentaire, l'éclairage de Ph bloque simultanément T_1 et T_2 . Le courant dans R_4 reste donc nul dans ces conditions, alors que, dans le montage de la figure 1, R_4 est constamment parcourue par une intensité supérieure à 1 mA. La figure 4 montre un plan d'implantation qui a été conçu pour le schéma de la figure 3.

H. SCHREIBER

tante de temps de la photo-résistance, dont la résistance n'augmente que lentement, lorsque l'éclairage cesse, et d'autant plus lentement, que cet éclairage a été plus violent. En disposant la photo-résistance immédiatement à côté de l'ampoule, on obtient ainsi des éclairs brefs, entrecoupés de passages d'extinc-

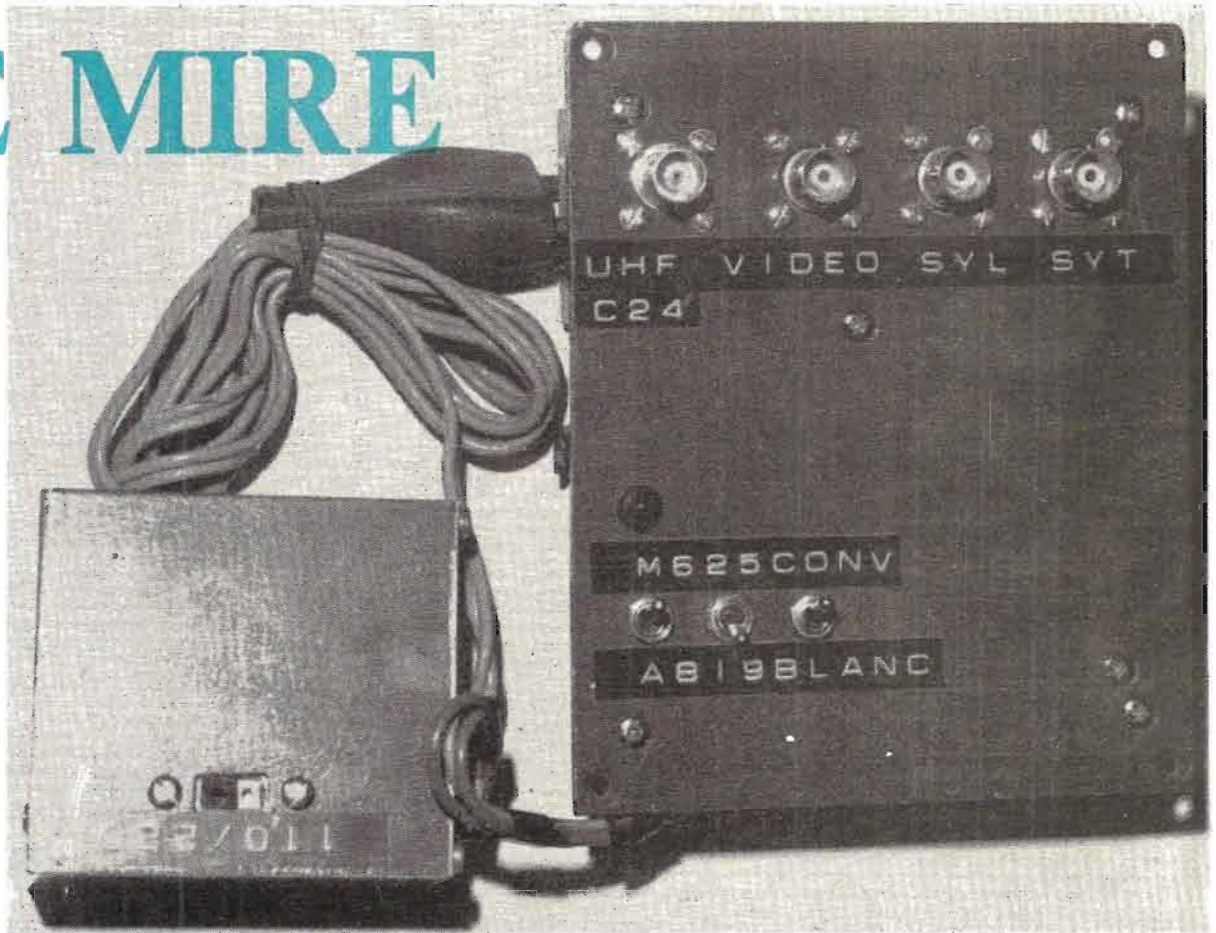
tion plus longs. Ce rapport cyclique peut être modifié, en éloignant Ph de A.

La résistance ajustable R_2 commande la sensibilité envers l'éclairage ambiant. Lorsqu'on l'ajuste sur sa valeur maximale, le clignotant ne commence à fonctionner que pour un éclairage ambiant relativement faible,

soit, pour indiquer une référence, un éclairage à peine suffisant pour lire un journal. Avec la valeur minimale de R_2 , le fonctionnement peut être obtenu pour un éclairage ambiant nettement plus fort. Bien entendu, l'orientation de la photo-résistance possède également une certaine influence sur cette sensi-

RÉALISEZ

UNE MIRE



POUR TÉLÉVISION

SI l'utilisation d'une mire est pratique en TV noir et blanc, cet appareil est indispensable en TVC.

Il est en effet impossible de régler la pureté, la géométrie, et les convergences sans faire usage d'une mire.

On peut bien sûr, utiliser les mires diffusées par TDF, mais le réglage sera très long, car chaque chaîne ne diffuse la mire de convergence qu'une dizaine de minutes en début de programme.

Son utilité n'est plus à mettre en doute, mais peu de dépanneurs utilisent une mire à cause de son prix élevé. Celle que nous décrivons permet de combler cette lacune pour un prix de 300 F environ ; cela dépend essentiellement de la source du matériel.

CARACTÉRISTIQUES

- Standard 625 lignes (819 lignes en complément)
- Mire de pureté
- Mire de convergence 11 x 14 (barres très fines)

- Sortie vidéo 1 V sur 75 Ω
- Sortie synchro Ligne (impulsion négative 5 V c.à.c. - impédance de sortie 1 k Ω)
- Sortie synchro Trame (impulsion négative 5 V c.à.c. - impédance de sortie 1 k Ω)
- Sortie UHF canal 21 à 36

- Balayage entrelacé
- Fréquence stabilisée par Quartz

L'utilisation de circuits intégrés permet un encombrement réduit et son utilisation à domicile.

RAPPEL SUR LES CIRCUITS INTÉGRÉS

La série SN 74 de Texas Instruments est une famille de circuits intégrés en Technique T.T.L. (Transistor Transistor Logic).

La fonction de base, la porte ET-NON (NAND) en logique positive, comporte un transistor multi-émetteur réalisant la fonction ET et un inverseur constitué par un transistor

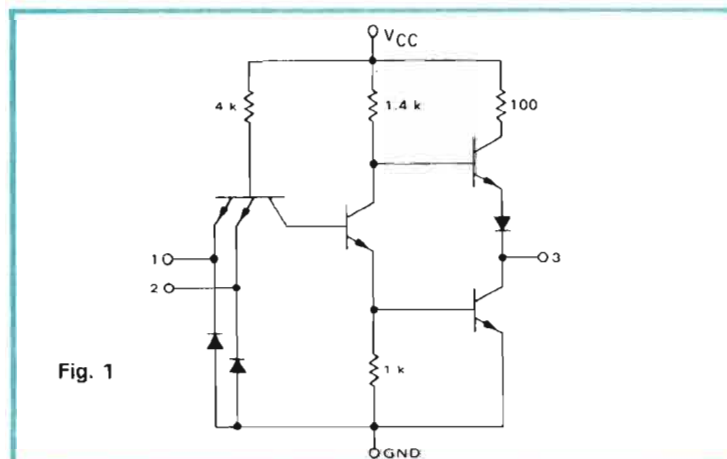
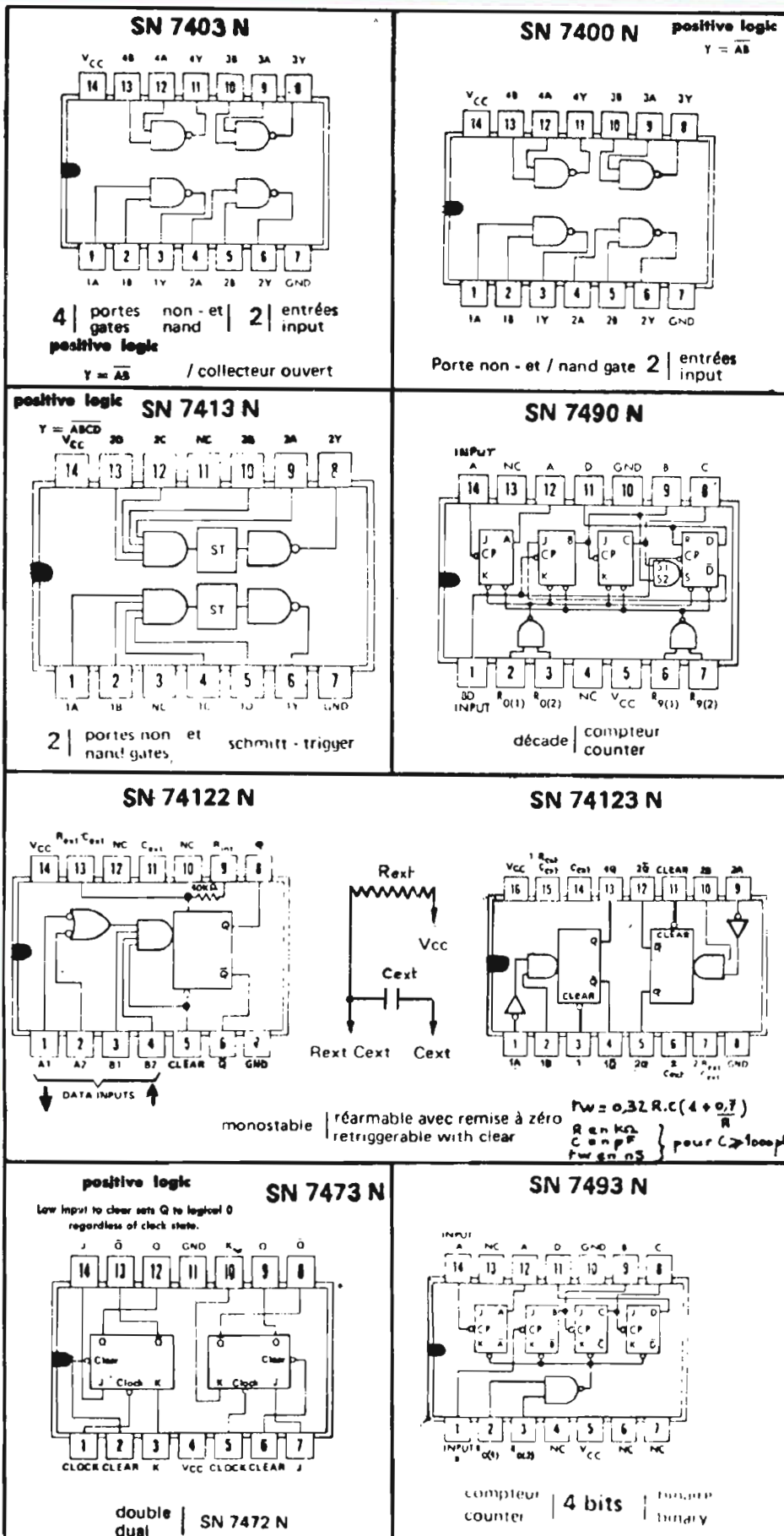


Fig. 1



BCD COUNT SEQUENCE (See Note 1)

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

RESET COUNT (See Note 2)

RESET INPUTS				OUTPUT			
R ₀ (1)	R ₀ (2)	R ₉ (1)	R ₉ (2)	D	C	B	A
1	1	0	X	0	0	0	0
1	1	X	0	0	0	0	0
X	X	1	1	1	0	0	1
X	0	X	0	COUNT			
0	X	0	X	COUNT			
0	X	X	0	COUNT			
X	0	0	X	COUNT			

SN74122 N74123

INPUTS		OUTPUTS	
A	B	O	Q
H	X	L	H
X	L	L	H
L	L	L	L
L	H	L	L

Low input to clear sets Q to logical 0

NOTES:

- Output A connected to input B.
- T: reset all outputs to logical 0 both R₀(1) and R₀(2) inputs must be at logical 1

TRUTH TABLE (See Notes 1 and 2)

COUNT	OUTPUT			
	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

SN 7493 N

TRUTH TABLE (Each Flip-Flop)

I _n		I _{n+1}
J	K	Q
0	0	Q _n
0	1	0
1	0	1
1	1	Q̄ _n

- NOTES: 1. I_n = bit time before clock pulse.
2. I_{n+1} = bit time after clock pulse.

SN 7473 N

Fig. 2. - Brochages et tables de vérité des circuits intégrés utilisés.

déphaseur commandant un étage de sortie du type « totem-pole ».

Cette configuration permet une faible impédance de sortie dans les deux états logiques.

Chaque émetteur comporte une diode de clamping qui élimine les réflexions négatives (fig. 4).

CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT

- Niveau logique 1 = minimum 2,4 V
- Niveau logique 0 = maximum 0,8 V
- Courant pour chaque émetteur = -1,6 mA max au niveau 0
- Tension d'entrée maximum 5,5 V
- Tension d'alimentation maximum 7 V
- Sortance (fan-out) = 10 charges soit $1,6 \times 10 = 16$ mA pour le niveau 0
- Tension d'alimentation $5 \text{ V} \pm 0,25 \text{ V}$

Des conditions ci-dessus il ressort que :

- a) une entrée en l'air ou reliée à l'alimentation à travers une résistance est au niveau 1,
- b) une entrée reliée à la masse est au niveau 0, le courant sort par l'entrée.

Dans certains cas, une résistance doit être placée entre l'entrée et la masse. Dans ce cas, la valeur de la résistance ne peut dépasser 390Ω . En effet, un courant de 1,6 mA dans 390Ω donne une chute de tension de 0,6 V (niveau 0 = 0,8 V max).

Décades - Bascules Monostables

Les entrées et sorties respectent toujours les conditions de fonctionnement ci-dessus.

Le basculement de ces circuits se fait sur une transition négative du signal d'entrée ou d'horloge (clock) c'est-à-dire sur le passage du niveau 1 au niveau 0.

La remise aux conditions initiales (R.A.Z. ou reset) se

fait par application d'un 0 sur l'entrée « clear » pour les bascules type SN 7473 ou monostables types SN 74121, 122, 123.

La remise à zéro se fait par application d'un niveau 1 pour les circuits compteurs type SN 7490, 93.

Le brochage et la table de vérité de chaque circuit sont donnés figure 2.

SCHEMA DE PRINCIPE

(figure 4)

La mire se décompose comme suit (voir synoptique) :

- Oscillateur 2 x Fréquence ligne
- Diviseur par 625
- Générateur de synchro ligne
- Générateur de synchro trame
- Générateur de suppression trame
- Générateur de barres horizontales

- Générateur de barres verticales
- Mélangeur de barres, de synchro et de suppression
- Etage de sortie 75 Ω
- Alimentation 5 V
- Modulateur UHF.

1) Oscillateur 2 F.L.

Il comporte deux transistors complémentaires T_1 et T_2 bouclés en multivibrateur. Le quartz est inséré dans une des branches et détermine la fréquence des oscillations.

Le point de fonctionnement, qui conditionne l'accrochage, est réglé par P_7 . Le démarrage des oscillations n'est pas instantané, un retard de 1 à 5 secondes est normal pour ce type de quartz.

Un troisième transistor T_3 isole l'oscillateur des circuits TTL. C'est un montage émettodyne avec un transistor PNP afin de respecter la condition de tension pour le niveau 0 logique.

Un trigger de Schmitt utilisant 1/2 SN 7413 (IC 1) rend le signal parfaitement compatible avec les nécessités de la logique TTL.

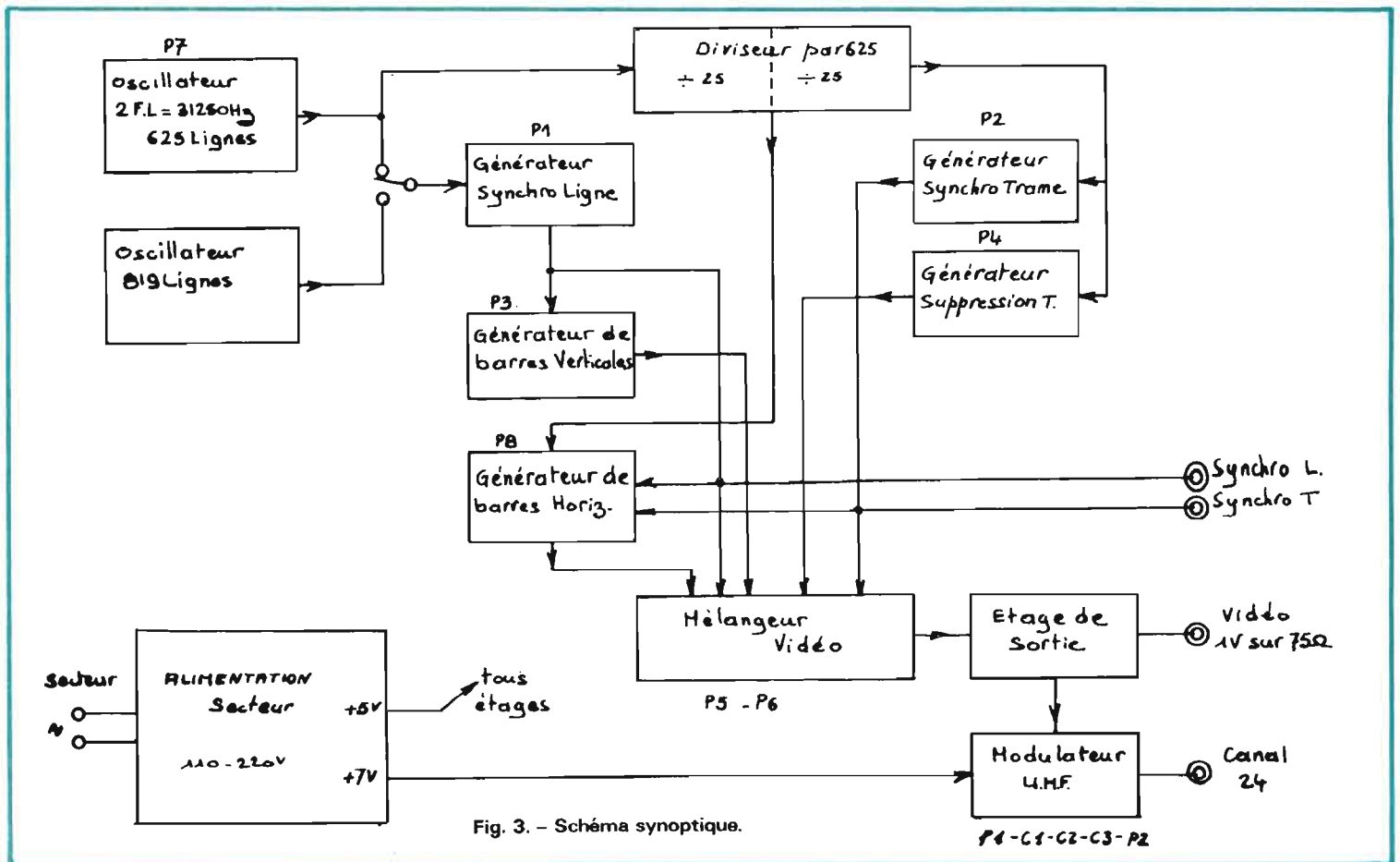


Fig. 3. - Schéma synoptique.

P1 - C1 - C2 - C3 - P2

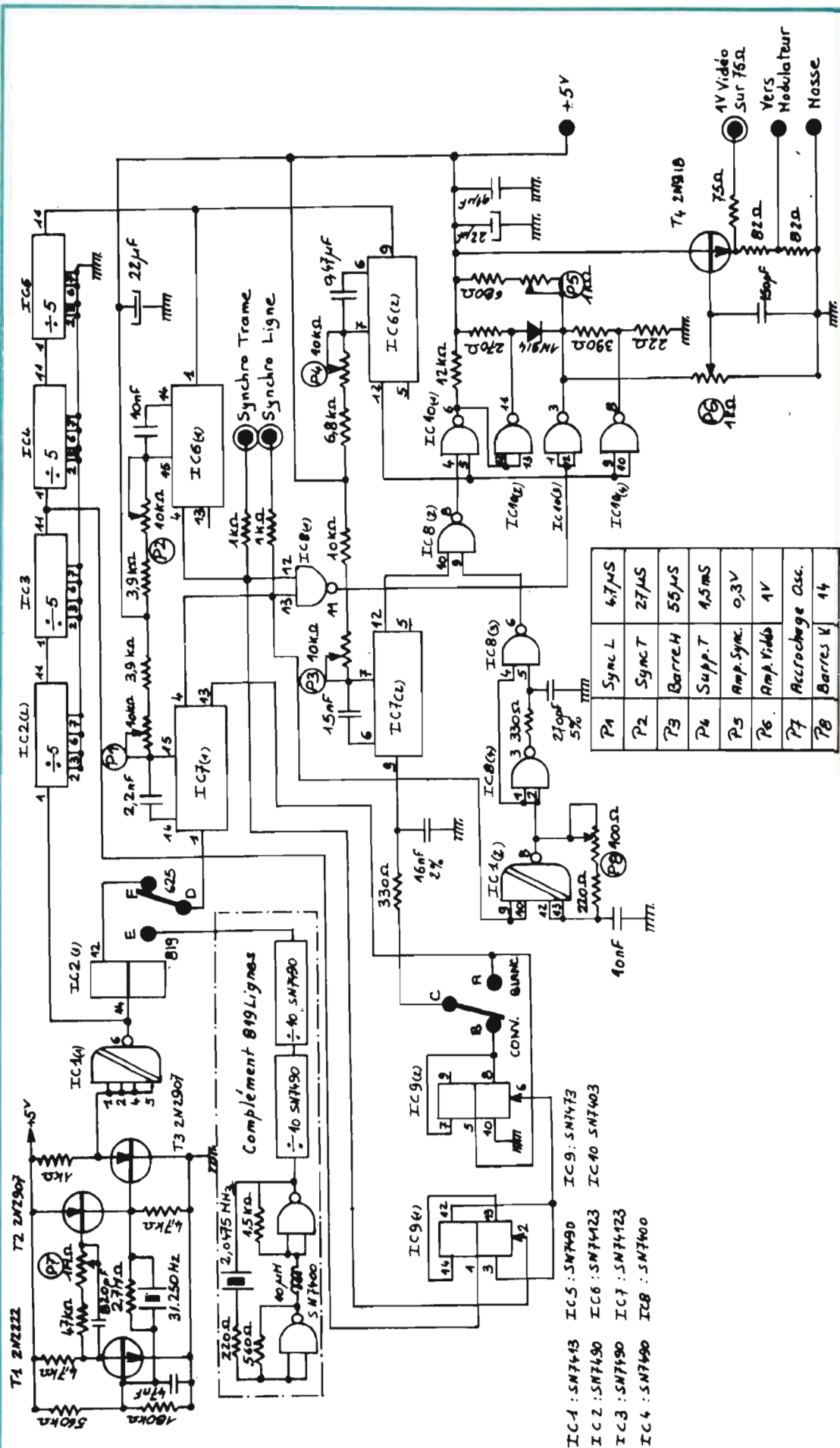


Fig. 4. - Schéma de principe de la mire 625 lignes et de son complément 819 lignes.

La fréquence 2 F.L est divisée par le nombre de lignes du standard, soit 625.

La division est réalisée par quatre décades SN 7490 dont seule la partie diviseur par cinq est utilisée. L'entrée du diviseur est en 1; en 11 on recueille une fréquence divisée par 5.

Sur la borne 11 de IC 5 on recueille une fréquence de $31.250 : 5^4 = 50 \text{ Hz}$ qui est synchrone de la fréquence ligne.

Les bornes 2, 3 et 6, 7 sont reliées à la masse pour permettre le comptage.

3) Générateur de synchro ligne

Afin de réaliser l'interlignage, la fréquence 2 F.L est divisée par deux par la partie non utilisée de la decade IC 2. Entre chaque top de synchro trame, nous avons ainsi $31.250 : 2 : 50 = 312,5$ lignes.

La fréquence ligne (15.625 Hz) attaque un monostable SN 74123 (IC 7) qui fournit un top de synchro ligne.

Ce top, en lancée négative, est réglé à $4,7 \mu\text{s}$ par P₁.

Une résistance de 1 kΩ envoie ce signal sur la douille de sortie « Sync. L ».

4-5) Générateur de synchro frame et de suppression frame

La sortie du diviseur par 625 (11 de IC 5) est reliée à l'entrée des deux monostables de IC 6 (SN 74123) respectivement en 1 et 9.

Le monostable de synchro trame, associé au condensateur de 10 nF et à P₂ en série avec une résistance talon de 3,9 kΩ fournit un top négatif de $27 \mu\text{s}$ de large à chaque trame.

De même, le monostable de suppression trame fournit un top négatif d'une durée de 1,5 ms, réglé par P₄.

Une résistance de protection de 1 kΩ envoie le signal de synchro trame sur la borne « Sync. T ».

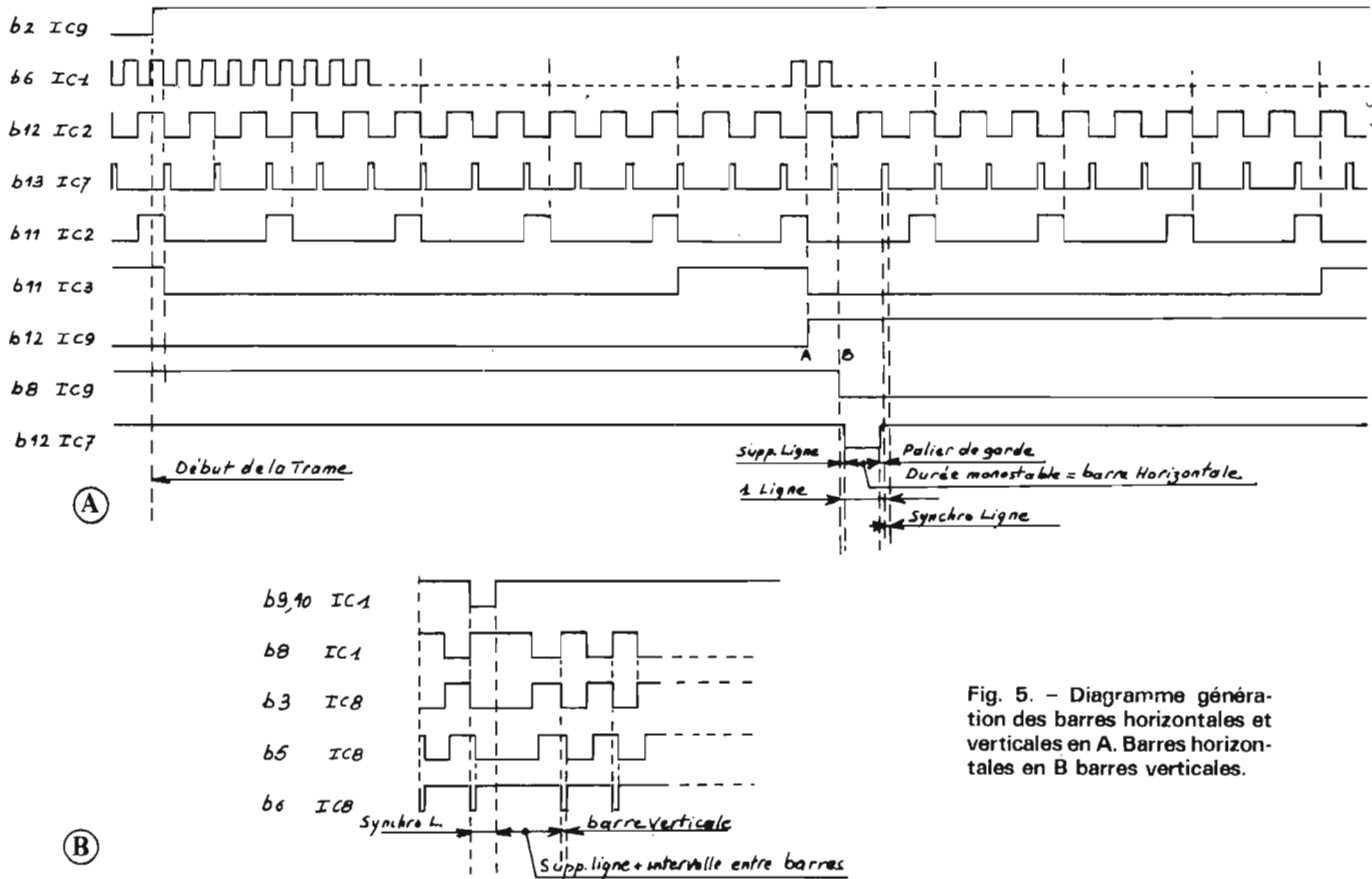


Fig. 5. - Diagramme génération des barres horizontales et verticales en A. Barres horizontales en B barres verticales.

6) Générateur de barres horizontales

Il comporte les circuits IC 9 et IC 7 (deuxième moitié). Il fournit un créneau de la durée d'une ligne, soit environ 55 μ s, — soit toutes les lignes dans le cas de la mire blanche, — soit 1 ligne sur 25 dans le cas de la mire de convergence.

La fréquence de 1 250 Hz est prélevée à la sortie du deuxième diviseur par cinq, elle est appliquée sur l'entrée horloge (1) de IC 9. Sur la sortie 12 de IC 9 on obtient un signal à 625 Hz qui démarre à zéro à chaque début de trame grâce à la synchro trame qui, appliquée en 2 de IC 9, effectue la R.A.Z. de la bascule. On est ainsi assuré d'une position fixe des barres horizontales. Ce signal est appliqué sur la R.A.Z. (6) de la deuxième bascule de IC 9. Dès que le signal quitte le niveau 0 - point A du diagramme (fig. 5) - la deuxième bascule se déclenche sur le premier front négatif du signal de synchro ligne - point B du diagramme.

Sur la borne 8 de IC 9 on obtient un signal synchronisé en trame et en ligne, et dont la période est de 25 lignes environ.

Le deuxième monostable de IC 7 est déclenché par ce signal ou par les tops de synchro ligne. Sa durée est un peu inférieure à une ligne de façon à rétablir le palier de garde. On règle, à l'aide de P₃, la durée 55 μ s.

En série avec l'entrée 9 du monostable est disposé un circuit RC (330 Ω et 16 nF) qui introduit un retard de 10 μ s, égal au temps de suppression ligne.

7) Générateur de barres verticales

On peut voir 11 barres horizontales sur l'écran. Avec un format standard de 4/3 nous devons avoir :

$$\frac{11 \times 4}{3} = 14$$

barres verticales.

Le deuxième trigger de Schmitt de IC 1 est monté en oscillateur à relaxation. La fréquence dépend des éléments RC associés, à savoir 10 nF et P₂ + 220 Ω .

L'oscillateur est maintenu bloqué durant chaque temps de synchro ligne. Il démarre de façon identique à chaque début de ligne.

L'oscillateur de barres verticales est suivi d'un circuit différentiateur à circuits intégrés qui fournit une impulsion négative d'environ 0,1 μ s à chaque front positif du signal d'entrée (voir diagramme).

8) Mélangeur de barres et de synchro

Les signaux de synchro ligne et trame sont disponibles respectivement en 4 de IC 7 et 4 de IC 8. Ils sont mélangés dans une des portes du SN 7400 (IC 8). Ils se retrouvent en lancée positive sur 11 de IC 8.

Les barres horizontales et verticales, disponibles en 12 de IC 7 et 6 de IC 8, sont

mélangées et se retrouvent en lancée positive en 8 de IC 8. Elles sont prises en porte, dans un NAND de IC 10, avec le signal de suppression trame. La suppression empêche le passage du signal pendant une durée de 1,5 ms à compter du début de la synchro trame.

Les barres, après suppression, sont en lancée négative en 6 de IC 10.

IC 10 (SN 7403) est un NAND à « collecteur ouvert ». Il réalise la même fonction que le SN 7400 mais la sortie ne comporte que le transistor assurant le retour à la masse.

Pour le faire fonctionner, il est nécessaire de lui brancher une résistance entre la sortie et l'alimentation.

Les barres et synchro mélangées modifient le rapport d'un diviseur à résistances de façon à former le signal vidéo complet. Le potentiomètre P₅ ajuste le niveau de la synchro par rapport à l'amplitude totale du signal.

9) Etage de sortie 75 Ω

Le potentiomètre P_6 prélève une partie du signal et l'applique sur la base d'un transistor émettodyné. Le condensateur de 150 pF intègre légèrement le signal de façon à avoir des temps de montée voisins de 50 ns. Sans sa présence ils sont voisins de 18 ns, ce qui est trop peu.

Une résistance de 75 Ω adapte la sortie au câble coaxiale de sortie. Enfin un diviseur prélève une partie du signal en vue de moduler un étage UHF séparé. C'est sur la sortie qu'il faut régler les amplitudes du signal vidéo.

10) Alimentation 5 V (fig. 9)

Sur le circuit la ligne du 5 V est découplée en plusieurs endroits par des condensateurs de 22 μ F et 0,1 μ F.

L'ensemble consomme environ 300 mA sous 5 V. L'alimentation sur piles ou batterie est possible, mais l'autonomie sera assez faible. L'alimentation secteur est préférable.

Le secteur arrive sur un transformateur qui délivre une tension de 10 V en charge au secondaire. Un filtrage très soigné (2 000 μ F) fait suite à un redressement en pont.

La stabilisation du 5 V utilise un régulateur « trois pattes » qui délivre une tension fixe et non réglable de 5 V avec un débit de 1 A max. Il est protégé contre les courts-circuits.

L'alimentation de l'étage UHF, vu sa faible consommation, 10 mA, comprend un simple transistor de faible puissance dont le potentiel de base est fixé par une zener de 7,5 V.

La zener est découplée par un condensateur de 100 μ F qui élimine toute trace de bruit et de ronflement.

11) Modulateur UHF (fig. 8)

Le premier transistor T_1 est monté en oscillateur en montage base commune et réaction entre émetteur et collecteur.

Dans le collecteur on trouve une ligne accordée (L_1)

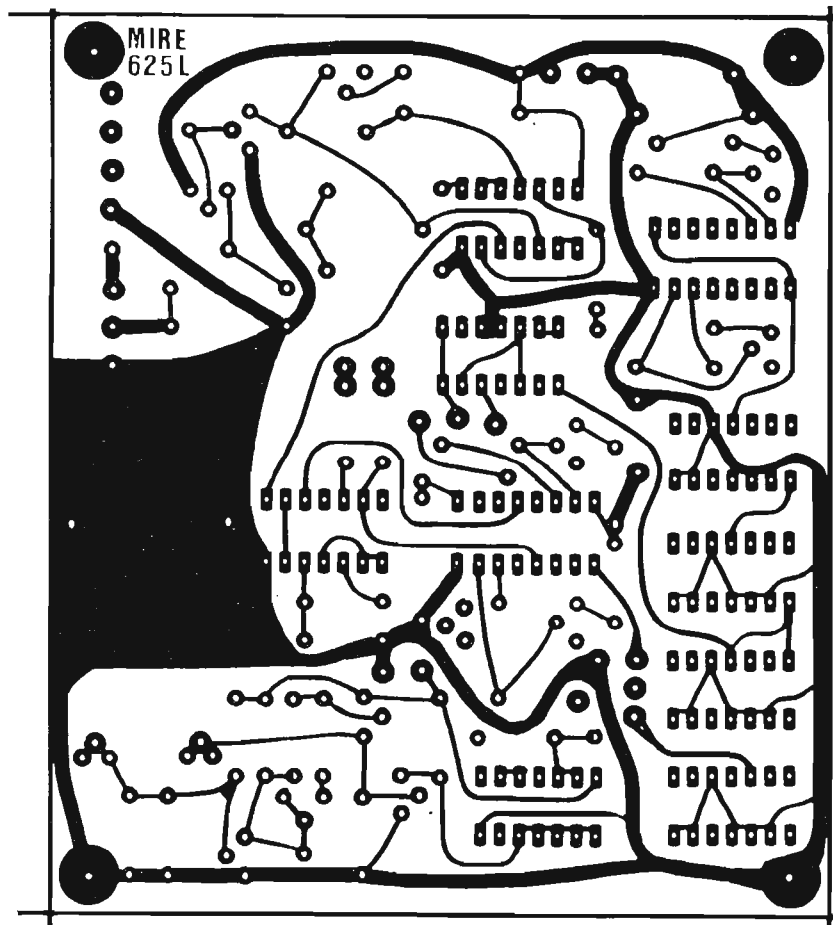
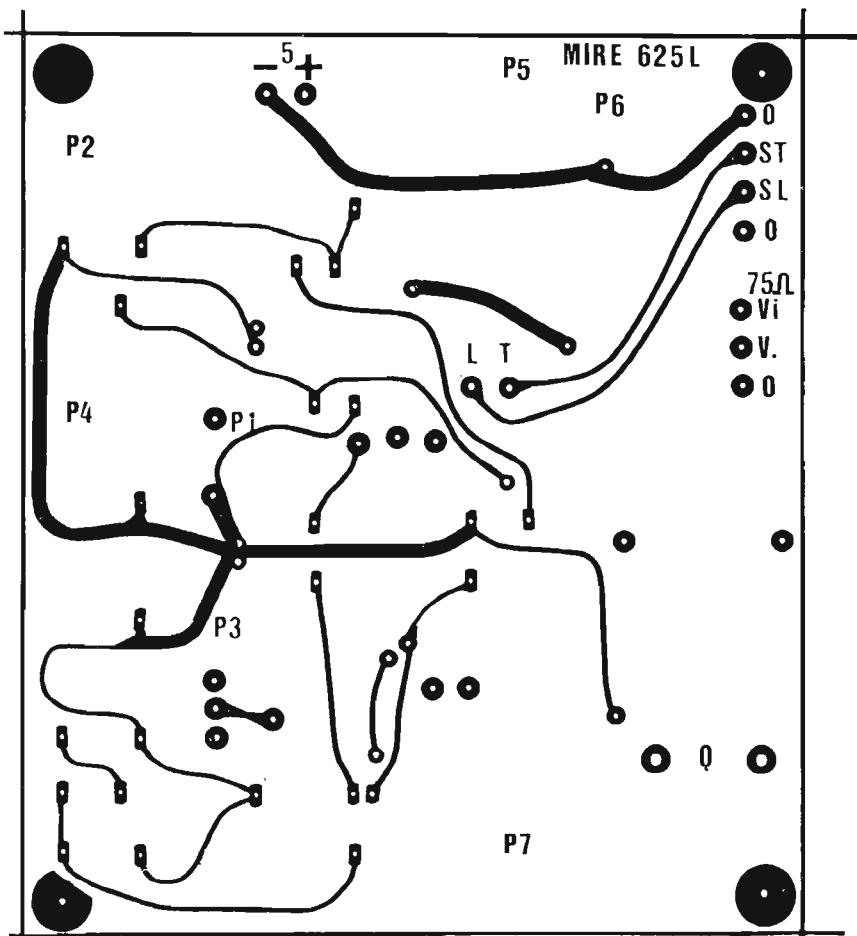
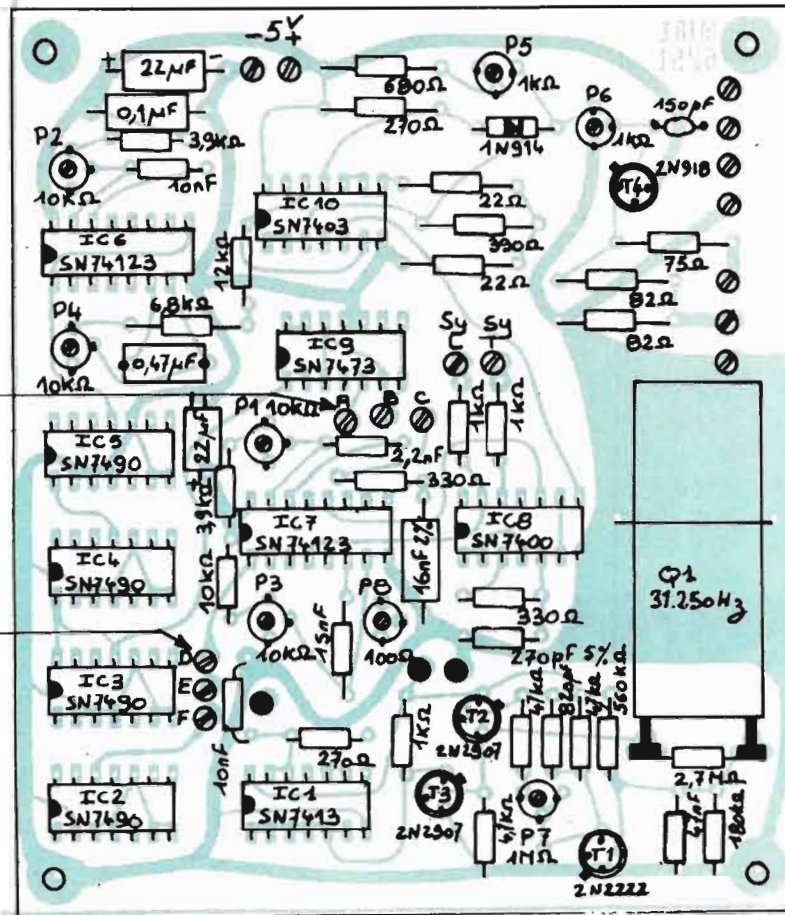


Fig. 6 A et B
Le circuit imprimé double face.

Alimentation



Masse
 Synchro Trame
 Synchro Ligne
 Masse
 Vidéo 75 Ω
 Vidéo modulateur
 Masse

⊙ Plots de sortie
 ● Liaisons vers circuit 819 Lignes

Fig. 6 C
 Le circuit vu côté composants.

CIRCUIT 625 LIGNES

Résistances $\pm 5\%$ ou $\pm 10\%$

- 1 220 Ω 1/4 W
- 2 330 Ω 1/4 W
- 3 1 k Ω 1/4 W
- 2 3,9 k Ω 1/4 W
- 2 4,7 k Ω 1/4 W
- 1 6,8 k Ω 1/4 W
- 1 10 k Ω 1/4 W
- 1 12 k Ω 1/4 W
- 1 47 k Ω 1/4 W
- 1 180 k Ω 1/4 W
- 1 560 k Ω 1/4 W
- 1 2,7 M Ω 1/4 W
- 1 75 Ω 1/2 W
- 2 82 Ω 1/2 W
- 1 270 Ω 1/2 W
- 1 390 Ω 1/2 W
- 1 680 Ω 1/2 W
- 1 22 Ω 1/2 W

Condensateurs Céramique

- 1 150 pF
- 1 270 pF
- 1 820 pF

Condensateurs Film plastic

- 2 10 nF
- 1 15 nF
- 1 16 nF 2%
- 1 2,2 nF

- 1 47 nF
- 1 0,1 μ F
- 1 0,47 μ F

Condensateurs chimiques
 2 22 μ F 6,3/8 V ou 10/12 V

Transistors

- 1 2N 2222 ou BC 109
- 2 2N 2907 ou BC 159
- 1 2N 918 pu 2N 706A

Diode

- 1 1N 914 ou 34 P4

Potentiomètres (série P4 10 de RTC ou T7 T de Sfernice)

- 1 100 Ω
- 2 1 k Ω
- 4 10 k Ω
- 1 1 M Ω

Circuits intégrés

- 4 SN 7490 N
- 2 SN 74123 N
- 1 SN 7473 N
- 1 SN 7403 N
- 1 SN 7413 N
- 1 SN 7400 N
- 1 Quartz QA 50 31.250 Hz
- 1 Support de Quartz
- 1 Inverseur
- 3 Fiches BNC

COMPLÉMENT 819 LIGNES

Résistances 1/4 W 5%

- 1 220 Ω
 - 1 560 Ω
 - 1 1,5 k Ω
- Condensateurs
- 1 47 nF plastic
 - 1 22 μ F 6,3/8 V ou 10/12 V

1 Self 10 μ H

Circuits intégrés

- 1 SN 7400 N
- 2 SN 7490 N
- 1 Quartz HC 6U 2,0475 MHz
- 1 Support de Quartz
- 1 Inverseur

ALIMENTATION

- 1 Transfo 110/220 V 10 V 0,4 A
- 4 1N 4002
- 1 2N 2222 ou BC 109
- 1 BZY88 C7V5
- 1 MC 7805 CP
- 2 1 000 μ F 16 V/20 V
- 2 100 μ F 10 V/12 V
- 1 1 k Ω 1/2 W
- 1 Fusible 0,4 AT

MODULATEUR UHF

Résistances $\pm 5\%$ 1/4 W ou 1/2 W

- 1 470 Ω
- 1 1 k Ω
- 1 1,5 k Ω
- 1 2,7 k Ω
- 1 4,7 k Ω
- 1 5,6 k Ω

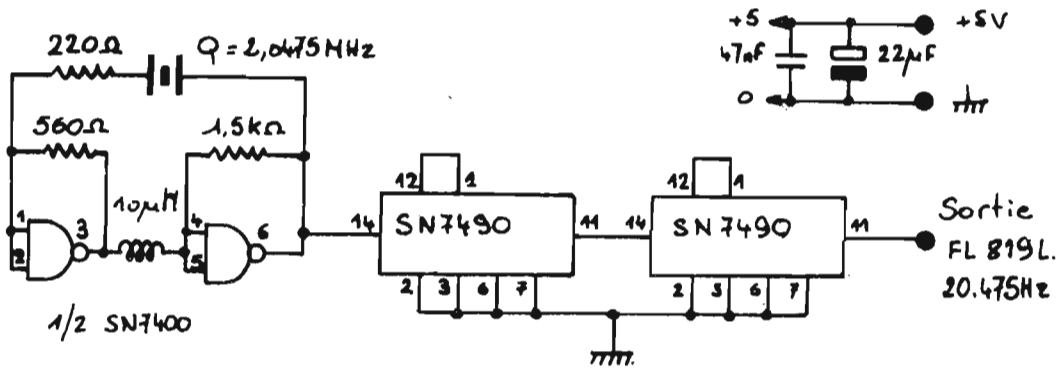
Condensateurs céramique

- 1 1,2 pF
- 1 1,8 pF
- 1 22 pF
- 1 1 nF
- 2 1 nF By-Pass

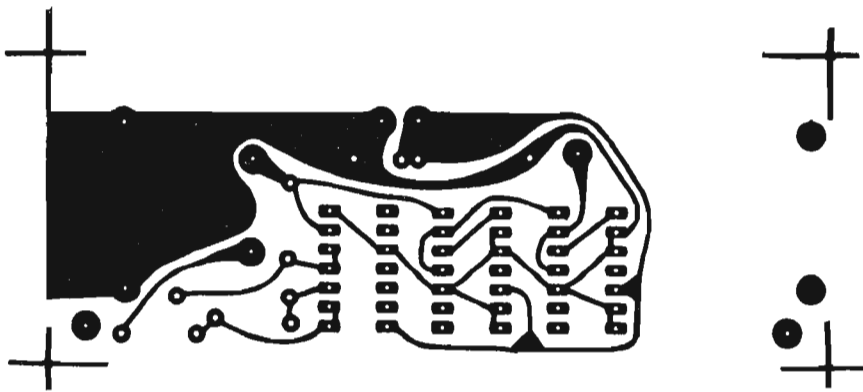
Condensateur ajustable
 4 10 pF à vis

Transistors + Zener

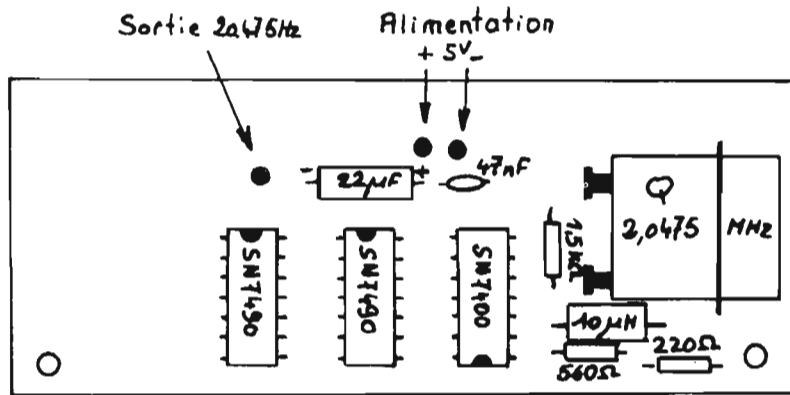
- 2 AF 139
- 1 BZY88 C6V2
- 1 Potentiomètre 10 k Ω T7Y ou P 410 (RTC)
- 1 100 μ F 10 V
- 11 Self de choc VK 200 (RTC)
- Tôle étamée 10/10^e
- Fil argenté 20/10^e
- Entretoises \varnothing 3 mm
- 1 Fiche BNC



A



B



C

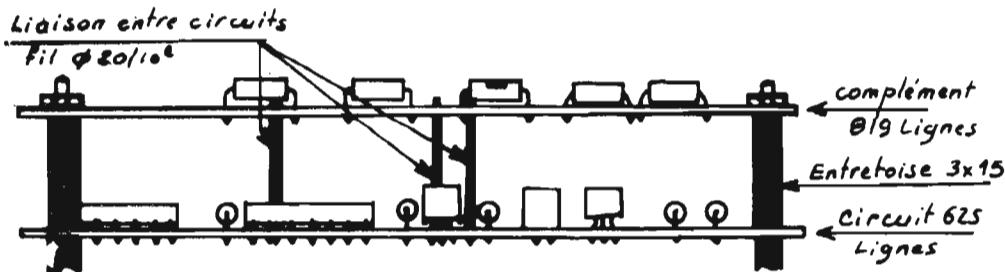
Fig. 7 A. - Schéma de principe du complément 819 lignes.

B. - Le circuit imprimé.

C. - Le circuit vu côté composants.

D. - Montage du complément 819 lignes.

N.B. : La self de 10 μH peut être remplacée par une résistance de 220 Ω.



D

par un condensateur variable de 10 pF. L'accord est possible entre 400 MHz et 700 MHz, c'est-à-dire du canal 21 au canal 50. La réaction se fait par le diviseur capacitif 1,8 pF 1,2 pF.

Suivant le câblage et le transistor, il est possible que l'oscillateur décroche avant 700 MHz. Si le cas se présentait et que l'on tienne à avoir une fréquence supérieure, il suffit de diminuer le 1,8 pF ou de remonter la prise sur la ligne.

Une petite ligne de couplage, L₄, assure la liaison HF vers le transistor modulateur T₂. T₂ est également monté en base commune, son potentiel de base est réglable par P₂ afin de compenser les dispersions des alimentations et de la zener Z de commande.

La tension vidéo est prélevée par P₁ et appliquée à l'émetteur de T₂ à travers une zener qui effectue un décalage de tension. La tension de cette zener doit être de : V_Z = V.alimentation - 1 V à ± 0,2 V près. Une self de choc empêche la H.F. de remonter dans les circuits vidéo.

Une fenêtre permet le couplage entre L₂ et L₃. L'ensemble forme un filtre passe-bande qui élimine les harmoniques de l'étage modulateur.

L'alimentation de chaque étage est découplée par un condensateur by-pass de 1 nF. Une self de choc genre VK 200 parfait ce découplage.

RÉALISATION

I - Tout le câblage de la partie vidéo se fait sur un circuit imprimé double face de 103 x 118 mm (fig. 6). Pour les personnes ne pouvant pas réaliser un double face, il est toujours possible, vu le nombre peu important de connexions, de réaliser les pistes de la face éléments en fil étamé enfilé dans du souplisso.

III - L'alimentation est câblée, transformateur compris, sur un circuit de 60 x 65 mm.

Pour le transformateur, se procurer un circuit 37 x 44 mm d'une épaisseur de 17 mm. Sur la carcasse, bobiner 2 000 spires de 10 ou 12/100^e émaillé, sortir le fil, et continuer dans le même sens de rotation, avec 2 000 spires de 10/100^e. Isoler avec 2 couches de papier isolant.

Bobiner ensuite le secondaire avec 200 spires de 30 ou 33/100^e. Isoler avec 2 couches de papier isolant et placer les tôles en les enchevêtrant. On doit mesurer une tension de 11 V efficaces, à vide, au secondaire. Il n'est pas nécessaire de bobiner à spires jointives, mais le bobinage devra être soigné si l'on veut rentrer tout le fil...

RÉGLAGE MISE AU POINT

1) Partie vidéo plus alimentation

Si l'ensemble est câblé avec soin et avec des composants neufs, il n'y a aucune mise au point. Trois exemplaires de cette mire ont déjà été câblés et n'ont nécessité que le réglage des divers potentiomètres.

Essayer l'alimentation avant de la brancher sur le circuit vidéo. Les tensions doivent être de 5 et 7 V à $\pm 0,2$ V près.

Surtout ne jamais alimenter les circuits intégrés avec une tension supérieure à 7 V ou en inversant la polarité. Le résultat serait désastreux, les circuits les plus chers, décades, monostables, seraient détruits les premiers.

Si on possède un oscilloscope avec base de temps étalonnée, régler chaque potentiomètre suivant les valeurs placées en annexe du schéma de principe.

Si l'oscilloscope dont on dispose, n'est pas étalonné, procéder par comparaison avec

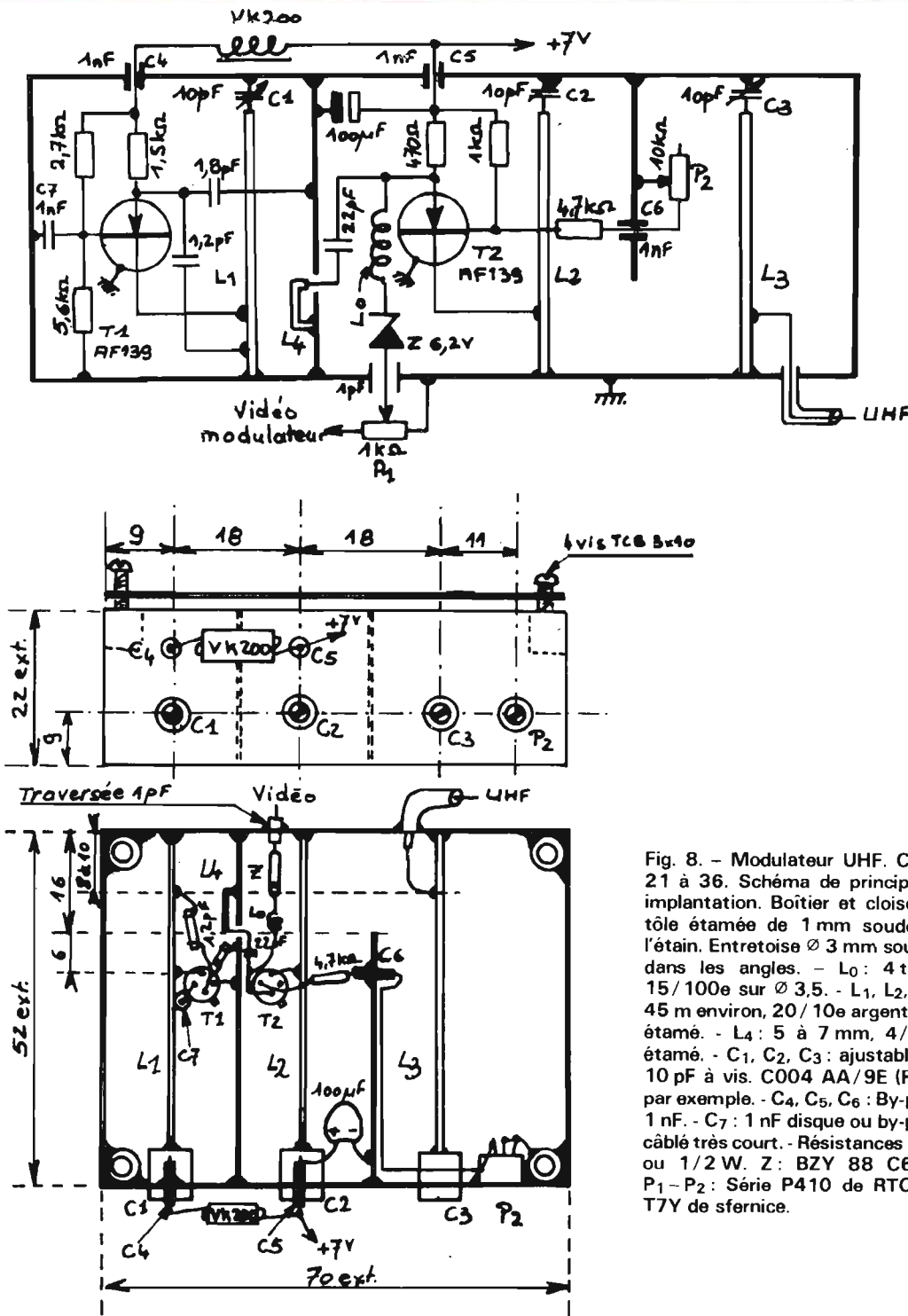


Fig. 8. - Modulateur UHF. Canal 21 à 36. Schéma de principe et implantation. Boîtier et cloisons : tôle étamée de 1 mm soudée à l'étain. Entretoise \varnothing 3 mm soudée dans les angles. - L_0 : 4 tours 15/100^e sur \varnothing 3,5. - L_1 , L_2 , L_3 : 45 m environ, 20/10^e argenté ou étamé. - L_4 : 5 à 7 mm, 4/10^e étamé. - C_1 , C_2 , C_3 : ajustable 3-10 pF à vis. C004 AA/9E (RTC) par exemple. - C_4 , C_5 , C_6 : By-pass 1 nF. - C_7 : 1 nF disque ou by-pass câblé très court. - Résistances 1/4 ou 1/2 W. Z : BZY 88 C6V2. P_1 - P_2 : Série P410 de RTC ou T7Y de sfernice.

Le perçage du circuit se fait à 0,7 mm ou 1 mm pour les circuits intégrés et 1 à 1,2 mm pour les autres éléments.

Certains composants assurant la liaison entre les deux faces du circuit ; dans ce cas, il faudra souder la queue de chaque côté du circuit. Attention au démontage éventuel dudit composant, la pompe à dessouder ou mieux la tresse à dessouder, est indispensable si

on ne veut pas décoller les pistes.

Attention également aux courts-circuits entre broches de circuits intégrés.

A part ces quelques remarques, la réalisation ne pose aucun problème.

II - Le modulateur UHF (fig. 8) demande beaucoup de soin dans sa réalisation mécanique et son câblage.

La mécanique est réalisée

dans de la tôle étamée de 10/10^e minimum.

Découper toutes les pièces et les souder à l'étain à l'aide d'un fer à souder de 150 W. Souder les entretoises de 3 mm dans les angles, puis souder les lignes et les condensateurs by-pass. L'ensemble doit être le plus rigide possible. Le reste du câblage sera réalisé très court en s'inspirant du croquis.

un signal vidéo prélevé sur un téléviseur.

Dans le doute, il est possible de remplacer les potentiomètres P_1 et P_2 plus la résistance série, par les valeurs suivantes :

$$P_1 = 6 \text{ k}$$

$$P_2 = 7,75 \text{ k}$$

les temps obtenus doivent être à $\pm 10\%$ environ.

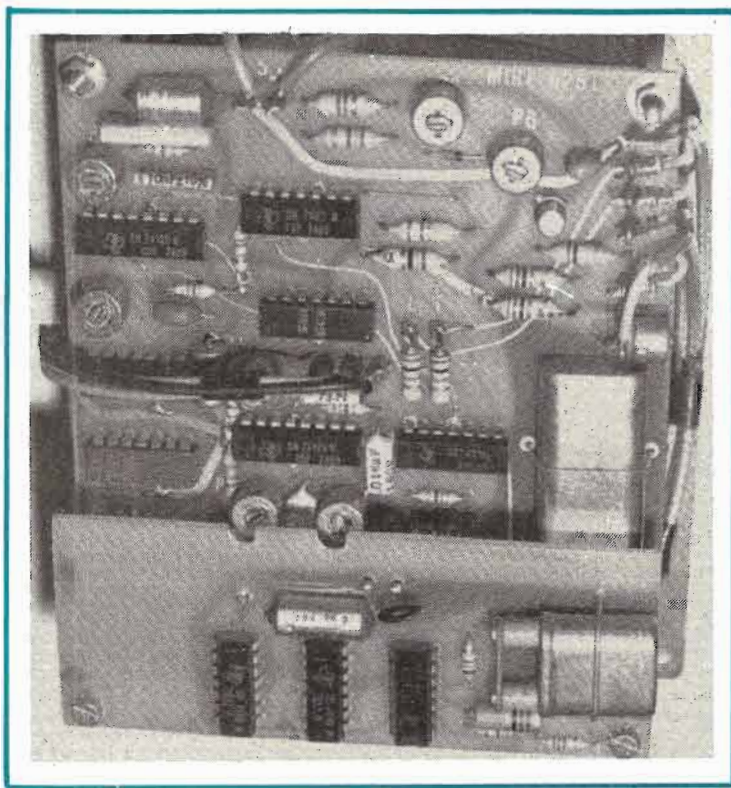
— Régler P_3 au minimum et P_6 au maximum.

— Régler P_7 pour l'accrochage de l'oscillateur.

— Injecter la vidéo dans un téléviseur.

— Régler ensuite P_3 sur convergence, pour avoir une ligne horizontale qui se termine juste à l'extrémité droite de l'écran.

— Régler P_4 sur image blanche de façon à faire affleurer le panneau blanc avec le haut de l'écran.



— Régler P_5 pour avoir 14 barres verticales visibles sur l'écran.

2) Modulateur UHF

Placer les trois condensateurs variables et les deux potentiomètres à mi-course.

Brancher dans l'antenne UHF d'un téléviseur et chercher un accord, même si l'image est instable.

Amener ensuite la fréquence progressivement sur le canal choisi à l'aide de C_1 et rectifier C_2 en conséquence.

Régler les deux potentiomètres de façon à obtenir une image impeccable. Il peut être nécessaire de rectifier un peu le réglage de C_2 . Insérer un atténuateur de 20 ou 30 dB dans l'antenne pour amener l'image dans le souffle, régler alors C_3 au minimum de souffle.

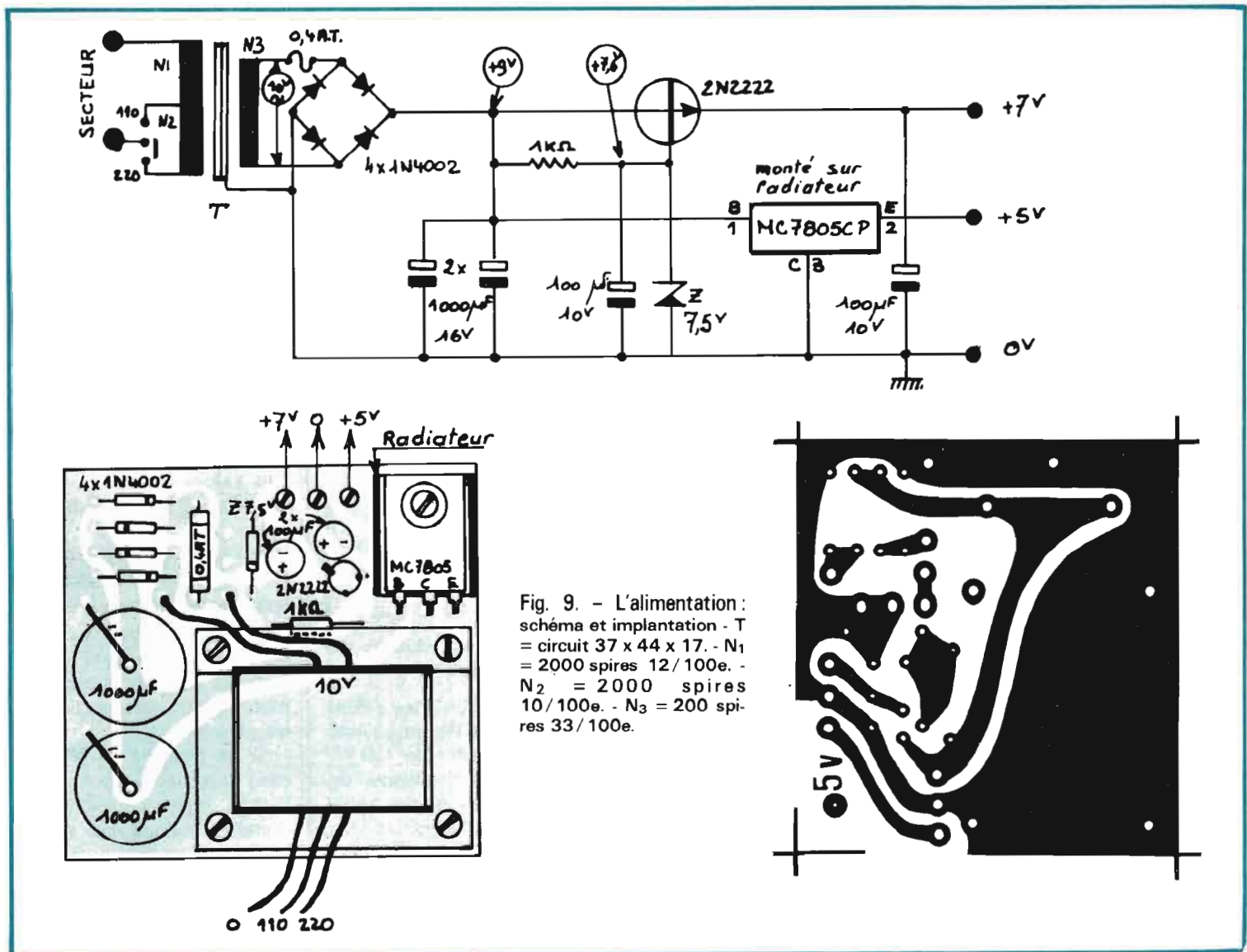


Fig. 9. - L'alimentation : schéma et implantation - T = circuit 37 x 44 x 17. - N_1 = 2000 spires 12/100e. - N_2 = 2000 spires 10/100e. - N_3 = 200 spires 33/100e.

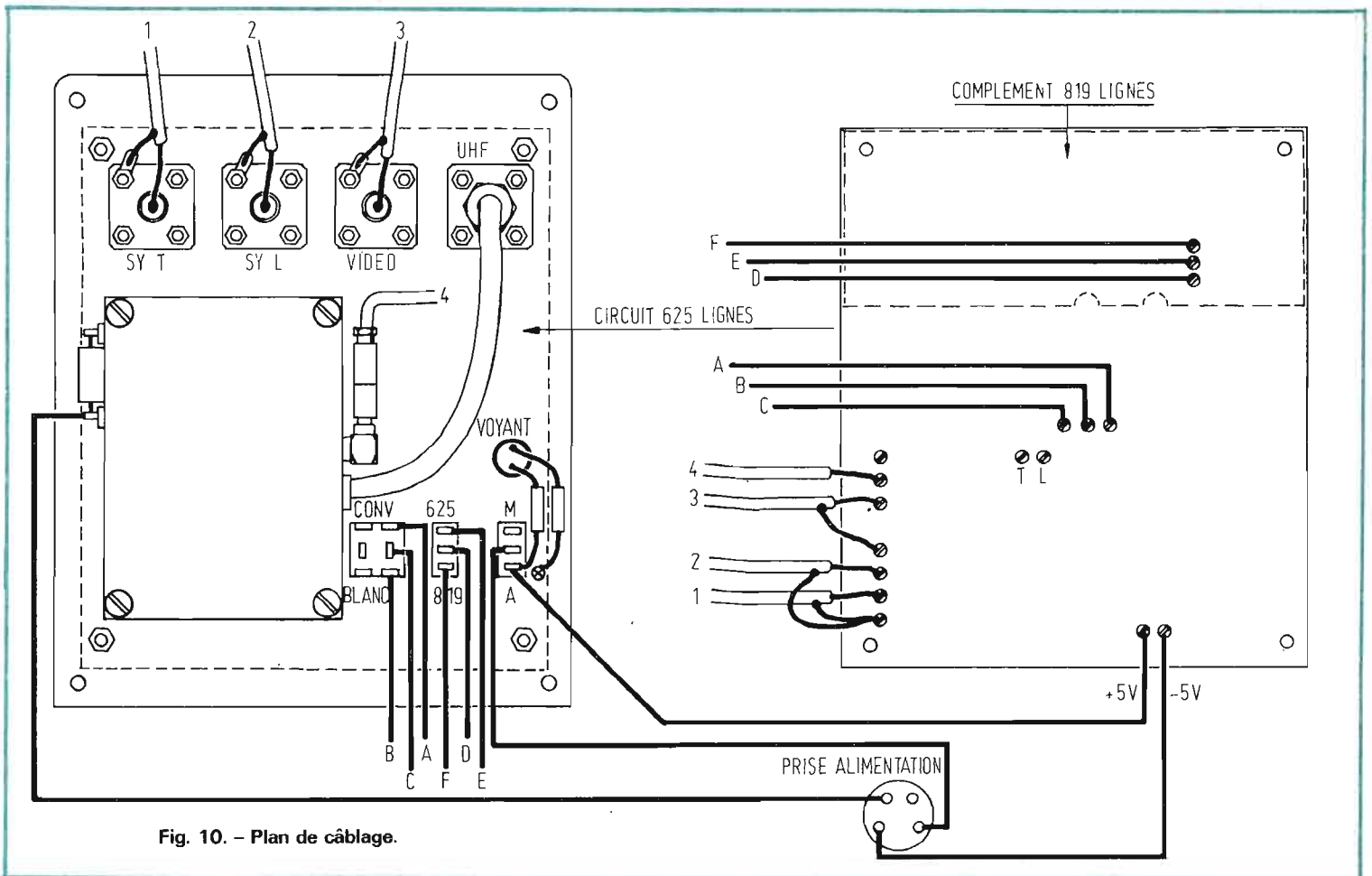


Fig. 10. - Plan de câblage.

COMPLÉMENT 819 LIGNES

Le 819 lignes étant appelé à disparaître, le circuit est sim-

plifié et présente quelques défauts.

Pour des raisons de prix, l'oscillateur 819 lignes n'utilise pas un quartz de 20.475 Hz. Il est possible de trouver un

quartz de 2,047 MHz et de diviser cette fréquence par 100.

Cette technique peut être utilisée également pour l'oscillateur 625 lignes, si l'on est

rebuté par l'achat d'un quartz à 80 F environ. La fréquence ligne n'étant plus synchronisée avec la trame, les barres horizontales sont affectées d'un léger sautiller d'une ligne, on ne peut avoir une image blanche.

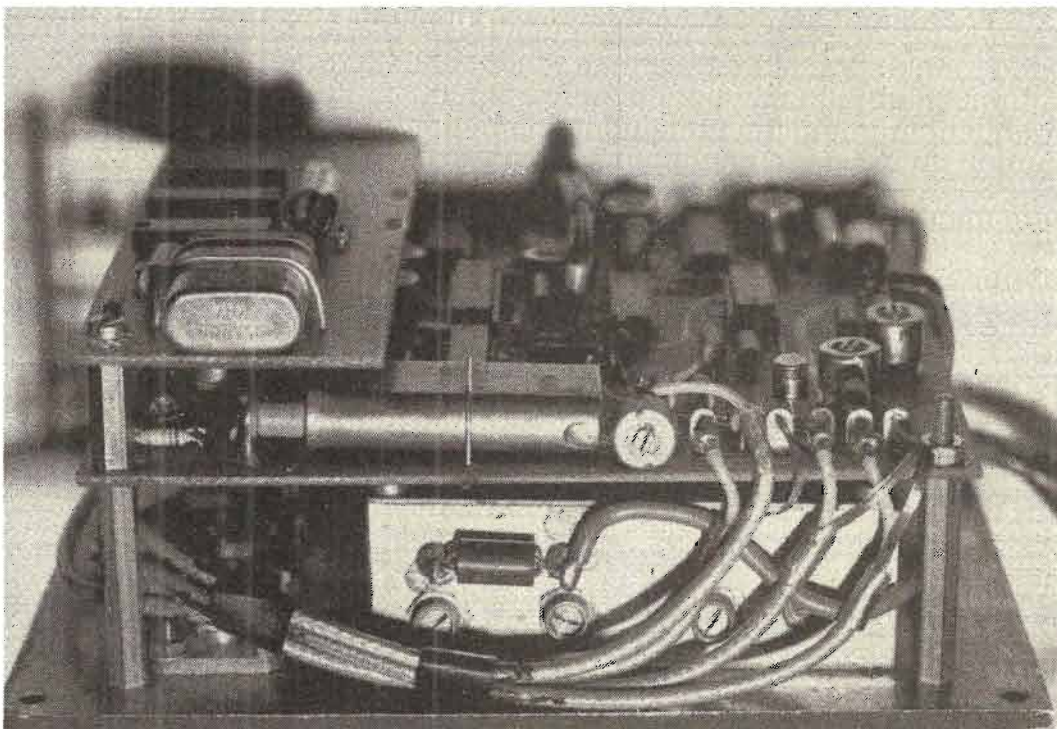
Consommation : 100 mA sous 5 V.

CONCLUSION

La réalisation de cette mire permet, avec un minimum d'argent et de temps, de posséder un appareil indispensable à toute personne s'intéressant au réglage de téléviseurs.

M.J.M.

Documentation : Texas Instruments.



PRATIQUE

des

CONDENSATEURS

**LES CONDENSATEURS
PRATIQUES À
DIÉLECTRIQUE
CÉRAMIQUE
MODERNES**

On considère actuellement deux catégories de condensateurs céramiques pratiques normalisés et, tout d'abord, les condensateurs à diélectrique céramique à coefficient de température « défini », qui sont habituellement des tubes céramiques argentés. Les céramiques de base utilisés sont la stéatite, de constante diélectrique 7, ou le bioxyde de Titane et ses dérivés, à faibles pertes ou moyenne constante diélectrique.

L'épaisseur minimale du diélectrique est d'environ $3/10^{\circ}$ de mm pour une tension de service de 250 volts. La protection est assurée par un vernis ou un émail, qui protège contre l'humidité, réduit les effluves sur les bords des électrodes, et isole électriquement le condensateur.

Gamme courante de capacités : 1 pF à 1 000 pF, tolérances associées 2 %, 5 %, 10 %, 20 %.

Tension nominale : de 250 à 630 V.

tg à 1 MHz : $3 \text{ à } 10 \times 10^{-4}$ plus élevé (jusqu'à 30×10^{-4})

pour les faibles valeurs de capacités.

R_i : comprise entre 10^{11} et $10^{12} \Omega$.

Rigidité diélectrique : 6 à 9 V/ μm .

Stabilité : variations inférieures à 1 % après essai de vieillissement (d'autant meilleure que le coefficient de température est faible).

La gamme des températures d'emploi varie entre -55° à 100° ou 150°C . Le coefficient de température est bien défini ; sa valeur dépend du dosage des céramiques. Les pertes sont encore faibles à 85°C , la résistance d'isolement a une valeur dix fois plus faible à 85° qu'à 20°C . La fréquence d'utilisation est pratiquement limitée à 50 MHz par la self-inductance des connexions et du condensateur et par la résistance des connexions et des métallisations. Les pertes sont très faibles au-delà de 20 kHz, et augmentent sensiblement en basse fréquence.

L'autre catégorie de condensateurs à coefficient de température « non défini » comprend des disques ou plaquettes de céramique argentée, Titanate de Baryum et de strontium à constante diélectrique élevée, de 500 à 10 000 ; la protection est assurée par un vernis ou une cire.

Gamme courante de capacités : 470 pF à $0,22 \mu\text{F}$ tolérances associées 20 % (-20 , $+50$ %) ($0 + 100$ %)

Tensions nominales : 125, 350, 500, 1 000 et 4 000 V

tg V à 1 kHz : 100 à 300×10^{-4}

R_i : 5×10^2 à $10^{11} \Omega$
Rigidité diélectrique : 4 V/ μm
Stabilité : médiocre, variation atteignant 20 % après essai de vieillissement.

tournez la page

infra

infra
VOUS
informe

The advertisement features a central illustration of a man in profile, wearing a white shirt and tie, holding a vintage telephone receiver to his ear. To his right is a classic radio receiver on a wooden cabinet with a large speaker. The background is dark with several 'infra' logos, each consisting of a stylized bird or wing shape above the word 'infra'. The text 'tournez la page' is written in a white, sans-serif font. Below the radio, the word 'infra' is written in a large, bold, white font, followed by 'VOUS' and 'informe' in smaller white fonts.

La gamme d'emplois s'étend de -55°C à 85°C ; le coefficient de température ne peut être défini, les variations de capacité sont importantes. La classe du condensateur est définie par les variations de capacité entre -55°C et $+85^{\circ}\text{C}$ par rapport à la valeur de 20°C .

Les pertes augmentent aux basses températures et décroissent aux températures élevées ; la capacité décroît lorsque la fréquence augmente et varie avec la tension appliquée. Les pertes diminuent avec la fréquence jusqu'à 100 kHz puis augmentent ensuite.

Ce sont surtout des condensateurs de découplage à rapport capacité/volume élevé.

LES TRANSFORMATIONS DES ÉLÉMENTS CÉRAMIQUES MULTICOUCHES

La plupart des circuits intégrés fonctionnent pour des tensions de 5 à 15 volts, de sorte que les capacités prévues pour des tensions supérieures à 25 volts ne sont pas nécessaires. Dans ces conditions, des diélectriques plus minces doivent permettre d'améliorer le rendement volumétrique, les réponses en fréquence, et d'obtenir des capacités plus élevées avec le même nombre de couches.

Les fabricants de condensateurs céramiques peuvent ainsi obtenir des capacités de plus en plus élevées ; normalement, en pratique, les condensateurs en pastilles céramiques ont une capacité limitée à environ $2\ \mu\text{F}$, d'un autre côté, les condensateurs en pastilles au tantale deviennent économiques pour des capacités supérieures à $2\ \mu\text{F}$. Dans un avenir prochain, la concurrence entre les éléments au céramique et au tantale aura donc lieu surtout pour les valeurs de 1 à $10\ \mu\text{F}$. On peut supposer que les céramiques

auront l'avantage de 3 à $4\ \mu\text{F}$, tandis que les éléments au tantale seront préférables au-dessus de ce niveau.

On peut considérer trois tendances déterminantes des progrès dans les prochaines années, tout d'abord une variation du rapport entre les prix et les performances pour les éléments de capacités comprises entre $0,1$ et $10\ \mu\text{F}$. Ces modifications seront dues à l'emploi de couches de films de plus en plus minces, à l'introduction de diélectriques à constante élevée et de nouvelles encres à base métallique, qui permettront de réduire les prix de revient, parce qu'elles seront moins coûteuses que les encres contenant du métal précieux employées actuellement.

Aux Etats-Unis, par exemple, on a réalisé un condensateur à pastille, d'une capacité nominale de $3\ \mu\text{F}$ supportant 25 volts, avec un diélectrique très mince, et dont les dimensions sont les deux tiers seulement de celles employées pour les éléments céramiques habituels. Il utilise une couche de céramique de 25 micromètres d'épaisseur, alors que la couche habituelle est de l'ordre de 35 micromètres.

Siemens a étudié un diélectrique au titanate de baryum qui a une constante diélectrique de $50\ 000$, et qui possède une efficacité six fois plus grande que celle des diélectriques courants à constante élevée ; il doit permettre d'obtenir un rendement volumétrique plus grand avec un nombre de couches plus réduit, ce qui diminuerait l'emploi des encres contenant des métaux précieux et, par suite, assurerait une réduction considérable des prix par microfarads.

Un autre progrès important réside dans le développement des encres métalliques moins coûteuses, en employant des matériaux tels que le plomb et le nickel ; elles pourraient remplacer le platine et le palladium ; on peut prévoir l'emploi de ces encres dans un avenir prochain.

LES CONDENSATEURS CÉRAMIQUES SPÉCIAUX

Les progrès des circuits à haute fréquence et à micro-ondes et des montages correspondants ont été accompagnés par le développement de condensateurs capables de satisfaire les nécessités dues à l'emploi de ces fréquences élevées, tant en ce qui concerne les pertes que les caractéristiques géométriques.

On réalise ainsi des condensateurs en forme de pastilles en porcelaine céramique, permettant d'obtenir des performances remarquables à haute fréquence, par exemple, des condensateurs de l'ordre de $5\ \text{pF}$ utilisables jusqu'à $3,6\ \text{GHz}$ et des modèles de $100\ \text{pF}$ utilisables jusqu'à $900\ \text{MHz}$.

L'industrie de l'horlogerie se transforme, et l'on voit apparaître des montres électroniques de dimensions très réduites, qui emploient une nouvelle catégorie de condensateurs céramiques variables micro-miniatures, qui ne mesurent pas plus de $2\ \text{mm}$ de long et de $5\ \text{mm}$ de diamètre, et peuvent avoir une capacité variable de $0,5\ \text{pF}$ à $40\ \text{pF}$.

Une autre transformation du condensateur céramique consiste dans la réalisation d'éléments semi-conducteur. Ces éléments comportent un diélectrique constitué par un oxyde placé en sandwich entre une métallisation d'argent et une couche réduite puis ensuite réoxydée ferro-électrique, qui est semi-conductrice et joue alors le rôle d'un contact de base.

Le condensateur est ainsi formé par un cycle d'oxydation-réduction sur un support ferro-électrique ; l'oxyde joue le rôle de diélectrique, et la couche réduite est considérée comme un semi-conducteur ; des contacts métalliques aux deux extrémités complètent l'élément.

Un fabricant japonais a réalisé récemment une série de condensateurs à semi-conduc-

teur utilisant une céramique disposée sur un oxyde de titane-strontium ; une couche d'arrêt mince entre l'oxyde réduit et la métallisation joue le rôle de diélectrique.

Ce type de condensateur offre un rendement volumétrique plus élevé et une meilleure stabilité en température que les autres types de condensateurs céramiques, en raison de la stabilité plus élevée de la couche ferro-électrique plus mince. La capacité reste donc constante à $\pm 5\%$ près de -30°C à $+85^{\circ}\text{C}$, alors que la variation est de l'ordre de $+20\%$ à 30% pour les condensateurs céramiques habituels.

R.S.

DE LA STEREOPHONIE

A

L' AMBIOPHONIE

(Suite voir N° 1530)

LA STÉRÉO AMBIOPHONIE SIMPLIFIÉE D'APPARTEMENT

L'ambiophonie peut être réalisée ainsi dans les salles de spectacle et de concert, mais le problème se pose également pour les installations plus modestes d'appartements, dans lesquelles on veut obtenir, comme but final, l'illusion d'entendre un concert dans la salle originale. Certains praticiens ont ainsi étudié la possibilité de reproduire l'information ambiophonique avec un enregistrement initial permettant d'obtenir un certain nombre de canaux sonores et un nombre de haut-parleurs correspondants.

Les établissements **Bang et Olufsen** ont étudié un dispositif pratique à trois canaux, avec addition d'une information sonore ambiophonique. En fait, l'introduction des procédés quadriphoniques d'enregistrement ne doit pas supprimer les recherches destinées à l'amélioration des techniques de reproduction d'ambiance et la possibilité d'améliorer également les

méthodes monophoniques et stéréophoniques ordinaires.

La reproduction sonore pourrait ainsi être améliorée si, en même temps que l'enregistrement stéréophonique, l'information ambiophonique provenant de deux microphones séparés était ajoutée et mélangée dans les deux canaux stéréophoniques en opposition de phase.

Les sons provenant de deux haut-parleurs disposés en face des auditeurs, on le sait, ne produisent pas d'effets directionnels parce que la diffusion sonore n'est pas concentrée et l'on pourrait ainsi obtenir le but recherché, c'est-à-dire une meilleure perception des réflexions ambiophoniques.

Mais cette information ambiophonique est toujours beaucoup plus perceptible, si l'on peut déceler l'information différentielle entre deux haut-parleurs latéraux. On obtient ainsi un effet qui peut être considéré comme intermédiaire entre la reproduction stéréophonique à deux canaux et la reproduction quadriphonique et que l'on peut appeler la **stéréo-ambiophonie**, d'après l'expression

« ambi » égale « autour », ou de tous les côtés, et « ambiance » : environnement.

Les ingénieurs du son n'ont pas toujours suffisamment tenu compte des relations de phase entre les canaux d'enregistrement et dans de nombreuses circonstances, ils ont utilisé des microphones écartés les uns des autres pendant l'enregistrement, en particulier, durant l'enregistrement des disques d'autrefois. L'information d'ambiance est cependant présente, et peut être mise en valeur en utilisant des signaux différents entre les canaux.

Cette séparation de deux canaux en plusieurs autres, ou matriçage, ne peut être effectuée sans effet additionnel gênant. Les effets latéraux les plus gênants sont ainsi des impressions directionnelles inexacts de plusieurs instruments de l'orchestre et, pour améliorer l'information ambiophonique, il est ainsi nécessaire d'établir des limitations dans les canaux différentiels. Le système ambiophonique Bang et Olufsen a pour but d'obtenir ce résultat.

RÉALISATION DE LA STÉRÉO- AMBIOPHONIE SIMPLIFIÉE

L'effet des sons directs et réfléchis est rappelé à nouveau sur la figure 12, dans laquelle SD est l'information sonore directe provenant de la source sonore naturelle, et SR sont les diverses réflexions primaires provenant des différentes parois de la salle.

La relation entre l'énergie des sons réfléchis et le son direct dépend toujours de l'absorption de l'énergie rayonnée par les murs de la salle, et l'on voit encore sur la figure 13, une comparaison de l'absorption sonore dans une bonne salle de concert et dans un living-room d'appartement.

L'énergie sonore réfléchie par les murs dans le deuxième cas est évidemment beaucoup plus réduite que l'énergie directe après 80 millièmes de seconde, tandis que dans la salle de concert le son réfléchi demeure au même niveau pendant beaucoup plus longtemps.

La musique enregistrée provenant de la salle de

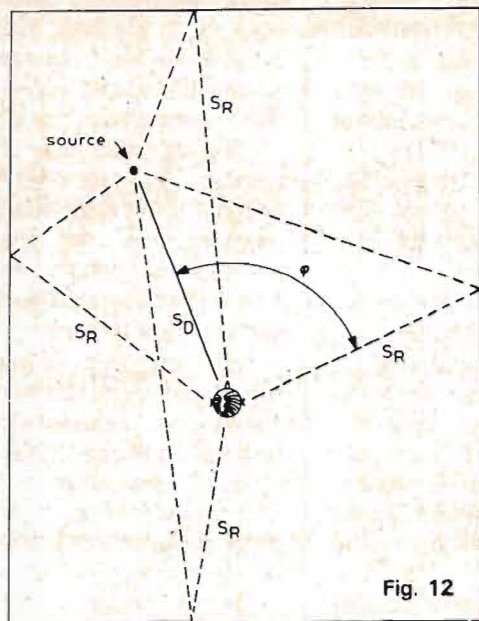


Fig. 12

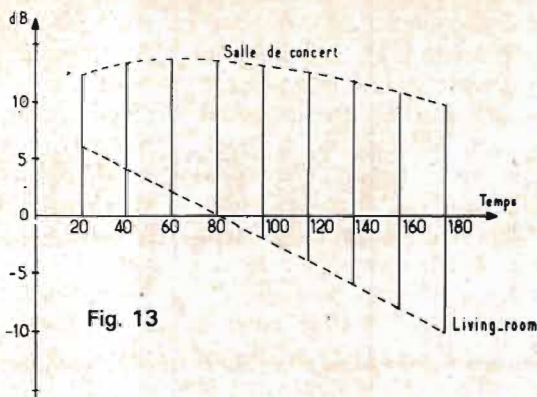


Fig. 13

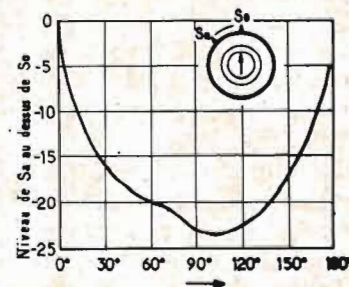


Fig. 14

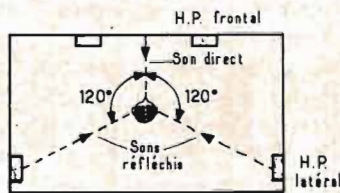


Fig. 15

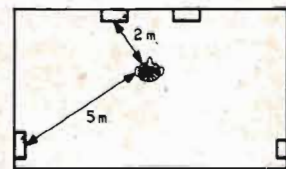


Fig. 16

concert est cependant généralement enregistrée, de telle sorte que les sons directs et réfléchis sont inscrits au moment de l'enregistrement. Ils doivent, à leur tour, être reproduits dans le living room, de telle sorte que les sons réfléchis sont obtenus au moyen des deux haut-parleurs stéréophoniques habituels.

Mais, ce fait n'est exact que partiellement, car les sons directs produisent un effet de masque inévitable sur l'impression sonore et ainsi sur les sons réfléchis. Cet effet de masque est plus de cent fois plus grand que celui des sons réfléchis, lorsque ces sons réfléchis, qu'ils soient naturels ou artificiels, sont rayonnés à partir du même point que les sons directs.

Le même phénomène peut aussi se produire si un auditeur se trouve face à la source sonore et en même temps reçoit des ondes réfléchies provenant de l'arrière; cet effet de masque est représenté sur la courbe de la figure 14.

Pour obtenir l'effet le plus efficace des sons réfléchis, ceux-ci devraient provenir des deux côtés et pour une petite partie à l'arrière de l'auditeur, approximativement avec un angle de 120 degrés, comme on le voit sur la figure 15.

S'il était possible seulement de reproduire les sons réfléchis provenant de la salle de concert dans notre chambre d'écoute individuelle, il serait facile de déterminer dans les meilleures conditions, la position des haut-parleurs reproduisant ces sons réfléchis dans la chambre d'écoute.

La relation entre les sons réfléchis, telle qu'elle est indiquée dans la figure 13, dépend, en réalité, nous l'avons noté, de la fréquence des sons.

Normalement, les sons de fréquence élevée sont absorbés plus rapidement que les sons de fréquence médium et les sons graves.

Cette absorption des sons de haute fréquence ne se produit pas seulement en raison des coefficients d'absorption plus élevés des parois pour ces fréquences, mais encore par suite de l'absorption de l'air. Ce phénomène présente une grande importance pour les pinçaux sonores qui ont une plus grande distance à traverser dans l'air, c'est-à-dire ceux qui proviennent des sons réfléchis.

Le système stéréo-ambiophonique a ainsi pour but de corriger dans les meilleures conditions la réponse en fréquence des haut-parleurs latéraux, pour assurer la reproduction la plus naturelle pos-

sible de l'information ambiophonique.

Dans ce but, ce montage comporte un filtre à haute fréquence, qui agit uniquement sur les haut-parleurs latéraux et présente d'autres avantages indiqués plus haut quand les deux canaux initiaux sont divisés en plusieurs, certains effets parasites se produisent dans les canaux différentiels. Ce fait est dû à ce que l'on ne peut totalement supprimer les sons de haut-parleur latéraux, qui, en fait proviennent seulement des haut-parleurs frontaux.

Ces sons sont constitués spécialement d'harmoniques d'ordre élevé des différents instruments et spécialement de ceux qui déterminent l'impression de direction. Une limitation des fréquences élevées dans les haut-parleurs latéraux augmente ainsi l'impression que l'orchestre se trouve en face de l'auditeur.

Une autre amélioration produite par ce système est réalisée si l'on a la possibilité d'entendre, à partir d'une position pour laquelle la distance par rapport aux haut-parleurs latéraux est approximativement de trois mètres plus grande que la distance par rapport aux haut-parleurs frontaux.

Si, par exemple, le living-room est rectangulaire, les

deux haut-parleurs frontaux peuvent être utilisés dans les meilleures conditions en les plaçant le long de la paroi la plus longue et les haut-parleurs latéraux sur les parois les plus courtes, comme on le voit sur la figure 16.

Avec cette disposition des haut-parleurs arrière, le son ambiophonique est retardé d'environ 10 millisecondes par rapport aux sons provenant des haut-parleurs frontaux.

On obtient ainsi l'impression que le son de l'orchestre provient des deux haut-parleurs frontaux; elle ne doit pas varier, tandis que l'information ambiophonique où l'effet stéréo-ambiophonique provenant des haut-parleurs latéraux est correctement reproduit.

On voit ainsi sur la figure 17 la disposition normale du système et le schéma de montage avec un décodeur ambiophonique permettant d'obtenir les canaux sonores ambiophoniques destinés aux deux haut-parleurs latéraux.

Un circuit électronique simple permet de récupérer les différences des signaux gauche et droite et les deux enceintes latérales sont connectées en opposition de phase avec le signal normal. Le signal différence est beaucoup plus faible que le signal

frontal ; il n'est pas localisable dans l'espace, la sensation de profondeur est d'autant plus forte que l'enregistrement stéréophonique présente une différence très marquée entre les canaux (fig. 18).

Le filtre ambiophonique est situé entre les deux enceintes latérales ; il a pour but de couper les sons aigus et la compatibilité est totale. On peut obtenir une reproduction avec tous les disques et les bandes stéréo ; l'investissement est faible et concerne surtout les deux enceintes supplémentaires.

Il s'agit, sans doute, d'un dispositif simplifié qu'on pourrait plus ou moins comparer aux systèmes pseudo-quadriphoniques, mais avec une particularité acoustique intéressante.

UN AUTRE MONTAGE SIMPLIFIÉ

Il ne s'agit pas seulement d'obtenir un effet spatial de transmissions sonores, mais d'assurer une courbe de réponse satisfaisante, qui puisse concourir à assurer l'impression musicale satisfaisante de l'auditeur exigeant ; il faut donc rechercher l'élargissement de la stéréophonie à deux canaux, mais la multiphonie peut prendre différentes formes.

Parmi les procédés relativement simples, qui peuvent être désormais à la portée des

amateurs de haute fidélité et d'ambiophonie, on peut citer le procédé KM dû à Korn et Macway, destiné à réaliser par un moyen électronique des images acoustiques ; en quelque sorte, complémentaires, augmentant l'effet stéréophonique et, en même temps, permettant de réduire des distorsions d'origine acoustique. Le système est destiné ainsi à compléter les chaînes stéréophoniques classiques par le remplacement des enceintes acoustiques ordinaires.

Le système ambiophonique consiste, en particulier, dans l'apport d'enceintes arrières, qui reproduisent sensiblement le même message sonore que les enceintes principales, mais en les déphasant.

Le système KM comporte ainsi une paire d'enceintes compactes, à amplificateur de puissance incorporé et à trois voies acoustiques : un haut-parleur principal à large bande passante, un diaphragme passif accordé sur 35 Hz, asservi par couplage pneumatique et prolongeant la réponse dans les sons graves au-dessous de 50 Hz et, enfin, un haut-parleur pour sons aigus, ou tweeter, fonctionnant pour les fréquences les plus élevées.

Un bloc de commande et de traitement de l'information est monté entre l'amplificateur pouvant fournir au minimum une dizaine de watts et les deux enceintes ; il assure l'essentiel des réglages, et la

mise en service de l'installation s'effectue au moyen d'un interrupteur général.

Le phono-lecteur ne doit déterminer qu'une résonance aux environs de 10 Hz, avec un ronronnement très faible, en raison de la réponse du système vers les sons très graves.

Le dispositif de traitement a des fonctions diverses, et, tout d'abord, il additionne les signaux des deux canaux, dont la fréquence est inférieure à 100 Hz ; il augmente ainsi simplement le rendement du haut-parleur grave qui peut être placé à proximité d'un mur.

Dans chaque canal au-dessus de 100 Hz, il extrait par différence les informations en opposition de phase, qui sont envoyées dans l'autre canal avec une sorte de croisement, de sorte que chacun des haut-parleurs rayonne les sons directs et les sons indirects du canal stéréophoniques et, en outre, les sons indirects en provenance de l'autre.

Il se produit ainsi un « croisement » ; en respectant les deux informations stéréophoniques de base et, en conservant la position des sons directs respectifs, on ajoute, en quelque sorte, une série « d'images acoustiques » qui constituent autant de sources fictives pour améliorer la sensation d'ambiance et réduire les distorsions.

On peut également prévoir

un certain nombre de corrections et de réglages additionnels avec un réglage du niveau d'intensité physiologique compensée, avec un niveau de référence correspondant aux fortissimi des programmes symphoniques ; au-dessous de ce niveau, plus on abaisse l'échelle sonore, plus on agit automatiquement sur les sons graves.

Un sélecteur « normal-solo » en position « solo » augmente également le rapport des sons directs aux sons réfléchis en assurant un effet de rapprochement, une sorte de gros plan sonore des sources sonores primaires.

Un potentiomètre d'équilibrage, ou de « balance », permet d'obtenir comme à l'habitude, un équilibre binauriculaire dans des cas exceptionnels. En décalant légèrement cette commande, on peut créer en partant d'une source monophonique une certaine information sonore d'ambiance du signal différentiel, qui détermine une sorte d'effet pseudo-spatial.

Il est également possible de corriger le registre des graves en agissant sur des commutateurs disposés sur les enceintes, suivant la disposition et les caractéristiques de la salle.

L'effet est accentué par l'utilisation d'enceintes acoustiques construites spécialement dans ce but, et présentant une atténuation sélective des résonances parasites, de

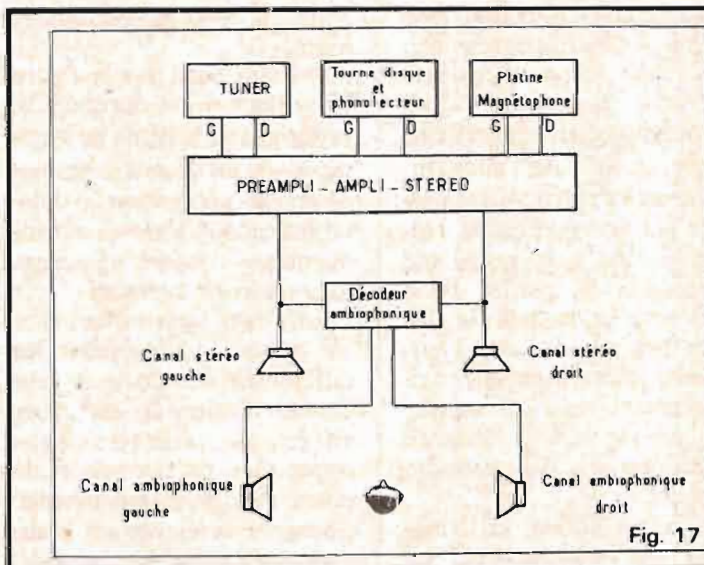


Fig. 17

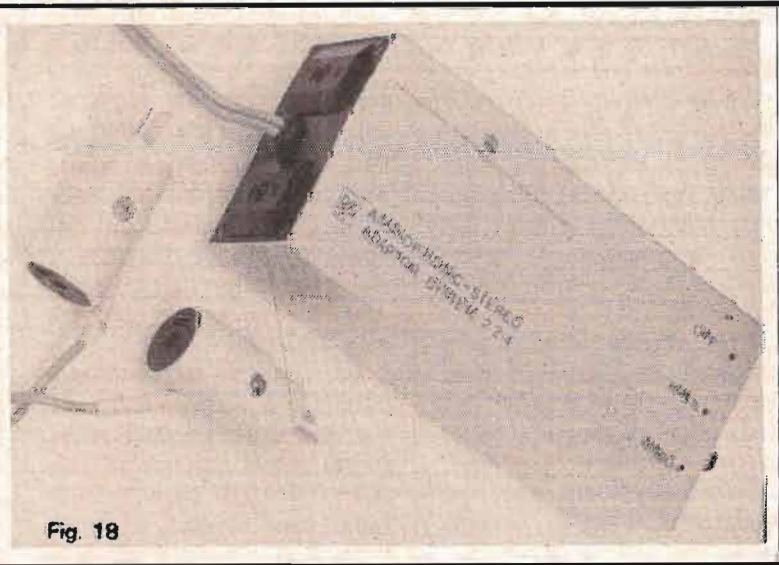


Fig. 18

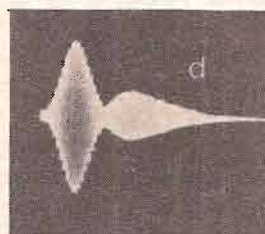
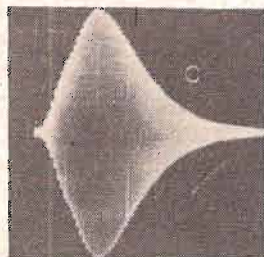
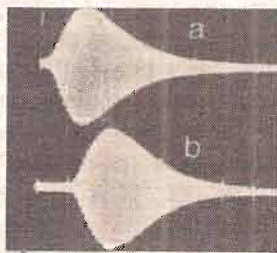


Fig. 19

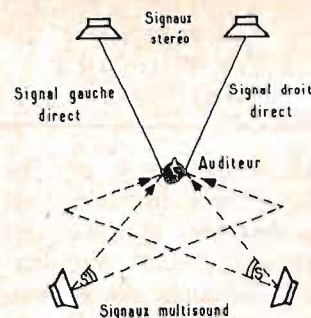


Fig. 20

façon à ne pas avoir d'influence sur la résonance principale produite par l'évent de l'enceinte, en utilisant un système de rétroaction électromécanique.

L'enceinte prévue comporte un amplificateur de puissance incorporé de l'ordre de 50 W, par exemple, avec circuit de rétroaction déterminant une atténuation supérieure à 10 dB des deux résonances parasites, tandis que l'affaiblissement du rayonnement à la résonance principale ne dépasse pas 1 dB.

L'enceinte peut ainsi rayonner une puissance acoustique importante dans la zone des sons très graves, de 35 à 50 Hz.

Ce système peut être adapté à d'autres éléments des chaînes sonores avec un amplificateur et un pré-amplificateur d'une puissance de sortie minimale de 2×10 W, et des courbes de réponse globales normalisées de 30 Hz à 15 kHz, avec une tolérance de $\pm 0,5$ dB par rapport aux caractéristiques nominales et une distorsion par harmoniques et fondamentales inférieure à 0,5 % pour une puissance de 6 W.

Les oscillogrammes de la figure 19 montrent les effets constatés entre les sons produits par un instrument de musique et les sons réfléchis déphasés. Dans une salle de concert, chaque son provenant de l'orchestre (a) est accompagné de réflexions acoustiques ; les sons réfléchis par la partie frontale de la salle (b) renforcent les sons instrumentaux en augmentant leur clarté et leur relief

musical, suivant l'effet Haas, dont nous avons expliqué les caractéristiques.

Mais, lorsqu'il s'agit de musique transmise par une chaîne sonore, les signaux (a) et (b) sont mélangés, avant d'atteindre l'auditeur et dans des conditions qui dépendent ; il résulte de cette audition une sorte de distorsion par intermodulation de l'enveloppe comme le montre l'oscillogramme (d).

Au moment de l'écoute directe dans une salle, les sons (a) et (b) directs et réfléchis parviennent à l'auditeur de différentes directions ; ils sont donc perçus par les deux oreilles. L'effet musical est toujours satisfaisant comme le montre l'oscillogramme de la figure (c) quelle que soit la relation de phase entre le son direct (a) et le son réfléchi (b). Le système a justement pour but de séparer ainsi les images acoustiques des sons (a) et (b).

DES DISPOSITIFS SIMPLIFIÉS : LES APPAREILS MULTISOUND

Nous avons indiqué plus haut des procédés utilisant les systèmes de transmission stéréophoniques classiques à deux canaux, mais employant d'une manière particulière des sons transmis ou reproduits de façon à mettre en valeur les sons provenant de réflexions sonores dans la salle initiale, et à reproduire les qualités de réverbération de cette salle au moyen, au minimum, de deux haut-parleurs additionnels convenablement disposés.

Le principe habituel de l'accentuation de cette réverbération peut consister à réaliser un signal composite formé des signaux stéréophoniques des canaux gauche et droit, L et R mais en éliminant, autant que possible, le son direct, de sorte que le composant du son diffus réfléchi paraît relativement accentué, et on obtient un signal de différence $S = L - R$.

Pour reproduire alors, en quelque sorte, plus ou moins virtuellement, les ondes sonores réfléchies par les murs de la salle, ce signal S peut être rayonné avec une amplitude propre par deux haut-parleurs supplémentaires à phase opposée disposés à l'arrière et latéralement par rapport aux auditeurs.

Le dispositif **Multisound Körting**, procédé ambiophonique simplifié, est encore basé sur ce principe. Les haut-parleurs additionnels fonctionnent avec un décalage de phase opposé à celui des haut-parleurs ordinaires ; ils reçoivent les signaux (+ S) et (- S), et ne peuvent produire normalement de son direct. Celui-ci est contenu, en grande partie, dans les signaux stéréo habituels des canaux gauche et droit, avec la même amplitude et la même phase, et il est éliminé lors de la formation du signal de différence (fig. 20).

Les signaux directs unilatéraux L ou R varient peu sous l'effet de l'émission additionnelle arrière ; le son réfléchi contenu dans l'émission parvient ainsi à l'auditeur en par-

tie directement et en partie par la réflexion des murs de la salle d'écoute, sous la forme d'ondes transversales, ce qui correspond aux conditions habituelles de l'audition dans une salle. On peut ainsi améliorer les auditions obtenues avec les installations stéréophoniques à deux canaux.

Le réglage du volume est obtenu avec un potentiomètre à curseur à plusieurs positions. Dans une position, les deux haut-parleurs supplémentaires ne sont plus en action, dans la position inverse les signaux supplémentaires de réverbération actionnent les haut-parleurs supplémentaires. On peut régler le volume des quatre haut-parleurs en agissant sur un contrôle de volume principal.

Il est possible de prévoir dans certains modèles la transformation de l'appareil stéréo à deux canaux en une chaîne de transmission quadripophonique à quatre canaux séparés (fig. 21).

Mais, dans la position normale, le commutateur de fonctionnement permet de commuter les canaux de transmission additionnels en parallèle avec les canaux correspondants stéréophoniques. L'effet est particulièrement sensible lorsque l'enregistrement stéréophonique comporte des composants de réverbération notables : les morceaux d'orgues, de chœurs, de musique, dans une salle à forte réverbération ; on peut ainsi améliorer la qualité de la reproduction sans amplification excessive du niveau de réverbération.

UN AMPLIFICATEUR A SYSTEME AMBIOPHONIQUE INTEGRE

En employant le principe indiqué précédemment, il est possible de réaliser des préamplificateurs amplificateurs stéréophoniques permettant d'augmenter la qualité de la reproduction stéréophonique grâce à des effets d'ambiophonie sans modifier en aucune façon le reste de l'installation, en employant un tuner stéréophonique, une table de lecture stéréophonique, ou un magnétophone stéréophonique ordinaire et en reliant simplement deux haut-parleurs additionnels destinés à être placés latéralement en arrière, aux sorties correspondantes prévues sur l'amplificateur à cet effet.

Il existe, dans cette catégorie, des amplificateurs de puissance moyenne et de prix abordable pour l'auditeur, qui sont dotés ainsi de dispositifs ambiophoniques pratiques.

L'amplificateur **Körting-Multisound** est un appareil de cette catégorie, d'une puissance efficace de 2×20 W, avec une bande passante de 20 Hz à 30 kHz. La distorsion harmonique est inférieure à 0,5 % à la puissance efficace pour une fréquence de 1 kHz ; la réponse en fréquence entre 15 Hz et 20 kHz ne varie pas d'une valeur supérieure à $\pm 1,5$ dB avec volume à 6 dB, et touche de commande linéaire enfoncée.

La distorsion d'intermodulation est inférieure à 1 % entre 250 et 8 000 Hz ; le rapport signal/bruit est toujours supérieur à 55 dB avec volume à -26 dB.

Cet appareil permet d'abord un réglage très efficace du volume sonore et de la tonalité, ainsi que de la courbe de réponse. Le réglage du volume sonore comporte, en effet, un dispositif de correction physiologique, qui agit sur la tonalité sonore grave lorsque la puissance sonore

diminue, mais une touche linéaire permet de mettre le correcteur physiologique hors fonction, de sorte que la reproduction à faible niveau de la parole devient plus nette.

L'amplificateur est également équipé d'un filtre anti-ronflement, ou anti-rumble, dont la mise en circuit est assurée à l'aide d'une touche correspondante disposée sur le tableau de commande, ce qui a pour but de supprimer le bruit déterminé par des

un curseur à sept positions, qui se déplace devant une échelle horizontale, comme on le voit sur la photographie. Il fonctionne évidemment lorsque les enceintes acoustiques nécessaires sont branchées et, bien entendu, uniquement pour la reproduction des enregistrements stéréophoniques. Le schéma de la figure 23 montre le détail du montage électronique.

Les haut-parleurs additionnels peuvent être disposés à l'arrière de l'auditeur, et

qui se trouve au milieu de la salle d'écoute, l'effet sonore d'environnement est très satisfaisant au-delà de 500 Hz, parce que la tête de l'auditeur a un volume réduit par rapport à la longueur d'onde sonore ; mais, même pour des fréquences plus élevées, l'effet peut demeurer satisfaisant au point de vue psychoacoustique sur la plus grande partie de la bande de fréquences habituelle. Il est seulement beaucoup moins notable pour des sons très aigus.

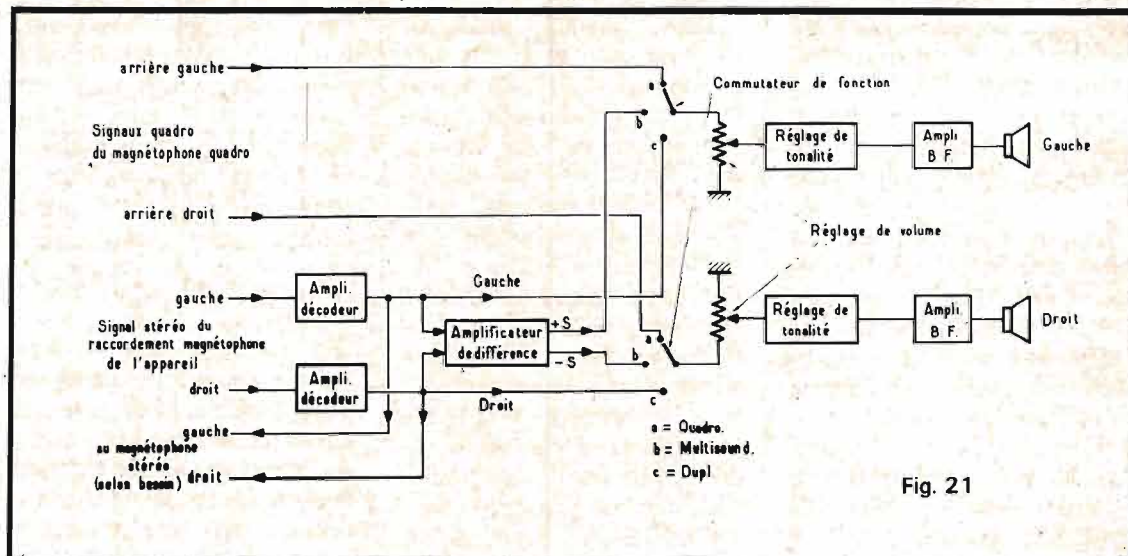


Fig. 21

tourne-disques défectueux (fig. 22).

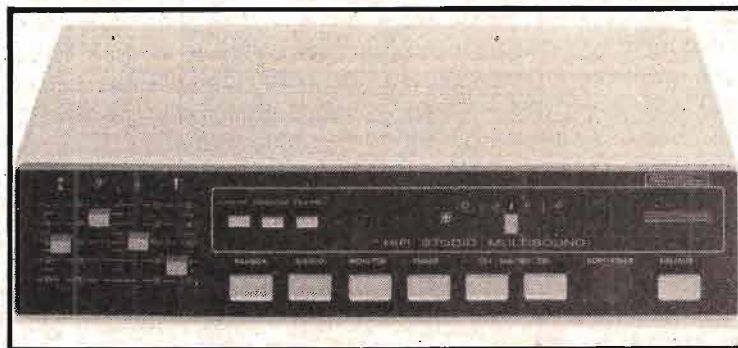
De même, en enfonçant une touche dite « de souffle », on réduit sensiblement le bruit de grattement produit par les disques anciens ou usés, et même le bruit de fond des émissions radiophoniques. Enfin, une touche dite de « présence » améliore le spectre sonore et augmente, en quelque sorte, le relief des interprétations de solistes.

Quand au système **Multi-sound**, il est commandé par

dirigé vers lui, suivant la solution la plus générale, ou, au contraire, dirigés vers les murs arrière et latéraux, lorsque les parois réfléchissent le son, c'est-à-dire lorsqu'ils ne sont pas recouverts de rideaux ou d'autres objets absorbant les sons.

Ce procédé simplifié rend déjà l'audition plus agréable avec des complications minimales, et les appareils de ce genre sont désormais étudiés aussi bien en Europe qu'aux Etats-Unis. Pour un auditeur

L'utilisation de deux canaux d'informations sonores seulement et de quatre haut-parleurs constitue, sans doute, une solution déjà agréable et pratique, économique qui peut intéresser beaucoup d'auditeurs. L'emploi de trois canaux et de quatre haut-parleurs permettrait d'élever encore la gamme des fréquences utilisées ; avec quatre canaux, on pourrait employer six haut-parleurs, trois pour les sons élevés et trois pour les sons graves, et augmenter encore la qualité et les résultats obtenus, mais on en arriverait alors à des solutions de plus en plus complexes et coûteuses, réservées à une minorité de privilégiés, et dont l'intérêt ne serait, d'ailleurs, réel que dans des salles d'écoute particulières.



Qu'est-ce Que ?

L'EFFET HALL

INTRODUCTION

L'ABONDANCE de la littérature consacrée à l'effet Hall souligne son intérêt scientifique et technique.

Découvert dans les métaux, en 1879, par le physicien américain E.H. Hall, il n'a trouvé d'emplois pratiques qu'avec la maîtrise des phénomènes de transport d'énergie dans les semi-conducteurs.

Ce processus nécessite, pour être mis en évidence, la

conjonction de deux causes : un champ magnétique et un courant électrique, disposés perpendiculairement, l'un par rapport à l'autre ; cette **double cause** induit une **seule réponse**, à savoir, l'apparition d'une tension.

Ses applications actuelles couvrent maints besoins de l'électro-technique et de l'électronique, aussi les rassemblerons-nous sous forme d'un tableau, restant à la disposition de nos lecteurs pour les développer dans un article de fond s'ils nous le demandent.

1. DEFINITION DE L'EFFET HALL

L'effet Hall se manifeste par l'apparition d'une différence de potentiel (**tension de Hall** V_H) perpendiculairement à la direction d'un courant électrique longitudinal (symbolisé par I_L) lorsqu'un champ magnétique H lui est, transversalement, superposé.

Cela signifie que H , I_L et V_H forment, dans l'espace à trois dimensions, un **trièdre trirec-**

tangle ainsi que le montre la figure 1. Si une intensité s'établit dans le sens Ox , une tension se place en Oy quand une induction magnétique B agit le long de Oz .

La grandeur de V_H demeure faible dans les métaux, de l'ordre de 10 à 20 [μV]. En revanche, elle s'avère très supérieure dans les semi-conducteurs (autour de 50 [mV]).

Puisque nous nous attachons aux semi-conducteurs, nous rappelons que ceux-ci se divisent en deux grandes caté-

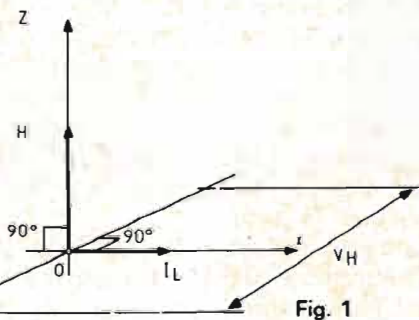
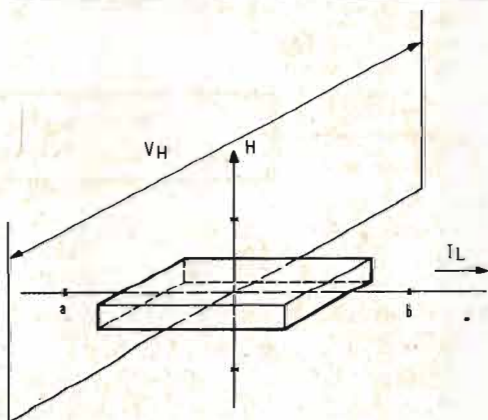


Fig. 1

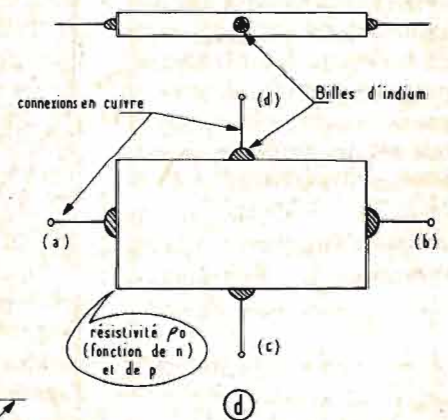
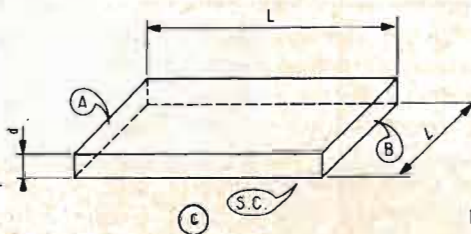
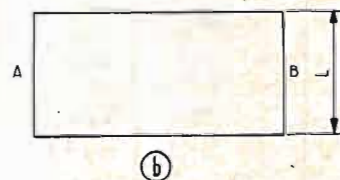
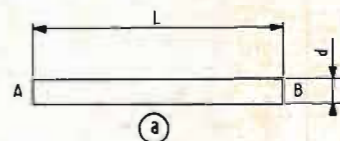


Fig. 2

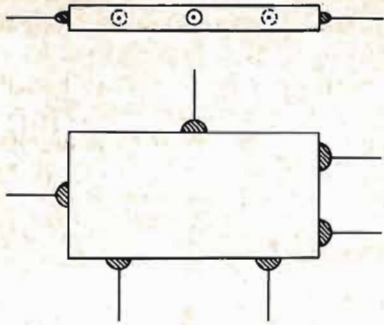


Fig. 3

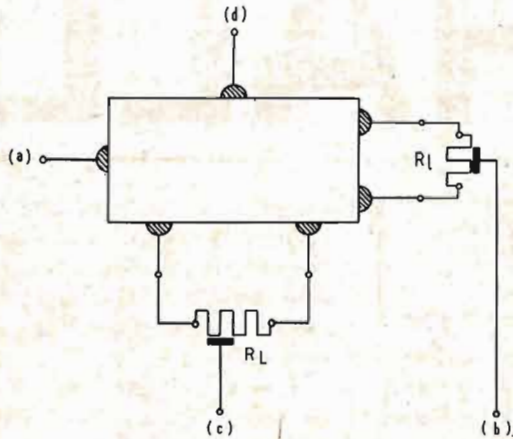


Fig. 4

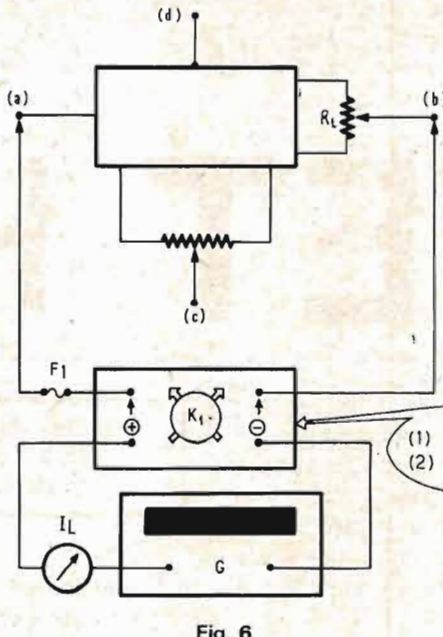
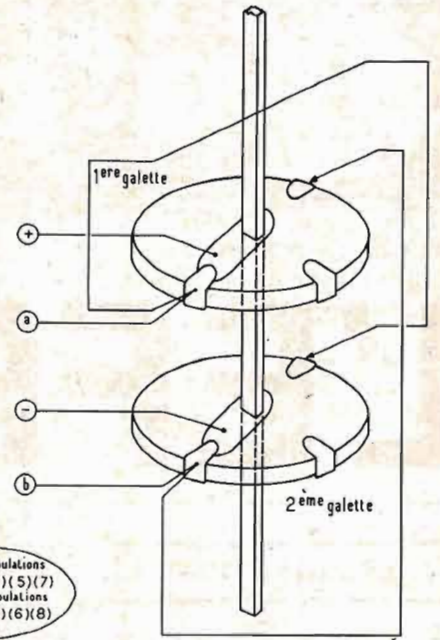


Fig. 6



K1 { 2 circuits avec un plot d'arrêt (0)
2 positions

Fig. 5

gories : les **semi-conducteurs du type N**, à dopeurs négatifs (donneurs) où les porteurs de charge majoritaires (les plus nombreux) sont les électrons négatifs, ou négatons, de charge électrique élémentaire $(-q)$, en quantité n dans le substrat, et les **semi-conducteurs du type P**, à dopeurs positifs (accepteurs) où les corpuscules libres sont des lacunes de négatons ou trous, de charge $(+g)$ et en nombre p dans le cristal. Négatons et trous ont des mobilités respectivement indiquées par μ_n et μ_p (1).

Chacun sait que :

$$(\pm q) = 1,6 \times 10^{-19} [\text{Cb}]$$

2. REALISATION DE L'ECHANTILLON

Considérons (fig. 2, a, b, c) une plaquette semi-conductrice S.C., de forme rectangulaire, dont la longueur L est double de la largeur l , mais dont l'épaisseur d reste faible, comparativement aux deux autres dimensions.

Façonnons, par chauffage au four, quatre contacts purement résistifs à l'aide de billes d'indium disposées au milieu de chacune des faces du parallépipède aplati S.C. Grâce à cette précaution, il est, dès lors, aisé de souder quatre conducteurs de cuivre, l'un à l'arrière, un à l'avant, et deux autres, latéralement, et perpendiculairement aux premiers. L'ensemble se présente alors comme le montre la figure 2(d).

Si des conditions strictes d'équilibrage en tension et en courant s'avèrent nécessaires,

notamment pour régler le zéro, par élimination des fuites de charge, il convient d'ajouter des connexions surnuméraires ainsi que le propose la figure 3, puis d'y souder des potentiomètres d'ajustage R_L et R_I selon le montage préconisé figure 4.

La plaquette S.C. ainsi constituée possède quatre bornes distinctes (a), (b), (c) et (d), aussi trouve-t-on, souvent, dans les articles l'expression « quadripôle de Hall » qui en précise bien la fonction électrique. Les points (a) et (b) servent d'entrée et de sortie (ou vice-versa) au courant I_L (continu, alternatif ou pulsé suivant les exigences d'utilisation). Les points (c) et (d) servent à la mesure de V_H .

Il ne faut pas omettre la nécessaire présence de B , au milieu de cet échantillon, pour que V_H se manifeste. Le champ magnétique H peut être continu, dirigé de bas en haut (ou réciproquement) ou alternatif, ou pulsé, voire mélangé.

Il nous appartiendra d'étudier la nature ici. La seule nature continue de la tension de Hall, en rapport avec les modalités de I_L et de H , avant d'en fournir la formule.

3. MONTAGE EXPERIMENTAL

Il comprend trois circuits distincts :

- Le premier est destiné au passage de I_L . Nous le désignerons par [C-1].
- Le deuxième reçoit l'appareil de mesure de la tension de Hall ; il reste donc ouvert sur l'impédance d'un voltmètre. Nous l'identifierons par [C-2].
- Le troisième alimente l'électro-aimant qui produit l'induction magnétique B . Nous l'appellerons [C-3].

3.1 Le circuit [C-1].

Il comporte un générateur de courant I_L , continu, inversable.

Note

(1) Voir « L'effet Joule » même rubrique, p. 162, l'Electricien No 2172, juin 1975. La mobilité μ est le quotient de la vitesse de dérive des particules par le champ électrique qui l'engendre.

Un commutateur-interrupteur K_1 , constitué par un rotacteur à deux galettes trois positions, joue le rôle de coupe-circuit et d'inverseur de polarités de la maille d'alimentation en courant (fig. 5).

Le générateur choisi pour les besoins de la manipulation est connectée à K_1 , puis à un fusible F_1 , et arrive sur les pôles (a) et (b) du quadripôle de Hall (S.C.) selon la configuration de la figure 6.

3.2 Le circuit [C-2].

Il reçoit un voltmètre à zéro médian (fig. 7) pour les mesures en continu.

3.3 Le circuit [C-3].

L'élément semi-conducteur actif S.C. est placé dans l'entrefer d'un électro-aimant convenable (E.A.) dont les bobines sont parcourues par une intensité magnétisante $I_{E.A.}$, contrôlée au moyen d'un rhéostat-série $R_{E.A.}$, branché sur un générateur de puissance, continue (fig. 8a).

Un nouveau commutateur-interrupteur K_2 , monté en accord avec les prescriptions de la figure 8 (b) coupe ce réseau dont les points de repère sont b_1 et b'_1 , émergen-

ces des bobines. Leurs tensions sont basculées par renversement du « sabre » axial. Il en découle une inversion possible du champ magnétique continu H , générant l'induction B , mesurée en webers [Wb] par mètre carré [Wb/m^2], donc en [Wb/m^2].

3.4 Aspect général du montage expérimental.

La figure 9 regroupe [C-1], [C-2] et [C-3].

Il est recommandé de se familiariser avec cette disposition avant de s'aventurer à

expérimenter, car elle conditionne la rapidité d'exécution, en vertu des prescriptions qui sont imposées par les conventions du tableau I, inclus dans le paragraphe 4, que nous étudierons le mois prochain.

B. MARIN

(à suivre)

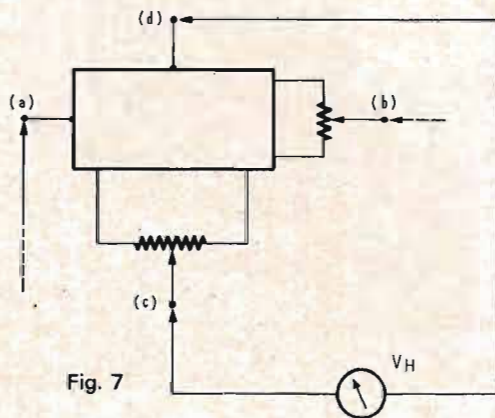


Fig. 7

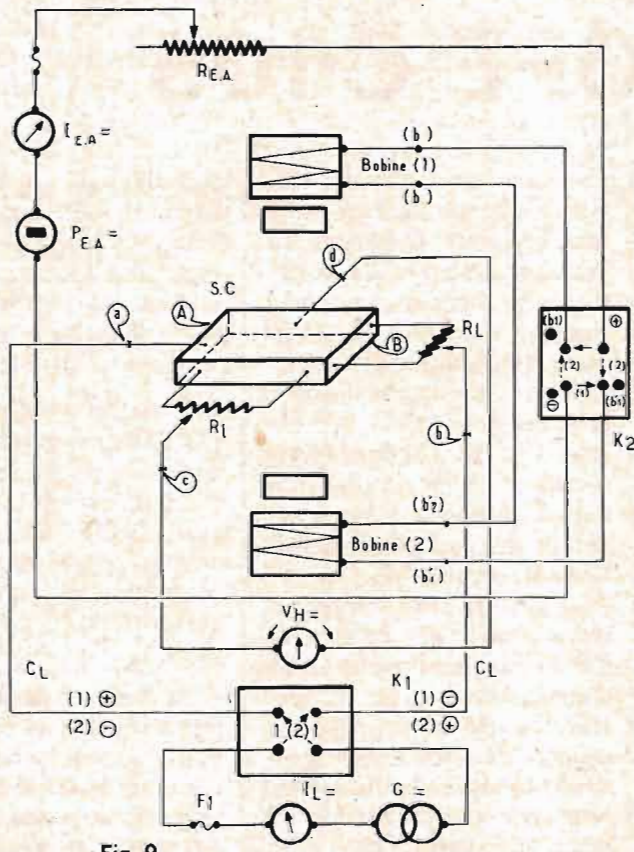


Fig. 9

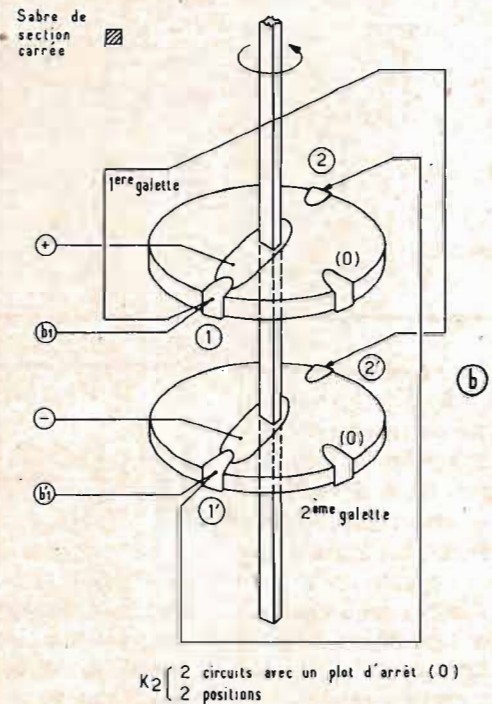
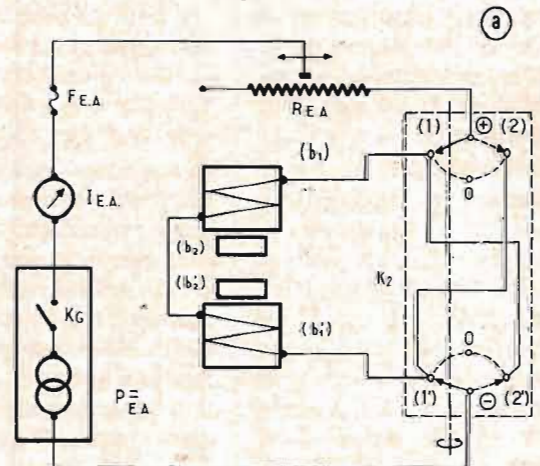
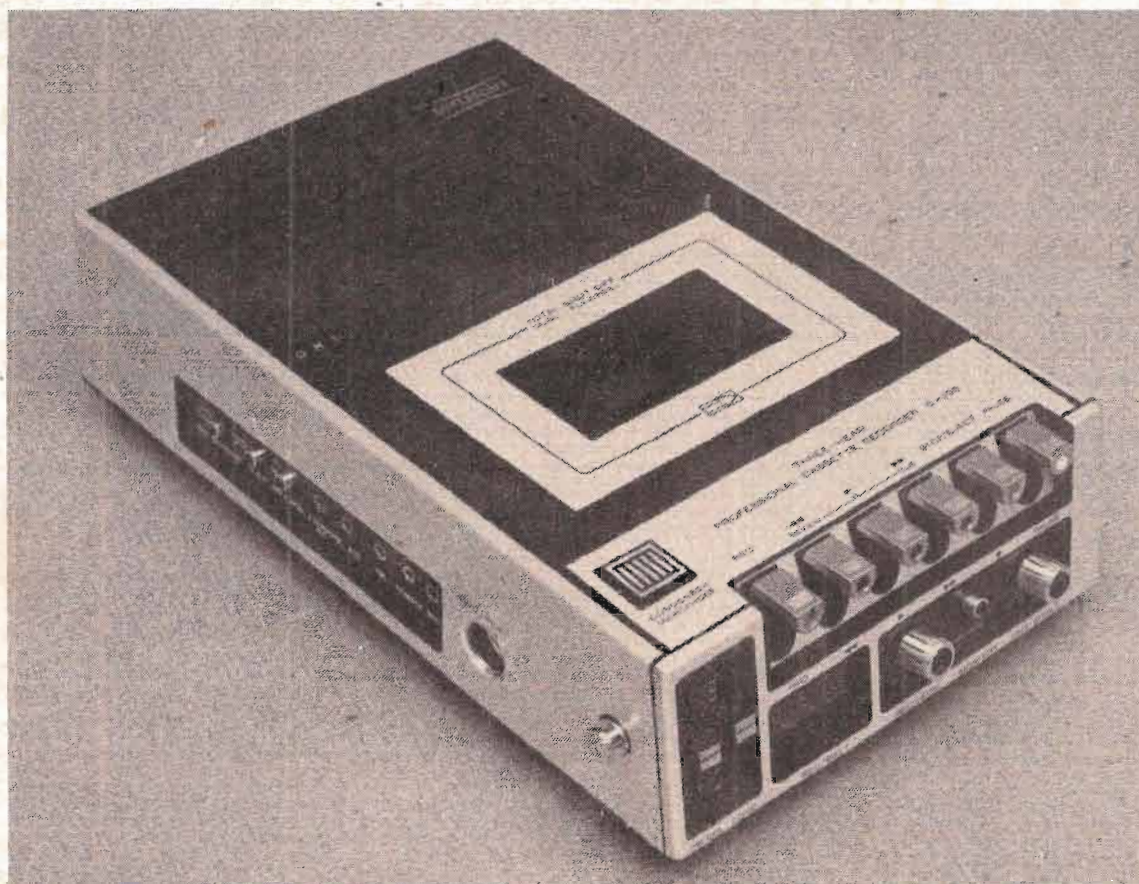


Fig. 8



(C-3) : Alimentation de l'électro-aimant

LE MAGNÉTOPHONE A CASSETTES



SUPERSCOPE C105

LE C105 de Superscope est un appareil à trois têtes, ce type d'appareil est courant lorsqu'il s'agit d'un magnétophone à bande mais devient beaucoup plus rare lorsqu'il s'agit d'un appareil à cassette. Chacun sait le peu de place qu'il reste à côté des galets, guide-bande pour installer une autre tête. Ici, le constructeur a employé une formule qui n'est pas tout à fait nouvelle et qui consiste à remplacer l'un des guide-bandes généralement placé de chaque côté de la tête d'enregistrement-lecture par une tête magnétique, de lecture uniquement, la troisième.

Le rôle des têtes est, pour la première d'effacer tout ce qui pourrait être inscrit sur la bande magnétique, la seconde

tête enregistre le message qui peut ensuite être lu grâce à la troisième. Nous avons là une répartition typique que l'on retrouve sur le C105. Électriquement, ces trois têtes doivent être sensiblement différentes : celle d'effacement travaille sur une seule fréquence, son entrefer, son circuit magnétique sont dimensionnés pour que le flux magnétique d'effacement soit efficace sans consommer trop d'énergie. La seconde tête, doit, pour l'enregistrement disposer d'un entrefer relativement large qui favorisera la pénétration des fréquences hautes dans l'oxyde. Si l'entrefer est trop étroit, il court-circuite ces fréquences. La tête de lecture par contre doit, pour reproduire les fréquences élevées

posséder un entrefer très étroit. On voit tout de suite que les deux exigences de l'enregistrement et de la lecture sont opposées. Les constructeurs adoptent généralement un compromis, satisfaisant dans la plupart des cas. Ici, c'est aussi ce que le constructeur a fait. Les dimensions de la tête de lecture sont trop faibles pour que l'on ait pu obtenir des performances suffisantes, de plus, pour que la reproduction soit irréprochable, il aurait fallu assurer un parfait parallélisme entre tête d'enregistrement et de lecture, ce qui aurait exigé un support de têtes particulièrement robuste. La troisième tête employée ici a donc vu son rôle restreint à celui d'un contrôle de modulation,

contrôle qui se fait sur la bande et non à la sortie de l'électronique. La qualité de cette écoute est nettement inférieure à celle de l'écoute à partir de la tête mixte centrale - enregistrement-lecture.

L'adjonction de la troisième tête exige en outre un circuit de lecture particulier alors que d'habitude, c'est le même circuit électronique qui est employé, par le truchement de commutateurs d'abord en enregistrement puis en lecture.

La présence de la troisième tête se justifie ici par la vocation « professionnelle », inscrite sur l'appareil. Ce monitoring sera utile pour aller faire des enregistrements musicaux en direct et à partir d'un micro

externe, si possible de bonne qualité.

Le C105 est un magnétophone fonctionnel, très bien fini, à la japonaise ; les commandes essentielles sont rassemblées sur l'avant, et si vous portez le C105 avec la bandoulière livrée avec, vous aurez ces commandes au bout de votre regard ; les prises sont fixées sur l'un des côtés, avec quelques commandes auxiliaires. Le coffret associe le métal et la matière plastique. Le compartiment cassette s'ouvre vers le haut, l'appareil étant en bandoulière. La cassette s'ouvre vers le haut, l'appareil étant en bandoulière. La cassette est enfilée dans un tiroir, un ressort l'extrait, sans la propulser, à l'extérieur.

Le clavier de commande de défilement est logique, on appréciera son côté pratique : par exemple, la touche stop sert aussi à l'éjection de la cassette, les touches de défilement rapide en avant et en arrière servent aussi au repérage des passages intéressants, lorsque la touche lecture est enfoncée, une action sur ces deux touches permet de lire très rapidement la bande ; par contre, pour que ces touches restent enclenchées, il faut repasser par la fonction « stop ». En fin de bande, un arrêt automatique électro-mécanique remet le magnétophone à zéro, et coupe son alimentation, au grand soulagement des piles.

Les touches sont assez espacées pour être commandées avec des gants, leur surface plane est striée et les extrémités des touches portent des pastilles de couleur, rouge pour l'enregistrement, noir pour l'avance, rapide en avant, en arrière, bleue pour l'arrêt et blanc pour la pause. Les indications des fonctions sont portées à la fois sur la face supérieure et répétée en bout. Le vu-mètre, autre élément fonctionnel est encastré, bien protégé des chocs et des lumières parasites ; son cadran est un peu petit et l'aiguille rouge sur fond noir

se distingue si on lui prête une réelle attention. Le niveau d'enregistrement, lorsque le limiteur automatique n'est pas en service se commande par un potentiomètre rotatif plus précis qu'un des potentiomètres de sortie linéaire à course limitée. Toujours en face avant, ou si vous préférez en bout : un commutateur de monitoring, bien en évidence, et un réglage de vitesse qui bien entendu ne marche que pour la lecture, c'est préférable. La variation permise est de $\pm 20\%$, elle autorise un défilement sensiblement plus lent, pour une étude d'interview ou le secrétariat. Cette fonction est aussi intéressante pour les musiciens, la variation est beaucoup plus importante que celle autorisée dans les tourne-disques.

Regrettons sur cette façade l'absence du compteur, il est en effet impossible de savoir où en est la bande sans manipuler l'appareil.

Les fonctions annexes ne

sont pas à négliger et confirment la vocation « pro » de ce petit appareil. A noter surtout une touche qui limite la bande passante de l'appareil à celle de la parole et de ce fait élimine tous les petits bruits parasites qui pourraient perturber un entretien que vous avez dans un café. Le commutateur autorise également la seule coupure des basses fréquences, à moins que vous ne préfériez la large bande, pour la musique. Trois formules sont disponibles pour l'enregistrement : l'un en manuel, le second avec un limiteur et le troisième avec une commande automatique de niveau, ARL, ce qui doit signifier Automatic Recording Level. Lorsque le limiteur est en action, le niveau se règle par le potentiomètre du tableau de bord et seules les pointes de modulation sont éliminées, pour l'enregistrement automatique, il s'agit d'une commande qui comprime la dynamique. Pas moins de quatre entrées équi-

pent cet appareil, sans tenir compte du micro à électret interne. Une entrée pour micro externe à télécommande, une entrée auxiliaire, une autre pour capteur téléphonique et une DIN aller et retour, enregistrement-lecture.

L'entraînement est assuré par un moteur à vitesse réglée électroniquement (tension constante). Deux volants d'inertie tournant en sens contraire évitent toute modification de vitesse, donc tout pleurage lors des mouvements du magnétophone, l'insensibilité à ces mouvements est excellente, il faut réellement insister pour percevoir une fluctuation de vitesse. La construction est correcte, plaignons au passage ceux qui voudront assurer une réparation d'ordre mécanique, il y a pas mal de pièces à enlever avant de pouvoir accéder à la mécanique ou plus simplement aux vis de réglage des têtes.

L'alimentation peut se faire de diverses manières : soit par piles, ce qui rend l'appareil absolument autonome, soit encore par batterie, ces éléments étant livrables en option, soit encore par un bloc délivrant une tension de 6 V continu filtrée, à partir de la batterie d'une voiture, enfin, dernier mode d'alimentation : par secteur ; l'alimentation est incorporée au magnétophone, il ne reste plus qu'à brancher un câble dans l'une des prises latérales.

Le C105 est un appareil à part, professionnel, pas dans le sens prise de son mais dans celui d'un appareil conçu pour des tâches professionnelles, dans ce dernier cas, il mérite son titre. Nous vivons à une époque où les clients ont besoin de superlatifs ou d'éléments rassurants. Trois têtes, une bonne sonorité, un maniement simple, des possibilités, le magnétophone à cassette évolue dans divers sens. Le C105 est une nouvelle illustration de cette évolution.

découvrez l'électronique

notre méthode : **faire et voir**

sans connaissances théoriques préalables,
sans expérience antérieure sans "maths"



- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC
Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

GRATUIT!

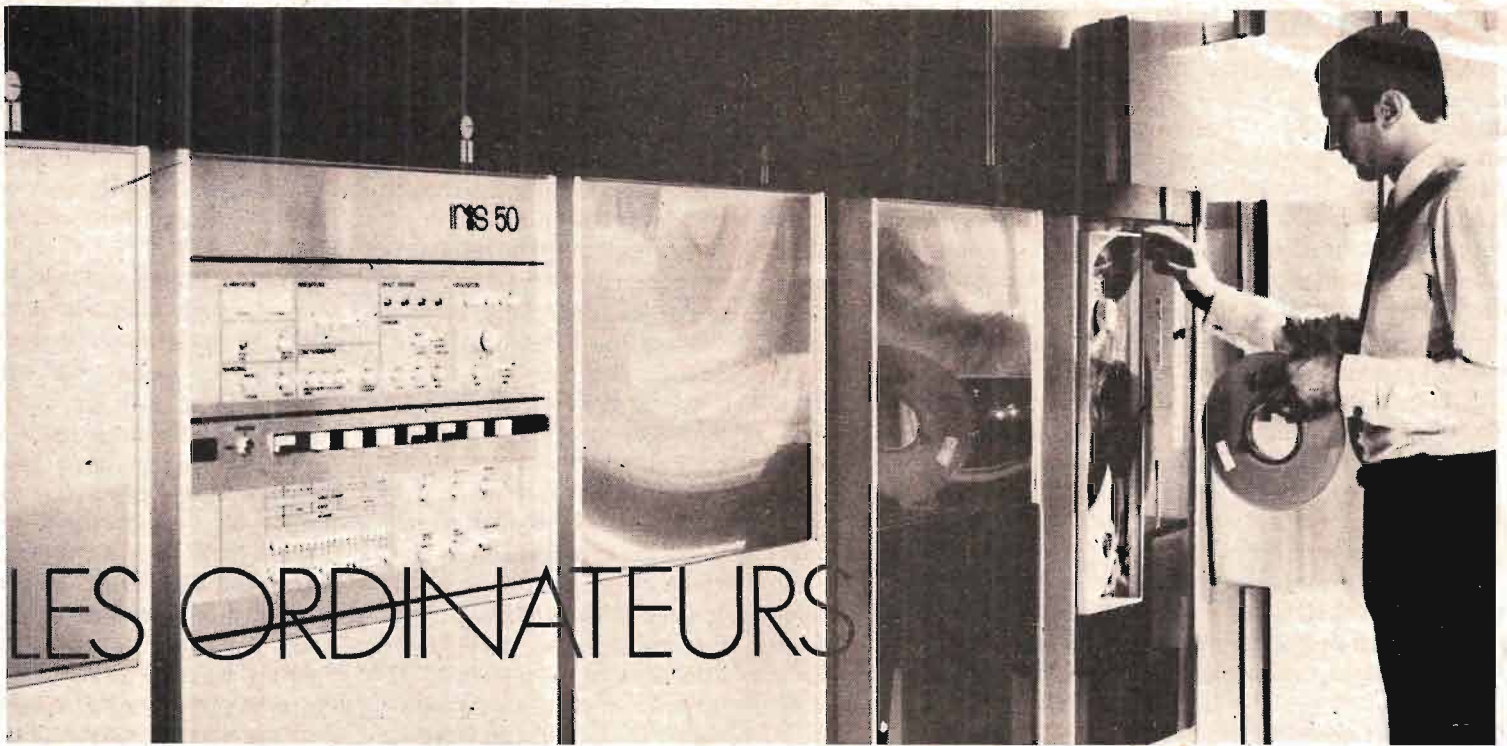
Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP) _____
ADRESSE _____

HPS 61



LES ORDINATEURS

MARC FERRETTI

CES MINIS QUI IMITENT LES GRANDS

DES « CHIPS » CALCULATEURS

(Suite et fin, voir N° 1530)

DES « CHIPS » STATISTIENS ET FINANCIERS

MOS Technology Inc., a également développé un ensemble de « chips », spécialisé effectuant, en plus des calculs arithmétiques, trigonométriques, logarithmiques classiques, d'autres opérations de mathématiques statistiques : l'ensemble MPS2525-004/MPS2526-004/MPS2526-005 peut effectuer des calculs de moyenne,

variance, écart-type d'un échantillon de nombres ; il exécute également des fonctions combinatoires (factorielles, combinaisons, arrangements), il calcule les valeurs de la fonction de probabilité suivant la loi normale, ainsi que celles de la fonction gamma. Trois registres de mémoire spéciaux sont prévus, dans lesquels sont stockés respectivement la somme de valeurs entrées séquentiellement au clavier, la somme de leur carré et le nombre de telles valeurs (fig. 21).

Considérons n nombres que l'on désigne par a, b, c, d, \dots . Leur moyenne m , leur variance v et leur norme M sont définies par :

$$m = (a + b + c + \dots) / n$$

$$M^2 = (a^2 + b^2 + c^2 + \dots) / n$$

$$v^2 = (M^2 - nm^2) / (n - 1)$$

Ces divers calculs sont réalisés par l'ensemble des trois « chips » statisticiens.

On trouve encore chez MOS Technology Inc., un « chip » financier, le MPS2529-305 connectable à un clavier de 35 touches et un écran électro-luminescent ou

fluorescent à 12 digits. Il détermine les intérêts composés, les valeurs présentes et futures, les périodes, etc., enfin tous types de calculs classiques dans le secteur des calculateurs financiers. Les calculs avec parenthèses sont aussi possibles. Une mémoire est disponible pour le stockage de résultats intermédiaires ou de constantes fréquemment utilisées.

L'affichage est constitué par douze digits : le premier servant à l'affichage éventuel d'un signe, les digits 2 à 9 per-

mettant l'affichage de la mantisse; le dixième digit ne s'allume que lors de dépassement de capacité; enfin les digits 11 et 12 sont utilisés par une base de temps lorsqu'un intérêt ou une période est introduite au clavier, ou lorsqu'un de ces deux paramètres est calculé (fig. 22). Certains calculs sont relativement longs; pendant cette période d'attente, l'écran est éteint et un indicateur lumineux (« busy ») s'allume et reste allumé tant que le calcul s'exécute. D'autres indicateurs (points électro-luminescents) sur l'écran sont éventuellement allumés permettant à l'utilisateur de connaître à quelle étape d'un calcul est en cours d'exécution.

Le clavier doit contenir 35 touches (fig. 23). Cinq touches concernant cinq variables

principales : i , le taux d'intérêt (exprimé en pourcent); n une période; PMT le montant de paiements périodiques; PV , la valeur actuelle d'un fond monétaire; FV , la valeur future d'un fond monétaire. Un problème financier se résoud en deux phases: au cours de la première, les valeurs connues des variables principales sont introduites; ensuite, on fait exécuter le calcul de la valeur inconnue de l'une des variables. A chaque instant, la valeur de n importe quelle variable peut être consultée (par la touche RCL) à l'écran, modifié et de nouveau ré-introduite dans le calculateur. Les cinq touches « i », « n », « PMT », « PV », « FV » correspondant donc à cinq registres spéciaux; lorsqu'on appuie sur l'une d'entre elles, un indica-

teur lumineux de calculs financiers est activé sur l'écran. Une série de valeurs peut être introduite dans ces registres dans un ordre quelconque: l'utilisateur doit introduire trois valeurs de variables pour connaître la valeur d'une quatrième variable (la cinquième variable étant alors automatiquement nulle) ou encore introduire quatre valeurs pour déterminer la cinquième.

Lorsqu'on introduit un intérêt « i » ou une période « n », on peut définir une base de temps: le nombre de périodes par an (12, par exemple, signifie « mensuel »), la fréquence de composition des intérêts. La base de temps est introduite grâce à la touche « time » suivie du code correspondant à la base de temps: les touches 1 à 7 du

clavier peuvent servir pour ce code.

La touche « $COMP$ » permet de lancer un calcul: lorsque cette touche est appuyée, un indicateur lumineux s'allume sur l'écran. Après cette touche, on doit presser la touche correspondant à la variable que l'on veut évaluer. Le calcul de i ou de n achève le travail en mode financier du « chip », et efface les cinq registres financiers spéciaux. Le calcul de PV , FV ou de PMT n'achève pas au contraire ce mode de travail et n'efface pas la base de données (les cinq registres financiers): un nouveau calcul est alors possible; on peut aussi lancer d'autres calculs (par exemple le montant total des intérêts perçus, au moyen de la touche « INT »).

Tous les problèmes finan-

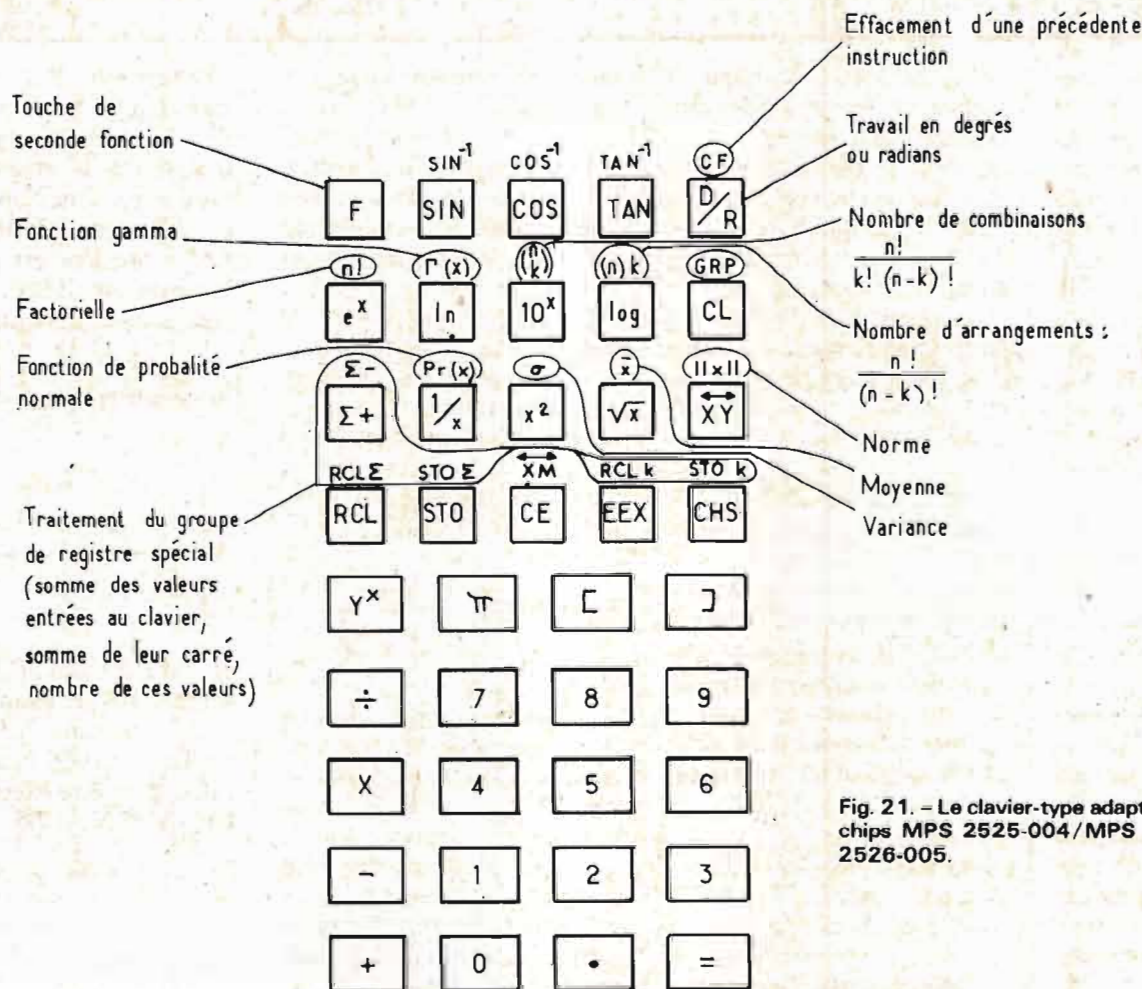


Fig. 21. - Le clavier-type adapté à l'ensemble de chips MPS 2525-004/MPS 2526-004/MPS 2526-005.

Base de temps	
Indication	Signification
01	annuel
02	semestriel
04	trimestriel
12	mensuel
52	hebdomadaire
60	quotidien (360 jours par an)
65	

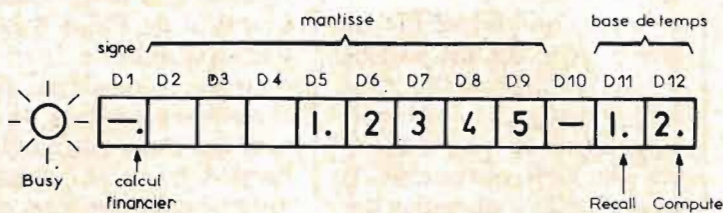


Fig. 22. - L'affichage adapté au « chip » MPS 2529-305.



Fig. 23. - Clavier-type pour chip MPS 2529-305.

ciers traitent l'accroissement d'un fond monétaire; cet accroissement résulte du paiement d'intérêts, à intervalles réguliers. Ces intérêts constituent le loyer de l'argent prêté; ils s'ajoutent périodiquement à la masse monétaire. L'intérêt composé définit la croissance d'un fond monétaire. Soient PV la valeur initiale d'un fond, FV sa valeur après n périodes, i le taux d'intérêt par période; on a :

$$FV = PV (1 + i)^n$$

Cette expression n'est valable que si les bases de temps correspondant à i et n sont identiques (par exemple : intérêts composés trimestriellement et n exprimé en nombre de trimestres). Lorsque la base de temps de ces deux variables est différente (intérêts composés chaque jour n donné en mois par exemple), l'équation liant PV et FV est la suivante :

$$FV = PV \left(1 + \frac{i_0}{t}\right)^{not/T}$$

où i_0 est le taux d'intérêt annuel, t la fréquence de composition des intérêts, no le nombre de périodes servant au calcul de la croissance d'un fonds et T le nombre de périodes par an. Cette dernière équation est utilisée dans le chip calculateur MPS2529-305 pour calculer une variable (FV, PV, i_0 ou no) connaissant les autres, et les bases de temps t et T ayant été définies).

Un autre mode de croissance d'un fonds, à partir d'une valeur initiale PV = 0 jusqu'à une valeur fixée FV résulte de paiements périodiques PMT, auxquels s'ajoutent des intérêts composés dus aux sommes accumulées au fur et à mesure de paiements. L'équation de base est ici :

$$FV = PMT \left[\frac{(1 + \frac{i_0}{t})^{not/T} - 1}{\frac{i_0}{t}} \right]$$

Cette équation est également programmée dans le « chip » MPS2529-305. Elle permet comme précédem-

ment de calculer l'une des variables FV, PMT, no, i_0 connaissant les trois autres.

Considérons maintenant le cas contraire : on dispose d'un fond initial PV auquel on retranche périodiquement des sommes PMT, jusqu'à l'obtention d'une valeur FV future nulle. Ici aussi les intérêts composés i vont continuer à fructifier le fond monétaire résiduel pendant les n périodes de remboursement. L'équation donnant le montant du fond résiduel est :

$$PV = PMT \left[\frac{(1 + \frac{i_0}{t})^{no t/T} - 1}{\frac{i_0}{t} (1 + \frac{i_0}{t})^{no t/T}} \right]$$

Ici encore, cette équation est programmée et permet de connaître l'une des variables PV, PMT, i_0 ou no connaissant les trois autres.

Un cas réel s'avère plus complexe que les trois cas précédents : par exemple, dans un certain type d'épargne, on doit déposer un certain fond initial PV que l'on augmente de n versements périodiques PMT jusqu'à

l'obtention d'une masse monétaire FV ; le taux d'intérêt i permet également d'accroître la masse monétaire. Il y a donc cinq variables et l'équation régissant l'évolution monétaire est une combinaison de deux des trois équations précédentes :

$$FV = PV \left(1 + \frac{i_0}{t}\right)^{not/T} + PMT$$

$$\left[\frac{(1 + \frac{i_0}{t})^{not/T} - 1}{\frac{i_0}{t}} \right]$$

et PMT est positif ou négatif selon que l'on ajoute ou que l'on retranche périodiquement un certain montant. Ce calcul peut être exécuté par le chip MPS2529-305.

LA HAUTE FIDÉLITÉ AVEC LE SYSTÈME TRIPHONIQUE

LE système « Triphonique » n'a pas été conçu dans le but de faire du sensationnel à tout prix, mais il est l'aboutissement logique de considérations relatives au système Stéréophonique » qui n'apporte pas une solution complètement satisfaisante au problème d'une reproduction en haute fidélité qui fasse oublier son origine électroacoustique et donne l'illusion d'une écoute en direct.

S'il est relativement facile, pour peu qu'on veuille bien ne pas tricher sur le nombre et la qualité des composants employés, de fabriquer des préamplificateurs et des amplificateurs de qualité bien supérieure à celle qui est nécessaire, par contre la partie proprement acoustique de la chaîne pose des problèmes qu'on n'est pas encore parvenu à résoudre, malgré l'intervention des ordinateurs et de systèmes sophistiqués d'asservissement.

Dans une chaîne stéréophonique normale, la reproduction se fait par deux enceintes acoustiques auxquelles on s'efforce de faire reproduire, aussi correctement que possible, la totalité du registre musical et c'est là que réside la difficulté.

Il est impossible de reproduire, correctement, la totalité du registre musical, à l'aide d'un haut-parleur unique, car les conditions à remplir pour faire un bon reproducteur de fréquences basses ne sont pas les mêmes que celles qu'on doit remplir pour faire un bon haut-parleur pour fréquences élevées ; c'est dommage, car l'écueil réside dans l'utilisation de haut-parleurs spécialisés.

Il existe des haut-parleurs à large bande, une solution de compromis, qui, montés dans une enceinte correcte, donnent souvent de meilleurs résultats que la majorité des enceintes à plusieurs voies.

La plupart des enceintes commercialisées sont à plusieurs voies et certaines contiennent un nombre effarant de haut-parleurs, les meilleures étant, souvent, celles qui en utilisent le nombre minimum : un par voie.

Dans une enceinte à plusieurs voies, la gamme des fréquences audibles est divisée en plusieurs parties qui, logiquement, devraient correspondre, chacune, à la partie du registre que le haut-parleur intéressé est le plus apte à reproduire correctement. Il en est souvent autrement pour des raisons que nous donnerons plus loin.

Pour répartir à chaque haut-parleur spécialisé (boomer pour le registre grave, H.P. médium pour le registre « médium », tweeter pour le registre aigu) la gamme de fréquences qui lui convient, on utilise un filtre.

Seuls, des éléments réactifs comme les inductances et les

condensateurs sont susceptibles d'effectuer ce tri.

Les filtres ont une pente d'atténuation plus ou moins accentuée, c'est-à-dire qu'ils ne distribuent pas, à chaque haut-parleur, une tranche bien nette ; à la jonction des tranches, l'un des haut-parleurs ne passe le relais à l'autre que « progressivement » et il existe, de part et d'autre de la fréquence de transition (celle à laquelle un des haut-parleurs devrait cesser de fonctionner et l'autre prendre le relais) une gamme de fréquences reproduite, à la fois, par deux haut-parleurs. L'idéal serait que, en alimentant l'ensemble des haut-parleurs avec une puissance constante et en faisant varier la fréquence, lorsque deux haut-parleurs interviennent, le niveau sonore soit le même que lorsqu'un seul est en service, ceci, en admettant que chaque haut-parleur reproduise la gamme qui lui est allouée à niveau constant,

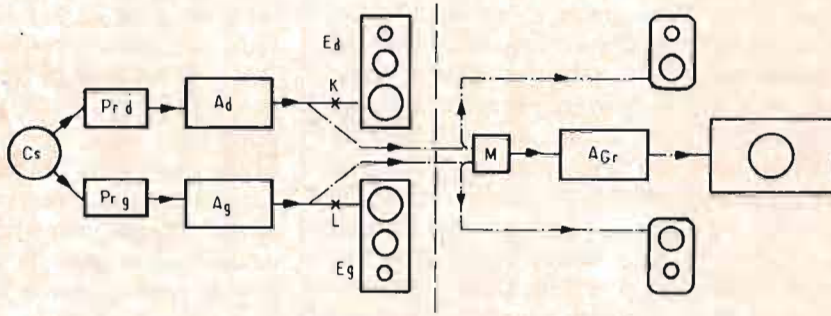


Fig. 1. - Schéma synoptique d'une chaîne stéréophonique normale (jusqu'au trait vertical en pointillé) et sa transformation en chaîne triphonique au moyen de l'adaptateur situé à droite du trait en pointillé. Une coupure doit être faite en K et L.

ce qui est plus théorique que réel.

Les deux haut-parleurs qui fonctionnent ensemble de part et d'autre de la fréquence de transition sont de technologie différente et ne répondent pas de la même façon à une même sollicitation ; pour que les énergies sonores qu'ils produisent s'ajoutent, il faut qu'ils fonctionnent en phase, ce qui nécessiterait de les placer dans des plans différents, tout en tenant compte du déphasage propre au filtre et qui dépend du type de filtre utilisé. Il est rare que ces détails soient pris en considération et souvent tous les haut-parleurs sont fixés sur le panneau avant de l'enceinte pour des raisons de commodité.

Les amplificateurs sont conçus avec un fort taux de réaction négative pour diminuer leur résistance interne et les faire fonctionner comme des générateurs à tension constante. Les courants, induits dans la bobine mobile des haut-parleurs par le déplacement de celle-ci dans l'entrefer de l'aimant, tendent à freiner les mouvements de l'équipage mobile d'autant plus qu'ils sont plus intenses donc qu'ils se produisent et dissipent leur énergie dans un circuit à faible résistance, ce qui contribue à l'amortissement électrique du haut-parleur.

La résistance du circuit se compose de la résistance intérieure de l'amplificateur, de la résistance de la bobine mobile du haut-parleur, peu inférieure à son impédance nominale, et de la résistance des fils de connexion entre l'amplificateur et l'enceinte, à laquelle il faut ajouter celle des inductances des filtres qui est loin d'être négligeable. L'amortissement électrique du haut-parleur est produit par les courants induits et il est, diminué par la résistance des inductances des filtres et des fils de connexion s'ils sont longs et de faible section. Ces inductances sont d'autant plus importantes que la fréquence de transition est plus basse, car leur impédance diminue avec la fréquence. Une fréquence de transition basse oblige à utiliser des condensateurs de grande capacité $50 \mu F$ ou plus qui, s'ils sont à diélectrique papier ou plastique métallisé, sont encombrants et coûteux, ce qui fait qu'on utilise des fréquences de transition plus élevées que celle qui serait souhaitable pour que le « boomer » fonctionne dans de bonnes conditions.

Souvent, on utilise, pour doser la puissance envoyée à chaque haut-parleur, des potentiomètres qui par les résistances « série » et « parallèle » qu'ils introduisent dans le circuit des haut-

parleurs nuisent au rendement des « transitoires ».

En fait, les filtres et les dispositifs de dosage de puissance, par les résistances qu'ils introduisent dans le circuit des haut-parleurs, les déphasages plus ou moins contrôlés qu'ils produisent, font que les enceintes à plusieurs voies sont loin d'être satisfaisantes et on constate qu'un haut-parleur ne fonctionne correctement que lorsqu'il est alimenté « directement » par l'amplificateur par des connexions à faible résistance.

Si l'on ajoute à cela que la conception d'une bonne enceinte pour un « boomer » n'est pas forcément satisfaisante pour le haut-parleur chargé de la reproduction du « médium », que du fait de la proximité de plusieurs haut-parleurs dans une même enceinte, il y a forcément des réactions entre les ondes sonores émises par les divers reproducteurs, on conçoit que l'enceinte à plusieurs voies ne soit pas une panacée.

Ce n'est pas tout ; lorsqu'on utilise deux reproducteurs de fréquences basses (qui en produisent réellement), il se produit des interférences entre les ondes sonores émises par les deux « boomers » et il y a création d'ondes stationnaires dont l'emplacement varie avec la fréquence et qui sont à l'origine de la fatigue auditive,

de la vibration d'objets dans le local d'écoute et du rétrécissement de la zone optimale d'écoute.

Dans les registres « médium » et « aigu », les enceintes ne se font pas oublier et projettent les sons avec une telle directivité qu'un emplacement d'écoute est recommandé, emplacement restreint qu'on s'efforce d'agrandir en utilisant des haut-parleurs à dôme pour assurer une meilleure répartition des sons dans l'espace et tenter de réaliser des enceintes omnidirectionnelles ; des haut-parleurs braqués dans tous les azimuts créent plus de confusion que de réalisme. Il se produit des interactions entre les ondes sonores émises par les divers haut-parleurs placés très près les uns des autres et pour que le « boomer » ne réagisse pas sur le haut-parleur pour « médium », on est obligé d'enfermer ce dernier dans une cavité restreinte, alors qu'il donnerait de meilleurs résultats s'il était dans une enceinte ouverte ou de dimensions plus grandes.

Les enceintes closes ont un rendement acoustique déplorable, surtout lorsqu'elles sont de petit volume, et les sons graves qu'elles produisent manquent d'ampleur. Des résultats satisfaisants ne peuvent réellement être obtenus

qu'avec des enceintes d'un volume de l'ordre de 70 dm³. Deux enceintes de ce volume sont encombrantes, d'autant plus que leur emplacement dans le local d'écoute est assez critique.

De ces considérations, il résulte qu'un seul reproducteur de graves est préférable à deux, que pour pouvoir attaquer chaque haut-parleur « directement », il faut utiliser un amplificateur par voie, qu'il est souhaitable de ne pas monter les divers haut-parleurs dans la même enceinte (sauf pour les H.P. « médium » et « tweeter », ce dernier étant fermé à l'arrière).

Les sons graves, au-dessous de 200 Hz, environ, n'apportent aucune information sur l'emplacement des instruments qui les produisent, ces derniers sont localisés par leurs harmoniques reproduits par les haut-parleurs pour « médium ». On peut donc, sans inconvénient, n'utiliser qu'un seul « boomer » qui reproduise les sons graves des canaux « droit » et « gauche » et le monter dans une enceinte convenable, c'est-à-dire de volume suffisant, d'abord parce qu'il n'y a qu'une seule enceinte volumineuse et, ensuite, parce que son emplacement n'est pas du tout critique. Elle peut être dissimulée sous un voilage, ce qu'on ne pourrait pas faire avec une enceinte à plusieurs voies sans atténuer les fréquences élevées. Un seul

amplificateur est nécessaire pour la reproduction du registre grave.

La solution idéale serait d'utiliser 5 amplificateurs, un pour le registre grave commun aux deux canaux, deux pour le registre « médium » (un par canal) et deux pour le registre « aigu » (un par canal).

C'est ce qui a été fait par les réalisateurs de la chaîne « Arcane ».

Dans le système « Triphonique », on n'utilise que 3 amplificateurs, un pour le registre grave, commun aux deux canaux, et un par canal pour les registres « médium » et « aigu ». Un filtre sommaire, utilisant une inductance et une capacité assure la répartition entre le haut-parleur « médium » et le « tweeter » vers 8,5 kHz.

Etant donné que la fréquence de transition est élevée, ce filtre peut être réalisé de façon à ne pas perturber le fonctionnement des haut-parleurs associés.

Les chaînes « Triphoniques », expérimentées depuis plus de cinq ans, et constamment améliorées, sont commercialisées depuis deux ans par la société « Fabro-Electronique » en trois versions : 3 amplificateurs de 20 W eff. ou 3 de 30 W eff. ou 3 de 50 W eff.

Dans chacune d'elles, les amplificateurs sont incorporés à l'enceinte pour « basses » avec leur alimentation. Ceci permet, l'emplacement disponible n'étant pas restreint,

d'utiliser une alimentation généreuse capable de fournir l'énergie nécessaire aux 3 amplificateurs lorsqu'ils fonctionnent à leur puissance maximale, ce qui autorise une puissance acoustique considérable sans distorsion audible.

Les enceintes pour « basses » ont des volumes de 40 dm³ pour le premier modèle et 80 dm³ pour les deux autres et sont conçues pour rendre leur fonctionnement indépendant de la position dans laquelle on les place (verticalement ou horizontalement).

Les haut-parleurs utilisés varient avec le type de la chaîne.

Un coffret « préamplificateur » élaboré (23 transistors), à 3 canaux en sortie, alimenté, à basse impédance, les amplificateurs dont la mise en service est effectuée par un relais alimenté par l'alimentation autonome, stabilisée, du préamplificateur.

Il peut sembler que ce système de reproduction ne soit pas une nouveauté ; de nombreuses variantes de systèmes à 3 canaux ont été proposés, adjonction d'un canal central supplémentaire pour renforcer les « basses » etc. J.P. Baxandall a, certainement, expérimenté un tel système.

Il suffit souvent d'une réussite initiale ou d'un échec pour qu'une idée soit poursuivie ou abandonnée. Le système proposé à 3 ou 5 canaux présente de tels avantages qu'il n'aurait

pas été abandonné s'il avait été mené à bien.

Un amplificateur supplémentaire n'est pas plus coûteux qu'un bon « boomer » ; un filtre actif est moins coûteux que deux filtres passifs. Les commandes de tonalité deviennent sans objet puisqu'on peut doser les divers registres à l'entrée des amplificateurs correspondants. Chaque amplificateur peut être spécialement conçu pour le registre qu'il amplifie, ainsi que les enceintes.

Cependant la conception de l'ensemble électro-acoustique n'est pas sans poser de problèmes si l'on veut obtenir un équilibre convenable entre les registres.

Il est possible de transformer une chaîne stéréophonique normale, si elle est de qualité en chaîne « Triphonique » à l'aide d'un adaptateur dont le schéma synoptique est donné sur la figure 1. La figure 2 donne le schéma synoptique d'une chaîne « Triphonique ».

R. BRAULT

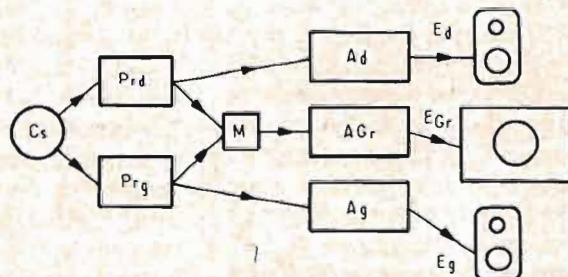
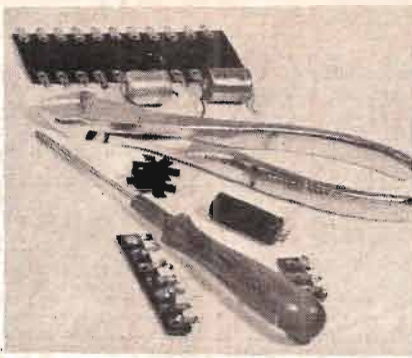


Fig. 2. — Schéma synoptique d'une chaîne triphonique.

vCs : Capteur stéréophonique ; Prd : Préamplificateur du canal de droite ; Prg : Préamplificateur du canal de gauche ; Ad : Amplificateur du canal de droite ; Ed : Enceinte à 3 voies du canal de droite ; M : Mélangeur ; Egr : Enceinte pour graves.



ABC de L'ELECTRONIQUE

LES TABLES DE MIXAGE

EMPLOI DES CI A 4 ÉLÉMENTS

Il est évident que dans un mélangeur, qui doit avoir au moins deux voies en monophonie, donc quatre voies en stéréophonie (deux voies par canal), l'emploi des circuits intégrés à quatre éléments sera tout indiqué.

Une voie peut être réalisée avec un élément seulement,

mais généralement il en faut deux, l'un correcteur et l'autre réamplificateur après passage du signal par les dispositifs de tonalité qui l'atténuent. Parmi les CI à quatre amplificateurs identiques, le type CA 3052 de la RCA convient parfaitement dans un mélangeur, simple ou complexe.

La composition des mélangeurs se fera d'après les règles générales indiquées dans nos deux précédents articles.

LE CA 3052

Voici d'abord quelques indications sur l'emploi du CA 3052. La figure 1 donne le brochage de ce CI.

Le boîtier est à 16 broches et sur la figure 1, il est vu de dessus. On a indiqué les entrées (+ = non inverseuse, - = inverseuse) et les sorties.

Sont communs, les points + et - mais par groupe de deux

éléments. Suivre les indications de la figure. Ce CI fonctionne sous 12 V. Les caractéristiques de fonctionnement normal sont :

- Courant consommé par une paire d'amplificateurs ; 13,5 mA environ, c'est-à-dire 27 mA environ pour les 4 sections du CA 3052.
- Distorsion harmonique totale : 0,65 % (typique).
- Capacité de réaction à l'entrée + : < 0,1 pF.

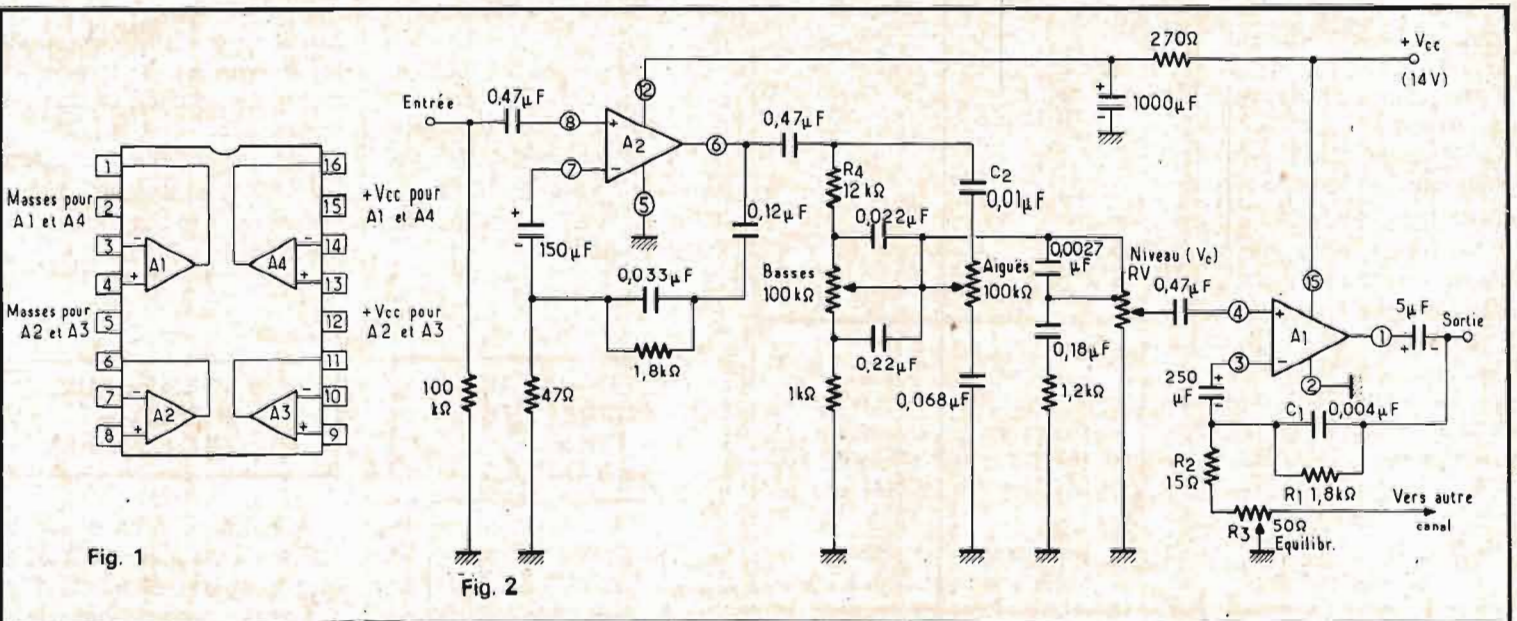


Fig. 1

Fig. 2

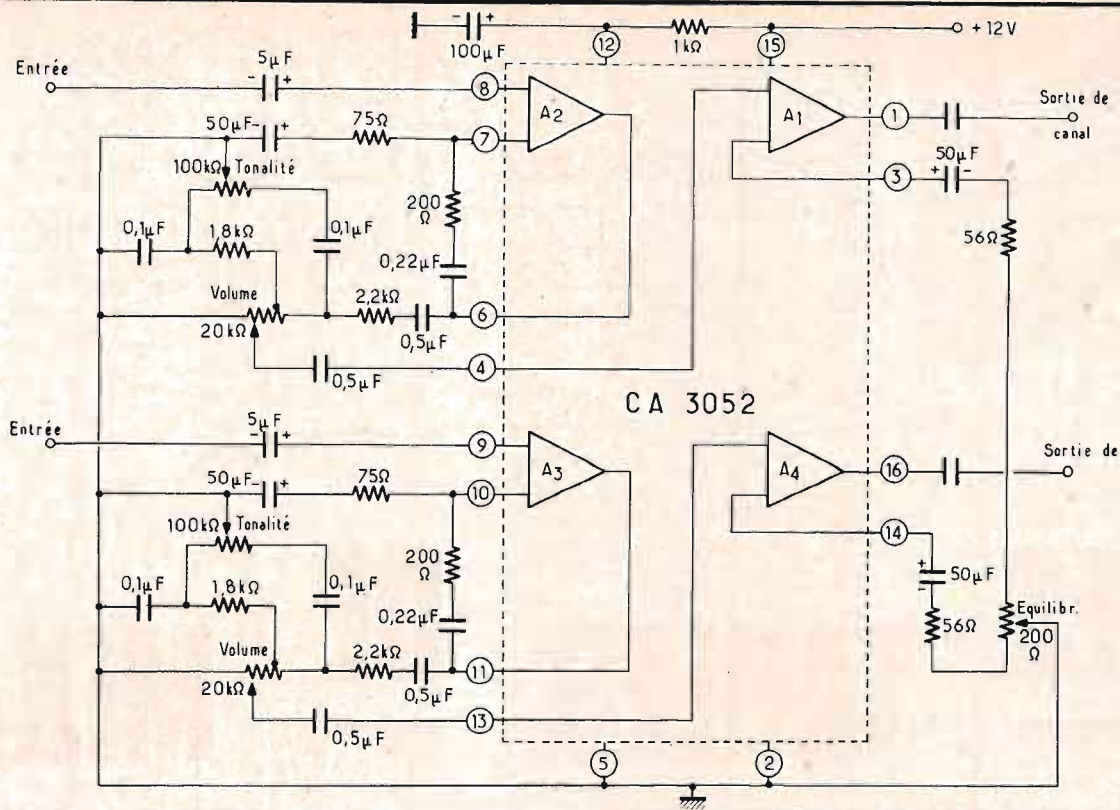


Fig. 3

- Séparation : < 45 dB.
- Capacité entre une sortie et les entrées des autres sections : < 0,02 pF.
- Souffle équivalent d'entrée pour A₁ et A₄ : 1,7 microvolts.
- Souffle équivalent d'entrée pour A₂ et A₃ : 4 microvolts.

C'est cette différence de tension de souffle qui détermine dans certains cas le choix des amplificateurs dans un montage où ils figurent ensemble.

Voici à la figure 2 une première version de voie utilisant les éléments A₂ et A₁ qui s'identifient par les numéros des broches.

Cette voie peut être monophonique et dans ce cas, on supprimera les trois composants R₃ (potentiomètre et équilibrage) et les deux R₂ de chaque canal.

En stéréo, deux canaux, ce montage sera reproduit avec les éléments A₃ et A₄ en tenant compte de l'homologie des brochages de la figure 1.

Le schéma étant classique, nous n'en ferons qu'une analyse rapide.

Ce montage convient, en ce qui concerne la correction,

pour un PU magnétique. La C.R. est réalisée avec 10 kΩ et 0,033 µF dans l'élément A₂.

Ensuite, on trouve les circuits de tonalité, un réglage physiologique avec RV, le réamplificateur A₁ avec une C.R. à correction linéarisatrice par R₁ et C₁ et l'équilibrage par R₃, en commun avec la voie homologue de l'autre canal.

Ce mode d'emploi des quatre éléments permettra de réaliser une voie stéréo de mélange avec un seul CI du type CA 3052. Les sorties de 3, 5... n voies, seront reliées par canal, à l'amplificateur AG de mélange.

VOIES POUR MAGNÉTOPHONE

Un montage stéréo pour une voie de magnétophone (lecture) est représenté à la figure 3. Un seul CA 3052 est nécessaire pour les deux canaux.

Remarquons les réglages de volume et de tonalité. L'équilibrage se fait par variation de

la contre-réaction qui s'exerce sur A₁ et A₄.

Pour la monophonie, procéder comme suit :

- 1) Supprimer le potentiomètre de 200 Ω.
- 2) Remplacer les résistances de 56 Ω par des résistances de 150 Ω et mettre à la masse les extrémités primitivement reliées au potentiomètre.

Les réglages de tonalité et de VC seront conjugués avec ceux d'une autre voie stéréo.

Relier ensemble toutes les sorties de voies d'un même canal (voir nos précédents articles).

Il va de soi que chaque voie sera déterminée par le « concepteur » du mélangeur en prévoyant des voies phono, d'autres voies micro et d'autres pour lecture de magnétophone.

ELEMENT DE CORRECTION POUR PU CÉRAMIQUE

On pourra utiliser un CI du type CA 3035 RCA, monté comme le montre la figure 4.

L'intérêt de ce montage réside dans l'adaptation d'impédance et dans la réamplification.

Avec ce montage, le PU magnétique à haute impédance se trouve branché sur une entrée à haute impédance, tandis que la sortie de cet amplificateur est en basse impédance et fournit également un gain compensateur, de sorte que la tension d'entrée se retrouve à la sortie. C₂ permet une correction favorisant les aigus.

Comme deuxième amplificateur de voie, on pourra utiliser le montage de tonalité et réamplificateur de la figure 5 réalisé avec un CA 3035. A droite, on indique les effets des réglages d'aiguës et de graves (haut et bas respectivement sur le schéma).

UN MÉLANGEUR SIMPLE À QUATRE ENTRÉES

A la figure 6, on donne le schéma d'un mélangeur utilisant les quatre éléments d'un CA 3052 comme amplifica-

teurs de voies, sans correction, convenant plus particulièrement pour des émissions de radio, TV, microphone.

Il n'y a pas d'amplitude de sortie car le CA 3052 donne une tension élevée à la sortie.

S'il y a des sources nécessitant des corrections, on montera les amplificateurs de correction convenable, avant l'entrée de voie (E_1 à E_4) choisie.

Les VC pouvant être réglés pour une transmission nulle, les sources pourront rester branchées en permanence.

Ainsi, si l'on désire illustrer l'écoute de la musique provenant de la radio (entrée 1) avec un commentaire parlé, les potentiomètres R_2 , R_3 et R_4 seront normalement à zéro (curseur à la masse) et R_1 réglé pour la transmission normale de la musique radio FM.

Lors d'un commentaire parlé, on réglera R_4 afin de transmettre les signaux du microphone, à l'entrée de la section A_1 du CA 3052 de la RCA.

Réalisé en double exemplaire, on aura un système de mélange stéréo pour deux fois, quatre sources.

Pour deux fois deux sources, un seul circuit intégré CA 3052 suffira. Dans ce cas, le circuit de sortie sera modifié comme suit :

- 1) couper le fil au point X_1
- 2) monter en X_2 un circuit $C_{13} - R_L$, comme celui monté en X_3 .

Diverses autres combinaisons sont réalisables selon les mêmes méthodes.

Le CI, CA 3052 possède 16 points de terminaison. Pour ces quatre sections, il y a deux points $+V_{cc}$, 12 et 15 à connecter au $+$ alimentation (12 V est une bonne valeur) et deux points de masse 2 et 5, correspondant au négatif de l'alimentation.

Les autres points de branchement sont pour la section A_1 : 4 : entrée non inverseuse, 3 : entrée inverseuse, 1 : sortie.

Pour les sections A_2, A_3, A_4 les points correspondants sont

indiqués clairement sur le schéma.

Les signes $+$ et $-$ indiquent les entrées non inverseuses et inverseuses respectivement.

Les capacités C_1, C_2, C_3, C_4 isolent en continu le CI des sources. On obtient dans chaque section un gain de 20 dB, lorsque la charge R_L est de 10 k Ω ou supérieure à cette valeur.

Les résistances R_5, R_6, R_7 et R_8 déterminent le gain de chaque circuit. Si l'on désire des gains différents, il suffira de modifier leurs valeurs.

Voici comment varie le gain, en fonction de R_5 ou de l'un de ses homologues :

R_5	gain (dB)
20 k Ω	16
10 k Ω	18
1 k Ω	30
300 Ω	40
100 Ω	46
60 Ω	50
10 Ω	56

Ces valeurs sont obtenues lorsque l'on considère une seule section, ce qui donne avec 680 Ω environ 34 dB. Ce gain descend à 20 dB lorsque R_{13}, R_{14} et R_{16} sont branchées ensemble à C_{10} et R_L .

Les circuits comme R_9, C_9 effectuent la stabilisation des amplificateurs lorsque la source et la charge ont des conductances trop faibles n'amortissant pas suffisamment les circuits.

L'impédance d'entrée de chaque section est de 90 k Ω . Voici les valeurs des éléments de la section A_1 , celles des éléments des trois autres sections étant les mêmes par les éléments homologues :

- $R_1 = 500$ k Ω
- $C_1 = 0,47$ μ F
- $C_9 = 8000$ pF
- $R_9 = 100$ Ω
- $C_5 = 50$ μ F
- $R_5 = 820$ Ω
- $C_{13} = 10$ μ F, R_L dépend de l'utilisation, 10 k Ω minimum
- $R_{13} = 8,2$ k Ω .

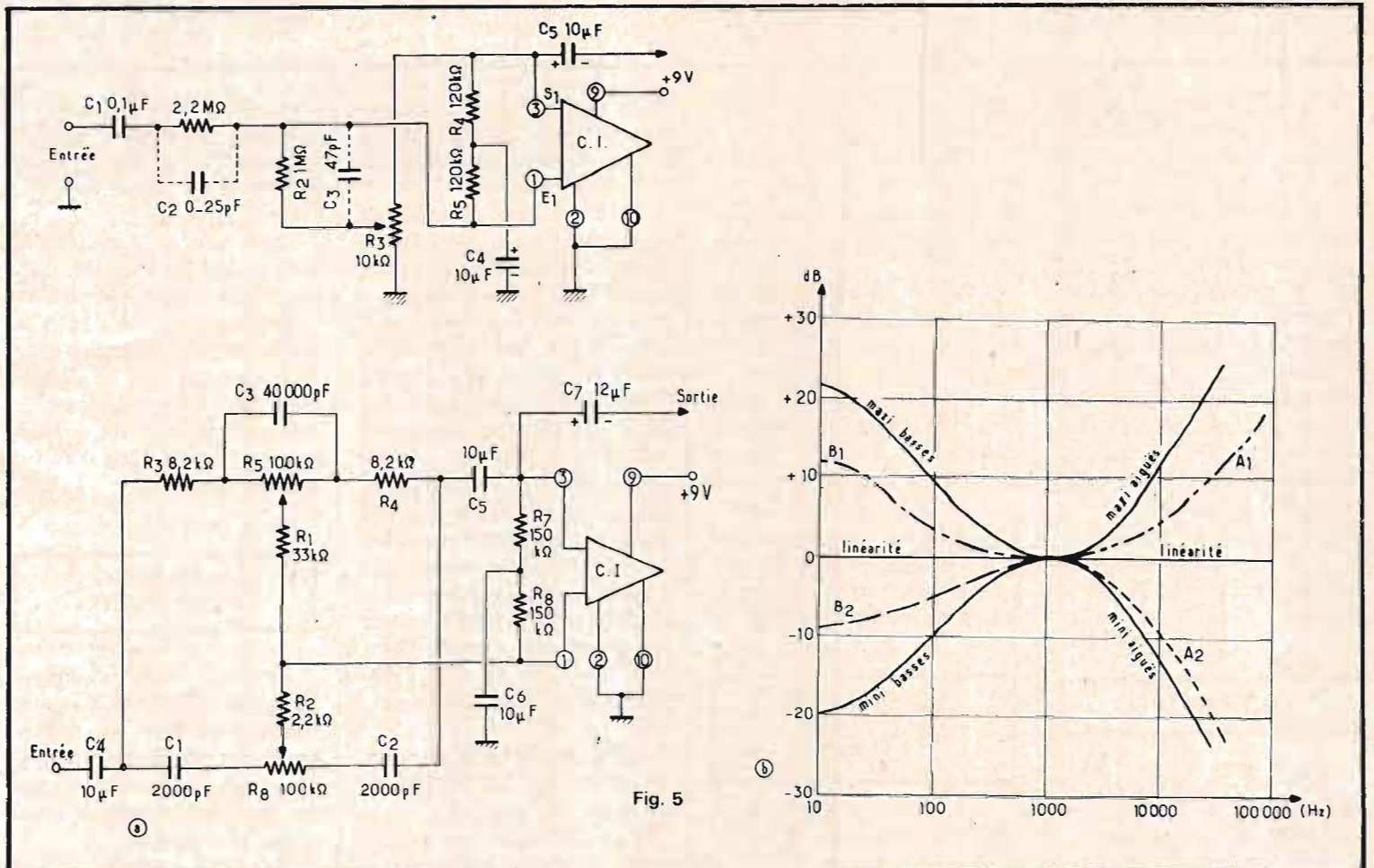


Fig. 5

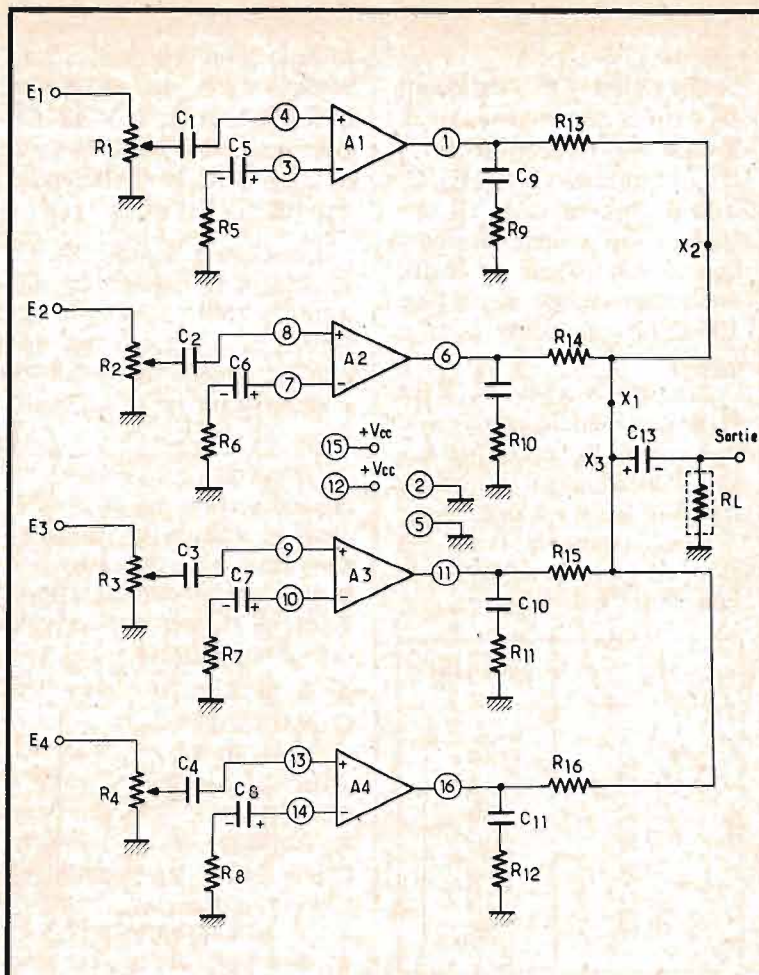


Fig. 6

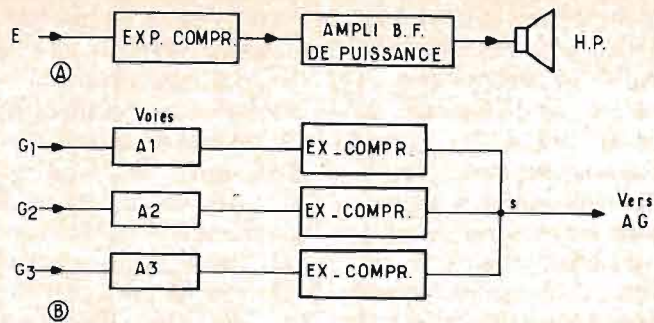


Fig. 7

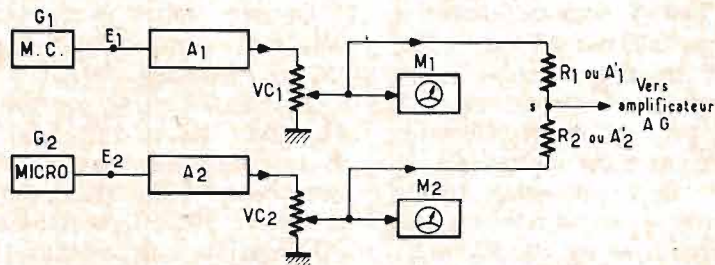


Fig. 8

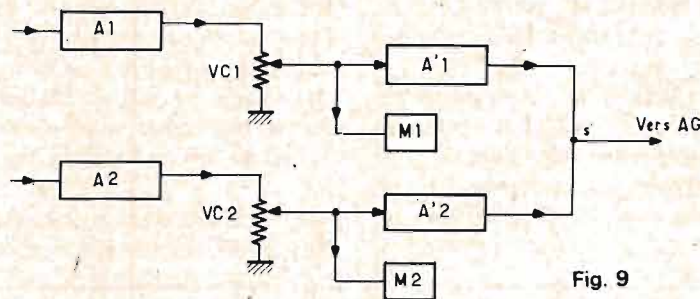


Fig. 9

D'une manière générale, l'emploi comme amplificateurs de voies, d'éléments de CA 3052, dispense de monter un amplificateur général du signal-mélange, sauf si l'on veut prévoir un montage commun de tonalité. Dans ce cas, utiliser par exemple, comme amplificateur général, celui de la figure 5 à CI du type CA 3035 ou tout autre équivalent (voir nos précédents articles).

La valeur de R_L sera de quelques milliers d'ohms, par exemple $3\text{ k}\Omega$ à $10\text{ k}\Omega$.

A noter que le CI CA 3048 de la RCA est équivalent au 3052 et se monte de la même manière.

VOIES RADIO

Dans un mélangeur très perfectionné, on pourra prévoir aussi des voies radio.

Dans ce cas, on aura le

choix entre plusieurs solutions :

1) Brancher aux entrées « radio-TV » de voies, des sorties de détecteurs (ou décodeurs FM), d'appareils existants.

2) Incorporer dans les mélangeurs, des appareils de ce genre, dont la partie BF aura été omise.

3) Prévoir pour les voies FM, les décodeurs stéréo, 2 canaux et, pourquoi pas, 4 canaux, lorsque les émissions FM de ce genre existeront.

Indiquons toutefois que, pour la reproduction des disques à quatre canaux, il existe des décodeurs pour le SQ et le CD4.

VOIES RADIO AM, FM ET AM/FM

Si l'on adopte la solution 1 indiquée plus haut, il faudra disposer de points de sortie

des détecteurs d'appareils radio AM (modulation d'amplitude) ou de sorties de détecteurs de son TV.

Il suffira alors de modifier légèrement les appareils existants en ajoutant les bornes de sortie BF à faible niveau.

L'emploi de sorties HP supplémentaire est déconseillé car le signal BF sera amplifié donc, de moindre qualité que celui de sortie du détecteur, toutefois dans le cas d'appareils radio ou TV de haute qualité, la distorsion pourrait être faible et par conséquent sans effet nuisible appréciable.

Si l'on adopte la deuxième solution, on devra se procurer ou réaliser un « tuner AM » pour les PO - GO - OC, c'est-à-dire un radiorécepteur sans BF.

En adoptant cette solution, on devra pour la FM, prévoir un tuner FM distinct.

Une autre solution plus économique consiste à se servir

d'un tuner AM-FM car, en général, on n'aura pas à mélanger un signal de radio AM avec un signal de radio FM.

Ceux qui ne s'intéressent qu'à la AM ou à la FM, utiliseront des tuners AM ou FM.

Bien entendu, il n'y a pas de stéréo en AM, du moins pour le moment. Nous ne donnerons pas ici des exemples de montages de ce genre, ce sujet ayant été traité dans d'autres articles et ouvrages.

COMPRESSION ET EXPANSION

Revenons aux montages BF. Des dispositifs pouvant s'incorporer dans un mélangeur sont : ceux de compression, ceux d'expansion et aussi les montages combinés compression-expansion.

Dans les chaînes BF, ce

genre de montage se monte entre la source et l'amplificateur BF de puissance si la source de signaux est à haut niveau et ne nécessite pas de corrections (fig. 7A).

Si la source doit être suivie de préamplificateurs correcteurs et de circuits de tonalité, les « compresseurs » ou « expanseurs » seront montés entre la sortie habituelle des voies et le point commun s, entrée de la voie du signal-mélange (fig. 7B).

Dans ce cas, ce procédé sera applicable à chaque voie.

On pourra aussi prévoir un système de compression-expansion commun, donc après mélange, c'est-à-dire après le point s réunion des sorties des voies, mais cette application ne permettra pas de traiter un signal déterminé ayant besoin d'être soumis à l'expansion à la compression.

En effet, lorsqu'on mélange des signaux différents, il convient de les harmoniser à divers points de vue et à les adapter à une utilisation précise.

Bien entendu, la compression-expansion par voie, compliquera encore le mélangeur, mais dans les montages électroniques on ne recule pas devant les complications, mais plutôt devant l'augmentation du prix de revient de l'appareil à réaliser.

Voici le mode de montage d'un compresseur-expandeur, dans un mélangeur à quatre voies, comme par exemple, celui de la figure 6.

Si l'on veut introduire ce dispositif dans la voie A_1 , on

l'intercalera entre la sortie point 1 de A_1 et le point commun de C_9 et R_{13} .

Si le compresseur-expandeur doit être « généralisé », on le montera entre C_{13} et la sortie.

INDICATEUR DE SORTIE

Dans un mélangeur de haute qualité, permettant de régler les mélanges, dosages et corrections d'une manière digne d'un professionnel, la connaissance des niveaux de tensions en divers points est indispensable.

Les indicateurs permettront de connaître certaines tensions de sortie et l'opérateur réduira leur valeur si le montage qui suit risque d'être surchargé.

En montage stéréo, les indicateurs permettront de vérifier l'équilibre des tensions de sortie des signaux.

L'opération mélange exige des dosages judicieux, ce qui s'effectuera également à l'aide d'indicateurs.

Soit en effet une audition de film sonore accompagnée d'un commentaire parlé. Le mélangeur servant spécialement dans une application de ce genre, sera établi comme l'indique la figure 8.

Les sources sont : G_1 = sortie de capteur cinéma : cellule ou tête de magnétophone de la caméra de projection et de reproduction sonore.

G_2 = microphone destiné au commentaire du film.

A_1 et A_2 = amplificateurs de correction et de tonalité.

VC_1 et VC_2 = réglage de gain.

M_1 et M_2 = indicateur de niveau de signal. (Mesure d'une tension ou d'un courant).

Les deux curseurs sont également reliés au point de mélange s par l'intermédiaire de résistances séparatrices R_1 et R_2 afin que M_1 et M_2 ne soient pas montés en parallèle.

Une meilleure solution réside toutefois dans le remplacement de R_1 et R_2 , par des amplificateurs simples A'_1 et A'_2 à un seul transistor chacun, assurant ainsi une parfaite séparation entre les deux indicateurs.

Ce montage est indiqué à la figure 9.

Avant la séance de projection sonore, des essais seront faits. En premier lieu, on réglera, avec VC_1 , la puissance du son enregistré sur film sonore. Noter la graduation de M_1 .

Ensuite, le commentateur parlera devant le microphone et l'opérateur dosera avec VC_2 , la puissance qu'il conviendra de donner au discours. Il notera la graduation de M_2 .

Le troisième essai consiste à poursuivre le commentaire, mais à réduire la puissance sonore de l'enregistrement sur film, afin qu'elle ne gêne pas l'écoute du commentaire.

On disposera ainsi de trois valeurs de niveau sonore :

1) Celle correspondant au

son cinéma au maximum (sans commentaire).

2) Celle du son cinéma à puissance réduite (avec superposition du commentaire).

3) Celle du commentaire.

Dans certains cas, le son-cinéma sera réduit à zéro, s'il risque de gêner l'écoute du commentaire.

SCHÉMA D'INDICATEUR

Voici à la figure 10, un schéma d'indicateur de niveau de tension. Le montage est tout simplement celui d'un redresseur à diodes montées en pont, le signal à redresser étant toutefois de puissance relativement réduite.

Ce signal est appliqué aux points a b et transmis par C_1 de $10 \mu F$, au point e d'entrée « alternatif » du pont, l'autre entrée f étant à la masse et au point b.

La sortie du signal redressé est disponible aux points e(+) et d(-) reliés aux bornes + et - (à ne pas confondre avec le + et le - de l'alimentation de l'appareil) du microampère-mètre.

Ce dernier est shunté par un condensateur C_2 de $100 \mu F$ qui absorbera les sautes rapides de tension dues à la variation de la puissance vocale du commentateur.

Les quatre diodes sont du type BA 128 et l'instrument M est un galvanomètre permettant d'indiquer la tension la plus élevée pouvant être atteinte à ses bornes.

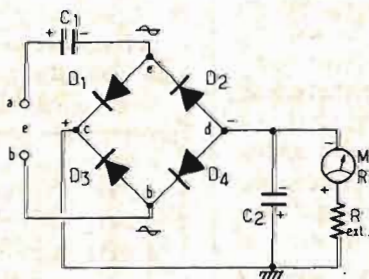


Fig. 10

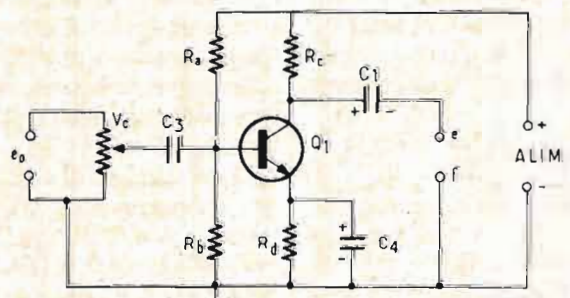


Fig. 11

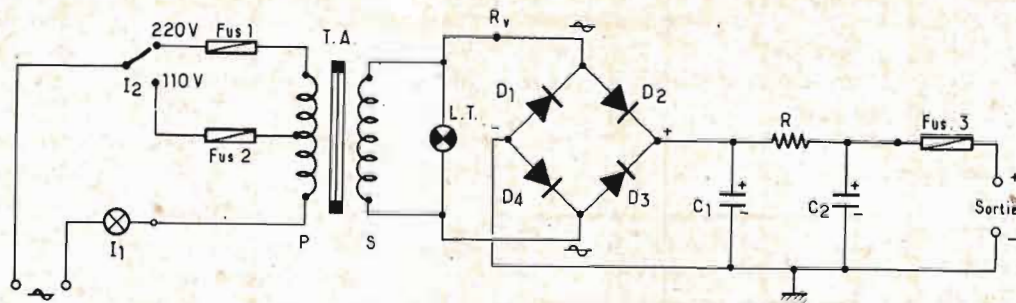


Fig. 12

Soit 1 V continu cette tension, par exemple.

Si M est un microampère-mètre de 0 - 100 μ A, il faudrait que sa déviation maximum (100 μ A) corresponde à 1 V. La résistance totale du circuit de M est $R = R_{ex} + R_m$ ou, R_{ex} = résistance d'appoint et R_m = résistance interne de l'instrument indiquée sur le cadran. Elle est de quelques centaines d'ohms en général. Connaissant R et R_m , la valeur de R_{ex} sera évidemment $R_{ex} = R - R_m$.

Celle de R se détermine par la loi d'Ohm.

Ainsi, si E_m est la tension maximum que devra indiquer M, I_m le courant maximum admissible, on a :

$$R = E_m / I_m$$

Si $E_m = 1$ V et $I_m = 100 \mu$ A, on a :

$$R = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6}} = \frac{10^6}{10^2} = 10\,000 \Omega$$

et de ce fait,

$$R_{ex} = 10\,000 - R_m$$

Si par exemple $R_m = 340 \Omega$, $R_{ex} = 9\,660 \Omega$.

Ainsi déterminé, M indiquera des valeurs exactes de tension. Si le niveau maximum est de 0,1 V seulement, on a :

$$R = 0,1 \cdot 10^4 = 1\,000 \Omega$$

$$\text{et } R_{ex} = 1\,000 - R_m$$

L'emploi d'un instrument de 0 - 500 μ A est possible pour un niveau de 1 V, mais sa consommation sera de 0,5 mA au lieu de 0,1 mA.

Avec M de 0 - 500 μ A la valeur de R est :

$$R = \frac{10^4}{5} = 2\,000 \Omega$$

$$\text{et } R_{ex} = 2\,000 - R_m$$

Il faut évidemment que $R_m \leq 2\,000 \Omega$.

Un dispositif de commande d'indicateur est donné à la figure 11.

Le montage de la figure 10 sera précédé de l'étage amplificateur à transistor $Q_1 = BC 108$, NPN, de la figure 11.

Le signal peut être dosé par le VC de façon à ce que l'instrument M donne le maximum de déviation.

Dans ce cas, aux points e f (ceux de la figure 10), on aura la tension prévue et la détermination du montage en pont et à microampère-mètre pourra se faire en fonction de la tension aux points c et d (fig. 10).

On procédera comme suit : VC sera d'abord un minimum (curseur à la masse).

Régler le signal e_0 de façon que le mélangeur fonctionne normalement.

Régler alors VC pour lire le maximum sur M. A titre de précaution, il est toutefois conseillé de faire correspondre le maximum à une déviation plus faible de M, par exemple jusqu'à la graduation 50 ou 75 au lieu de 100.

Les valeurs des éléments du montage de la figure 11 sont : VC = 50 k Ω , $R_a = 330$ k Ω , $R_b = 18$ k Ω , $R_c = 1,5$ k Ω , $R_d = 1$ k Ω , $C_1 = 10 \mu$ F, $C_3 = 10 \mu$ F, $C_4 = 100 \mu$ F. L'alimentation sera de 9 ou 12 V.

MONTAGES D'ALIMENTATION 9, 12, 15 V

Dans un mélangeur, il n'est pas nécessaire que l'alimentation soit régulée. De ce fait, elle sera assez facile à réaliser.

Une alimentation de ce genre se compose d'un transformateur abaisseur de tension, d'un redresseur et d'un système de filtrage.

Voici à la figure 12, le schéma général de l'alimentation. La méthode générale de détermination de cette alimentation est la suivante :

1) Se fixer la tension de sortie E_s et le courant I_s que consommera l'appareil.

2) Calculer la tension aux bornes de e_1 en donnant à R_1 une valeur « raisonnable », définie plus loin.

3) Calculer la tension alternative que devra fournir le secondaire S' de TA au redresseur.

Soit, par exemple $E_s = 9$ V et $I_s = 200$ mA.

La charge sera alors :

$$R_L = \frac{9}{0,2} = 45 \Omega$$

Prenons R de même valeur que R_L , donc $R = 45 \Omega$. Le courant traversant R_L est de 200 ms donc la chute de tension dans R sera $E = R \cdot 0,2 = 9$ V également. De ce fait, la tension aux bornes de C_1 sera de $9 + 9 = 18$ V.

Dans un montage en pont avec secondaire sans prise médiane, la tension alterna-

tive de ce secondaire doit être de l'ordre de 1,2 à 1,6 fois celle de l'ordre de 21 à 27 V.

Il faudra, par conséquent, une tension de 21 à 27 V. Prenons 27 V sous 300 mA pour le secondaire, $C_1 = C_2 = 2\,000 \mu$ F 25 V.

La lampe témoin sera de 0,04 A sous 6 V et sera montée en série avec une résistance de 510 Ω (0,1 A) ou encore trois lampes de 6,3 V en série.

La tension obtenue à la sortie pourrait être trop élevée et dans ce cas on montera au point R_v une résistance variable qui permettra de régler la tension de sortie à la valeur désirée. La tension de sortie pourra être également ajustée en modifiant la valeur de R.

R_v sera du même ordre de grandeur que R et R_L . Avant les essais, régler R_v au maximum de sa valeur. Utiliser des diodes redresseuses, se caractérisant par E inverse et I max, choisis comme suit :

E inverse ≥ 4 fois E redressée,

I max ≥ 2 I redressé.

Ainsi, si E redressée = 18 V, E inverse sera égale ou supérieure à 72 V.

Si I redressé = 200 mA, I max sera supérieur à 400 mA.

Voici quelques redresseurs recommandables :

1 N 4001 : 100 V 1 A
1 N 4002 : 200 V 1 A
1 N 4003 : 400 V 1 A
1 N 4004 : 600 V 1 A

ou, encore :

BY 135 : 150 V 1 A (ITT)
BYY 89 : 300 V 1 A (ITT)

F. JUSTER

CONSTRUISEZ vos ensembles de radiocommande

l'ensemble

TF 6/76

par **F. THOBOIS**

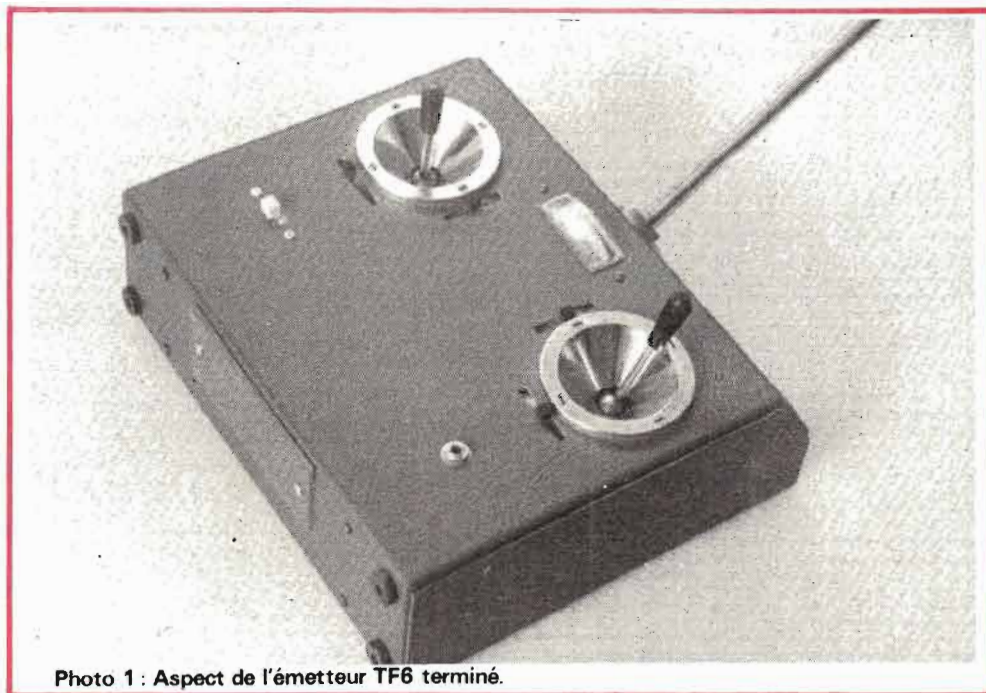


Photo 1 : Aspect de l'émetteur TF6 terminé.

(Suite. Voir N° 1530)

II - REALISATION

1. LE BOITIER

On trouve toutes les données de fabrication en figure 10.

Essayez de trouver de l'aluminium 10/10 assez mou, c'est plus facile à plier et bien assez solide. Les découpes sont à exécuter avec minutie, d'abord à la scie Abrafil puis à la lime douce. Soigner particulièrement les fentes de trim.

Le pliage se fait sur des formes de bois dur. La pièce A de la figure 10 servira à plier transversalement après l'exécution des deux rebords de 10 mm latéraux. Pour réussir le pliage du fond, procéder comme suit :

- découper à l'abrafil les côtés ab, bc, cd de l'ouverture abcd.
- marquer fortement au couteau le côté ad.
- plier le fond, sans détacher le rectangle.
- détacher le rectangle en pliant suivant ad.

Un gainage du boîtier s'impose, mais auparavant, il faut fixer les supports du codeur et des potentiomètres de voies auxiliaires, les supports du connecteur HF, les glissières du tiroir HF.

Les supports du codeur (voir fig. 11) sont en aluminium 10/10. Les deux rebords sont à plier en sens contraire l'un de l'autre. Ne pas oublier qu'il faut une pièce gauche et une droite.

Les supports du connecteur (voir fig. 12) sont en laiton 10/10.

Les glissières (voir fig. 13) devraient être obtenues en fraisant une saignée de 18/10 dans un barreau d'aluminium de 8 x 10 ou 10 x 10 mm. Mais chacun ne disposant pas de sa fraiseuse personnelle, il sera possible de se tirer d'affaire très simplement en réalisant ces glissières avec de l'époxy 15/10 simple et double face. La figure 15 donne le détail de l'opération.

Tous ces éléments seront rivés dans le boîtier avec du fil de cuivre de 15/10. En fraisant légèrement les trous à l'exté-

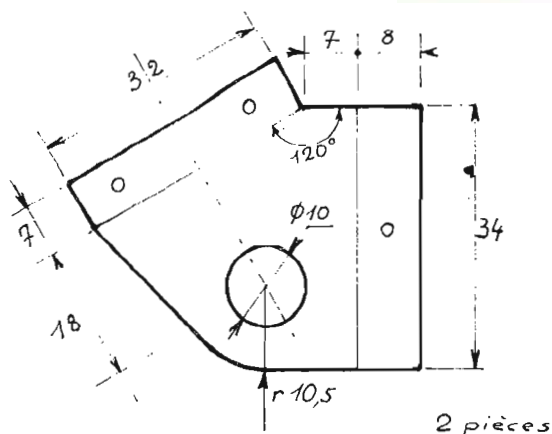


Fig. 11 : Support des auxiliaires. Alu 10/10, un pliage avant et un pliage arrière. Une pièce droite, une gauche.

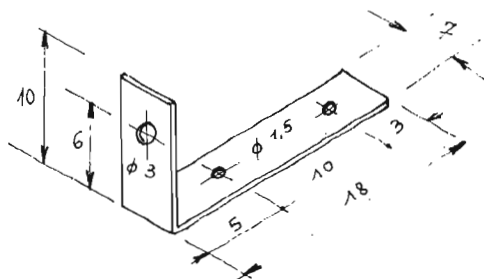


Fig. 12 : Support du connecteur (laiton 10/10).

rieur, rien ne dépassera et les rivets seront parfaitement invisibles, gainage terminé.

Si la pose des rivets ne vous agrée pas, vous pouvez utiliser des boulons de 1,5 mm à tête fraisée, cette dernière étant collée à l'araldite pour ne plus bouger. Une dépose ultérieure de ces pièces intérieures sera alors possible.

En fixant les glissières, il est important de veiller au bon écartement (56 mm. entre fonds des saignées) afin que les tiroirs (largeur de 55 mm) se placent sans ennui. Respectez les cotes, ainsi tous les TF6 fabriqués seront conformes. Et si vous rencontrez un autre possesseur de TF6, les tiroirs de l'un iront sur l'autre. Cela peut être utile !

Souder un fil nu, un peu long, entre les deux supports du connecteur HF. Gainer maintenant le boîtier avec un matériau assez mince, solide, se nettoyant bien. Coller à la colle contact, après avoir passé la surface d'alu à l'abrasif de manière à avoir une meilleure adhérence.

Les découpes du gainage se font avec un couteau genre Xacto, muni d'une lame neuve ; un léger coup de lime douce donné dans le sens gainage-alu supprime les bavures. Préparer le couvercle en prévoyant les surépaisseurs du recouvrement. Fixer provisoirement avec de petites vis à tôle.

NB. La maison RD Electronique pourra fournir le boîtier terminé, mais le gainage d'origine en Skinplate rendra la fixation des pièces intérieures apparente. C'est un petit détail d'ordre esthétique unique.

2. CIRCUITS IMPRIMÉS

a) Codeur : en époxy simple face (voir fig. 14). Percer les trous de composants à 10/10 et ceux de fixation à 25/10. Présenter dans le boîtier, sur les supports, pointer ces derniers et percer à 15/10 pour fixation par petites vis à tôle.

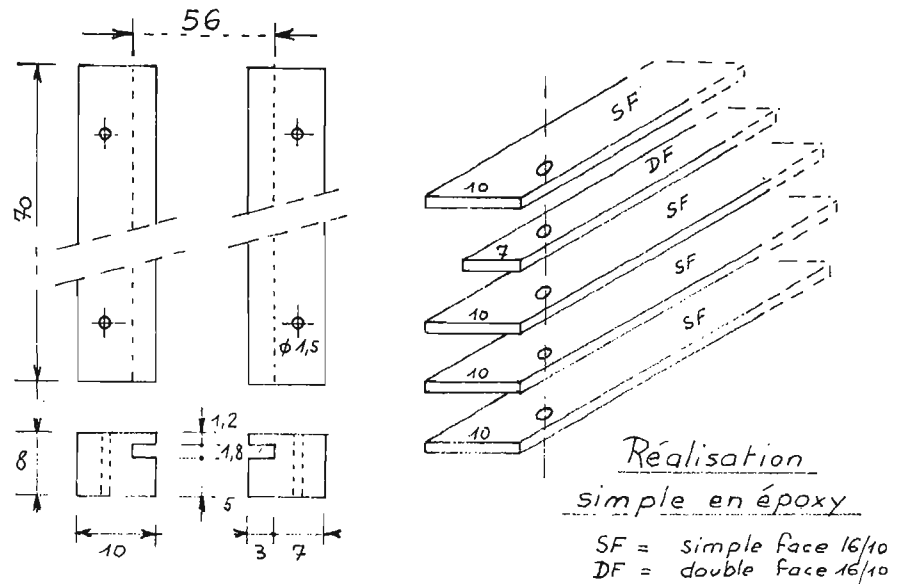


Fig. 13 : Glissières de tiroir HF.

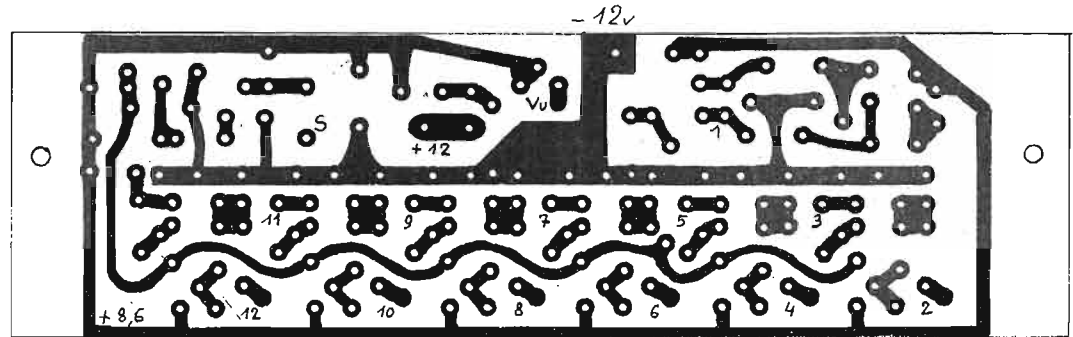


Fig. 14 : Circuit codeur à transistors.

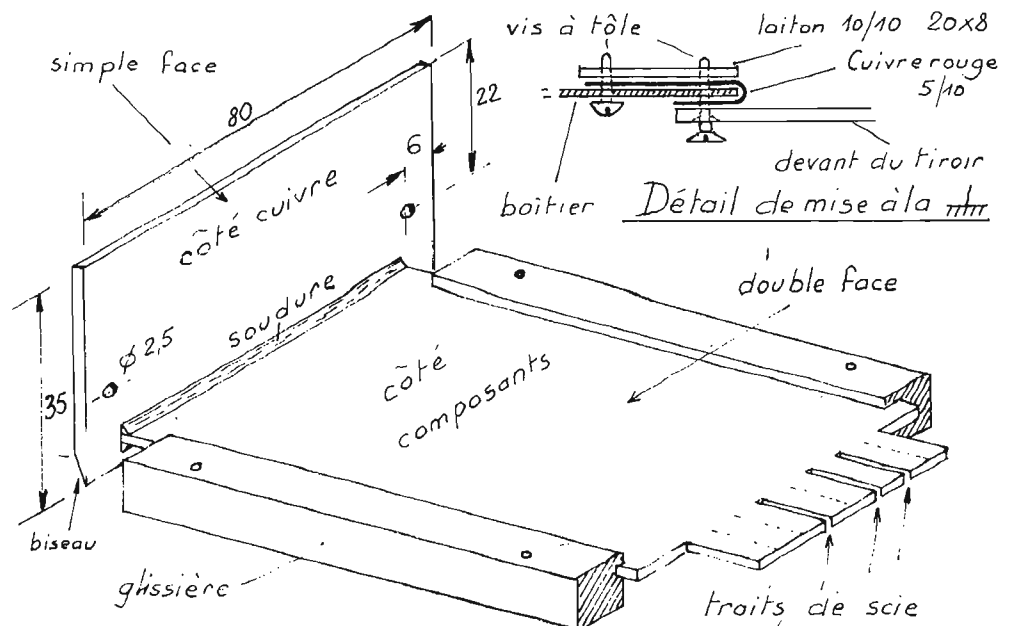


Fig. 15 : Tiroir HF.

b) Tiroirs HF : chaque tiroir comprend le circuit HF proprement dit, terminé par la partie mâle de connexion et le devant du tiroir, obturant l'entrée du boîtier et assurant le blocage par vis.

Le devant du tiroir est un simple rectangle d'époxy simple face de 80 x 35 mm. Le circuit HF est en double face et conforme aux figures 16 à 21, selon la version choisie. Le double face est indispensable pour deux raisons :

— D'abord un contact recto et verso dans les pinces du connecteur, ce qui assure une excellente sécurité de fonctionnement, d'autant que certaines liaisons se font par double contact (masse et antenne).

— Puis suppression du risque d'arrachement de la pellicule de cuivre, lors de l'extraction du tiroir, ce qui ne manquerait pas de se produire avec du simple face. Découper les circuits avec précision. Vérifier tout de suite son bon emboîtement dans le boîtier. Si le connecteur est déjà monté, la marque des pinces sur le cuivre sera un renseignement utile pour mieux situer les plages de contact. Ces plages seront d'ailleurs séparées tout

de suite avec une scie fine. Poncer pour supprimer les bavures. L'introduction dans le connecteur sera facilitée par un chanfrein ménagé sur le chant avant du circuit HF.

Procéder alors à la gravure du circuit imprimé. Exécuter le dessin recto-verso avec une encre convenable (encre au brai par exemple).

Attaquer à l'acide nitrique ou au perchlorure. Nettoyer et poncer à nouveau. Pour que les circuits restent propres, ce qui est nécessaire avec ces tiroirs amovibles, une excellente méthode consiste à les étamer, pratique que nous généralisons depuis quelque temps à tous nos circuits imprimés. Nous utilisons pour cela une méthode ultrarapide :

— Nettoyer parfaitement la surface de cuivre.

— L'enduire d'une fine pellicule de pâte à souder.

— Puis à l'aide d'un fer de 100 W à panne large, en procédant par passes régulières et en utilisant un minimum de soudure, étamer la surface de cuivre. Une goutte de soudure doit couvrir plusieurs cm². Aucune épaisseur ne devrait apparaître. Il s'agit d'ailleurs d'un excellent exercice

d'apprentissage de la soudure à l'étain. Les néophytes s'apercevant que, à bonne température et sur des surfaces propres, la soudure s'étale parfaitement sans donner ces monticules informes qui agrémentent trop souvent certaines soudures qui ne sont d'ailleurs que des collages douteux, n'attendant que la moindre oxydation pour donner des troubles de fonctionnement d'un caractère plus que vicieux.

Toute la surface étamée est à nettoyer sérieusement à l'acétone ou au white-spirit. Percer les trous.

Enficher le circuit HF dans le boîtier. Placer le devant, en le fixant avec ses deux vis. Vérifier le contact des deux parties. Avec le fer 100 W, faire deux ou trois bons points de soudure dans l'angle de jonction. Extraire et terminer cette jonction recto et verso. Avec le double face, la solidité est parfaite.

Le circuit HF est mis à la masse par la pince correspondante du connecteur, mais en 72 MHz particulièrement, ce seul contact est insuffisant et crée des accrochages. Une mise à la masse du bas du

tiroir est donc indispensable. La figure 15 donne une possibilité très simple pour satisfaire à cette condition. Les pièces de laiton assurent une prise solide pour les vis de fixation et maintiennent les bandes de fin cuivre rouge (en provenance, par ex. d'une doublure du couvercle de fermeture d'un vieux tuner UHF de téléviseur).

3. DIVERS

— Pour éviter toute perturbation du fonctionnement par retour HF sur le codeur, très proche de la sortie antenne, un blindage doit isoler cette dernière. Voir figure 22. A découper dans de la fine tôle d'aluminium ou de fer blanc et à plier.

Ce blindage mis en place sous le vu-mètre sera maintenu en principe par les boulons de fixation de ce dernier. Avant sa mise en place définitive, souder la liaison antenne-connecteur, en utilisant un morceau de conducteur central de coaxial télé, débarrassé de sa gaine de masse. Bien vérifier que ce conducteur ne gêne pas le fonctionnement des manettes de trim des manches de commande.

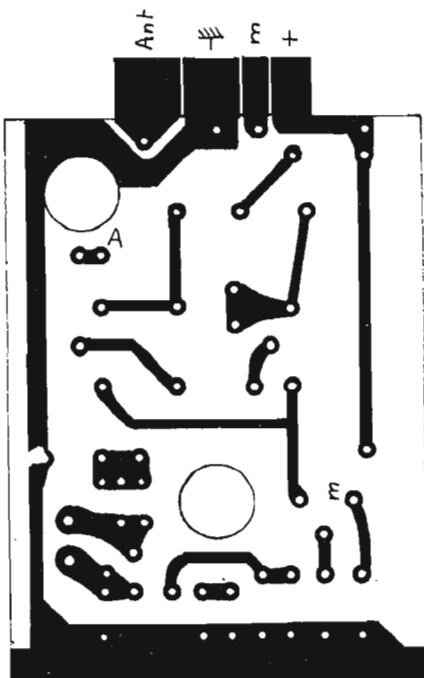


Fig. 16 : Circuit HF 27 MHz AM.

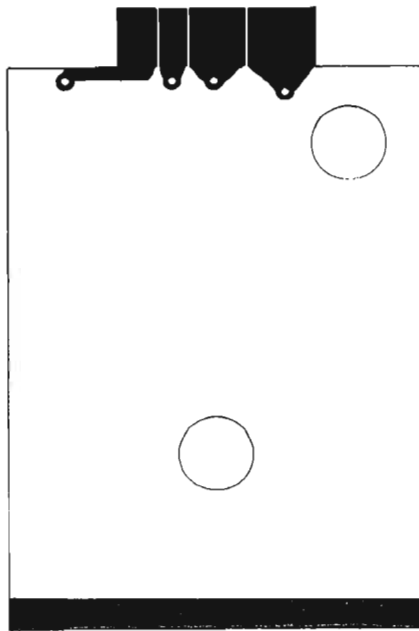


Fig. 17 : Circuit 27 MHz AM.

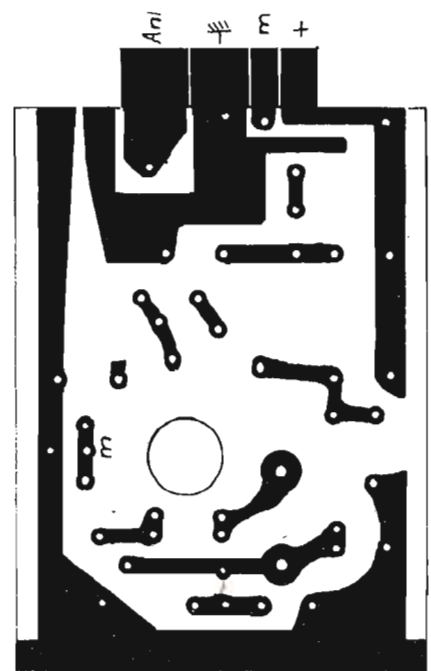


Fig. 18 : Circuit HF 72 MHz AM (2 t).

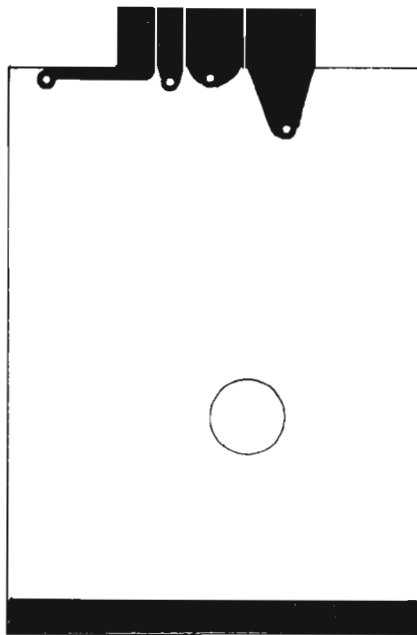


Fig. 19 : Circuit HF 72 MHz (2 tr).

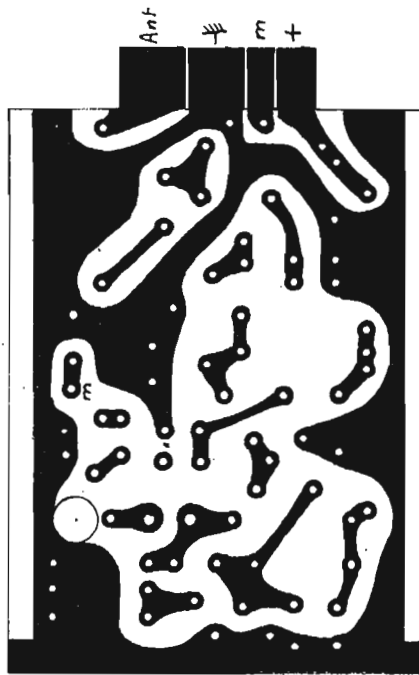


Fig. 20 : Circuit HF 72 MHz FM/AM.

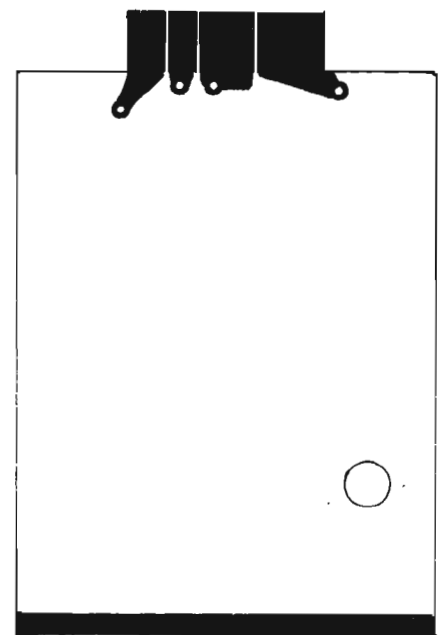


Fig. 21 : Circuit 72 MHz FM/AM.

- Mettre la prise de jack, l'interrupteur 74M.
- Fixer les batteries par deux colliers solides en alu ou en plastique.
- Câbler suivant la figure 23 les interconnexions de ces éléments.
- Quatre pieds en plastique sont fixés sous le boîtier, quatre autres à l'arrière du couvercle, ce qui permet de poser l'émetteur à plat, antenne déployée. Lorsque l'antenne est rentrée, la pose verticale est possible.

- L'antenne est démontable. Un boulon de 3 x 15 mm, tête à l'intérieur, serre la cosse de départ du fil de liaison et les pièces de plastique de passage. Le bas de l'antenne télescopique se visse sur la tige filetée de ce boulon. Voir figure 24.
- Les potentiomètres des voies auxiliaires sont munis de manettes réalisées selon la figure 25. Le bras est en époxy 15/10 façonné puis soudé sur une bague de blocage, provenant d'un prolongateur d'axe de 6 mm.

4. MONTAGE DU CODEUR A TRANSISTORS

Composants (pour 6 voies) :
 11 x BC238B
 1 zener 9,1 V 400 mW
 7 x 1 N4148
 7 x 1 nF GFO 12 V
 7 x 4,7 nF MKM pas de 7,5 mm
 6 x 47 nF MKM pas de 7,5 mm
 4 x 0,1 μF MKM pas de 7,5 mm

1 x 1 200 Ω 1/4 W
 6 x 10 kΩ 1/4 W
 1 x 39 kΩ 1/4 W
 7 x 47 kΩ 1/4 W
 7 x 100 kΩ 1/4 W
 1 x 220 kΩ 1/4 W
 2 x 47 kΩ pot. Aj EO86 debout
 6 x 100 kΩ pot. Aj EO86 debout
 1 circuit imprimé
 2 manches doubles en kit, soit avec potentiomètres d'origine, soit avec des potentiomètres à piste moulée M25 de Ohmic.
 4 700 Ω linéaire.

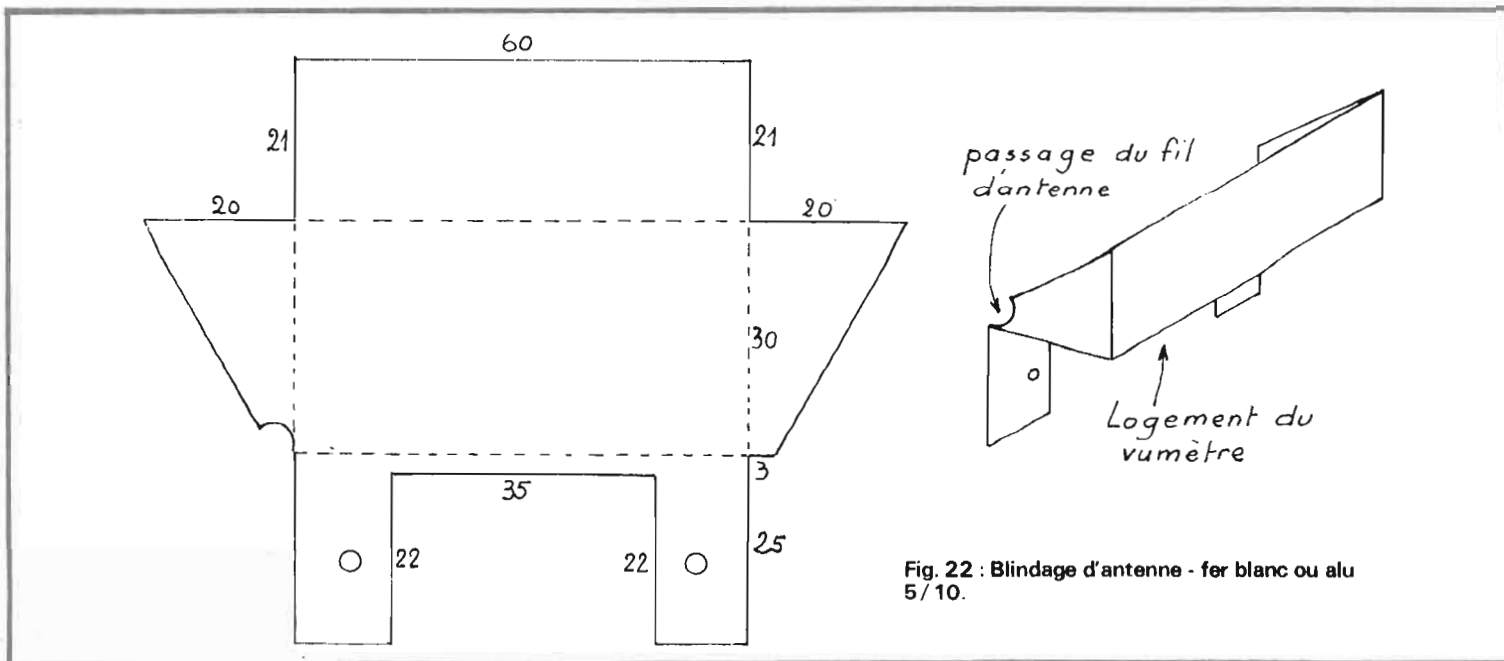


Fig. 22 : Blindage d'antenne - fer blanc ou alu 5/10.

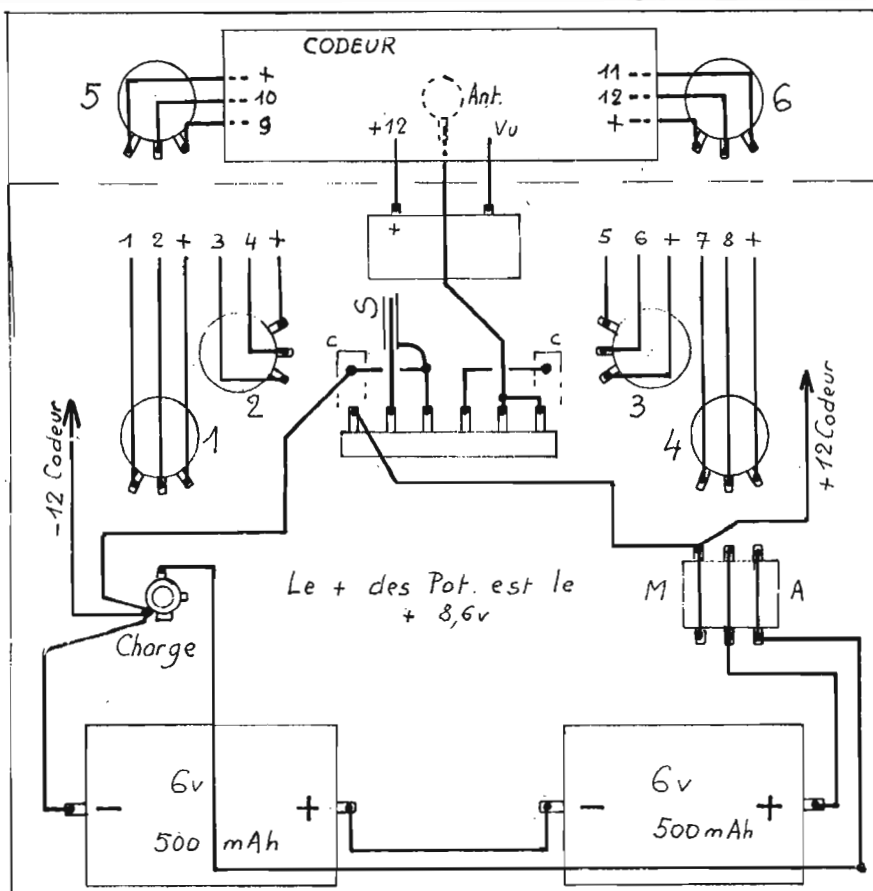


Fig. 23 : Interconnexions - codeur à transistors.

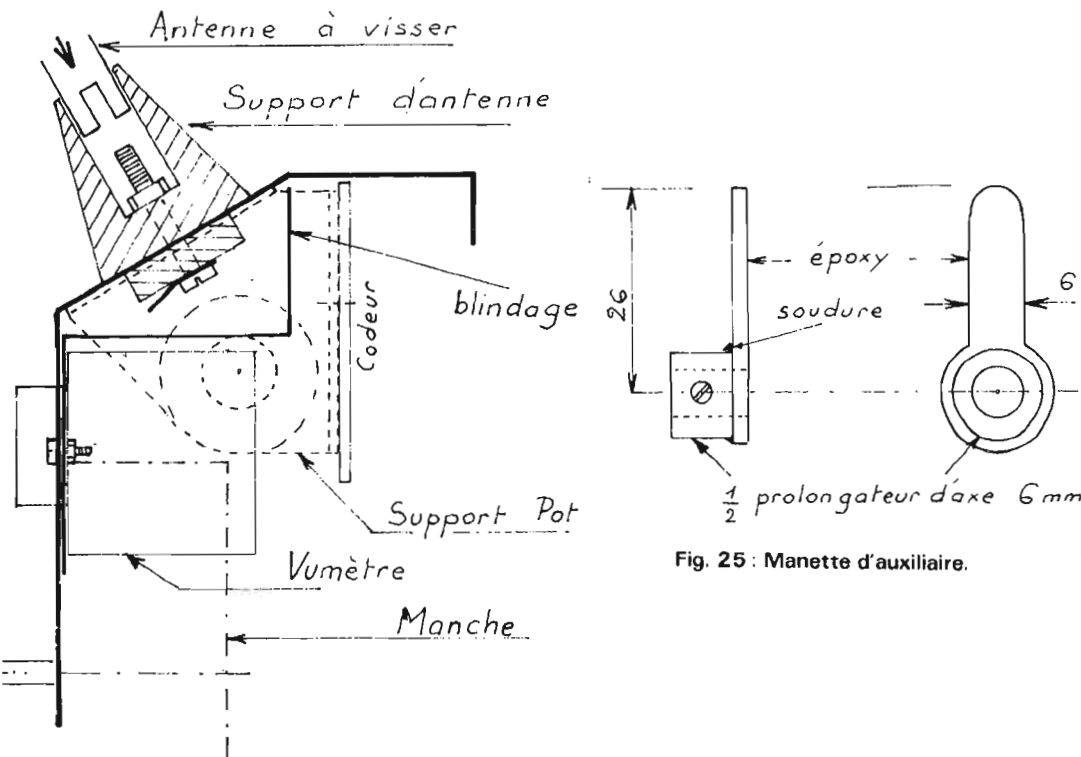


Fig. 24 : Montage de l'antenne.

NB. L'adaptation de ces potentiomètres sera décrite dans la seconde partie.
 2 potentiomètres P20 de Radiohm, 4 700 Ω linéaire
 1 vu-mètre genre OEC35
 1 jack et sa fiche, modèle miniature
 1 interrupteur 74M de Jeanre naud
 2 batteries de 6 V 500 mAh, CadNi
 1 antenne télescopique de 1,25 m et son embase plastique
 1 connecteur pour CI. Modèle CIL6 de Sogie (6 contacts au pas de 3,96 mm).

MONTAGE

Poser et souder les composants en suivant la figure 26. Le circuit imprimé a été dessiné pour l'utilisation des condensateurs MKM de Siemens, au polycarbonate, de très haute qualité, précision 5%. L'entre axe de montage est de 7,5 mm. Attention au sens des diodes et des transistors. Pour T_2 il est nécessaire de plier le fil de base en sens contraire de celui d'origine.

Souder les résistances ajustables et les positionner à micourse.

Pour ceux qui voudraient supprimer des voies, rappelons qu'il faut garder le dernier étage élémentaire non chargé par un potentiomètre mais par une 10 k Ω . Pour 5 voies supprimer l'avant dernier étage, pour 4 voies, les deux avant derniers. Mais, compte tenu de la faible incidence financière, nous déconseillerons ces restrictions.

Tous composants soudés, préparer les liaisons aux potentiomètres. Voir figure 23. Travail à faire avec grand soin. Torsader chaque groupe de 3 fils. Laisser juste assez de longueur pour pouvoir déplacer sans gêne le circuit imprimé, pour une éventuelle intervention ultérieure. Ne pas oublier cependant que des longueurs excessives ne peuvent que nuire au fonctionnement.

Le - 12 V est torsadé avec le toron du potentiomètre

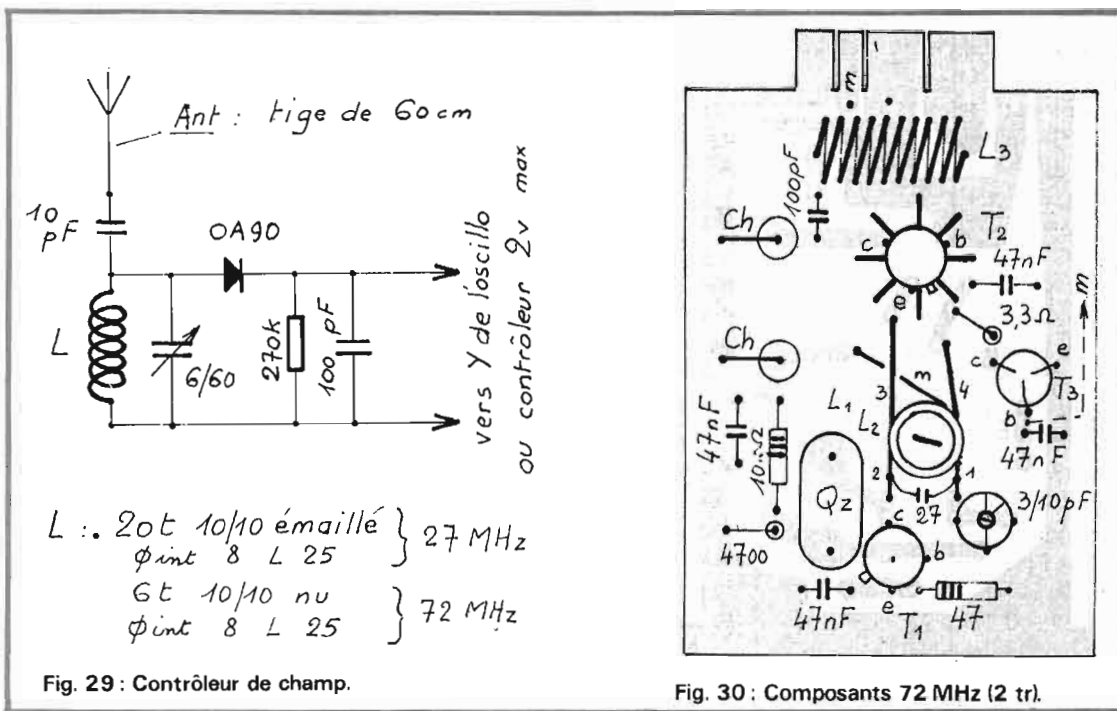


Fig. 29 : Contrôleur de champ.

antenne de 1,25 m. 18 spires, même fil.

Choc, 5 à 6 tours sur une perle ferrox Ø 4 et L4.

Le tiroir étant ajusté, tous perçages exécutés, monter les composants en suivant la figure 28. Nous conseillons, pour avoir des résultats certains, de nous demander la fourniture des bobinages terminés, car la réalisation en est un peu délicate et le fil émaillé difficile à trouver par petites quantités (prendre contact en joignant une enveloppe timbrée et self-adhésive. Attention, nous ne fournissons aucun autre composant).

L'essai de la platine se fait hors boîtier :

— Court-circuiter le AC187 de modulation par un pont collecteur-émetteur.

— Souder un témoin HF : ampoule de 6 V, 50 mA, entre le point A et le -

— Alimenter en 12 V, en intercalant un milliampèremètre.

— Quartz enlevé, le débit est de l'ordre de 7 mA.

— Placer le quartz, noyau de L1/L2 vissé à fond, CV à mi-course. Le témoin HF doit s'allumer, régler le CV au maximum de luminosité. Le débit est de l'ordre de 50 mA à ± 10 % près. Le petit thermique brille assez vivement.

— Enlever le court-circuit

AC187. Le témoin s'éteint et le débit retombe à 7 mA.

— Relier la base du AC187 au + 12 V par une résistance de 15 kΩ, le témoin s'allume à nouveau.

Faire toutes ces vérifications méthodiquement et dépister tout fonctionnement anormal ou instable.

Supprimer thermique, fils d'alimentation, 15 kΩ et enficher le tiroir dans l'émetteur, couvercle enlevé. Placer les deux vis de blocage.

Monter sur l'oscilloscope (entrée Y) un détecteur de champ, suivant le montage de la figure 29. Déployer l'antenne. Mettre sous tension. Le signal digital de la figure 2 doit se retrouver avec pratiquement la même qualité que lors du test du codeur seul.

En tenant l'émetteur normalement, régler le CV pour un maximum d'amplitude du signal. Avec l'antenne de 1,25 m la bobine L5 fournie par l'auteur n'a pas à être réglée, elle a la bonne valeur, noyau enlevé. Par ailleurs, elle serait à ajuster pour un maximum d'amplitude également. En cas d'action sur L5, toujours refaire le réglage du CV.

Nous insistons sur le fait qu'il faut un signal impeccable, propre, sans oscillations

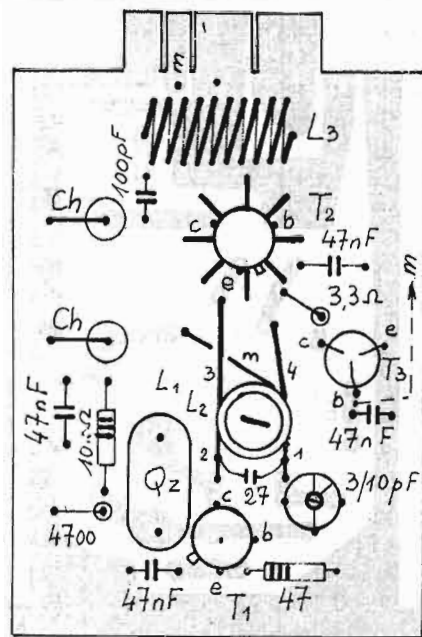


Fig. 30 : Composants 72 MHz (2 tr).

parasites. Cet état ne peut se vérifier qu'à l'oscilloscope.

Rentrer l'antenne. Le signal doit conserver ses qualités, avec une amplitude réduite évidemment.

Constater que si, en tenant votre émetteur, vous touchez fermement l'antenne à la base, lorsqu'elle est déployée, le signal reçu par l'oscilloscope diminue de 5 à 10 fois. Ce test, que nous referons en vol, donnera de précieuses indications sur la portée réelle.

b) 72 MHz - AM 2 transistors.

Nous en donnons les détails de montage pour ceux de nos lecteurs qui voudraient utiliser ce montage économique.

Composants :

- 1 x 2N3866 (ou MM1613)
- 1 x 2N2219A
- 1 x AC187
- 1 x 27 pF styroflex
- 1 x 100 pF perle céramique
- 4 x 47 nF GFO
- 1 x 3/10 pF EA10
- 1 x 3,3 Ω 1/4 W
- 1 x 47 Ω 1/4 W
- 1 x 4 700 Ω 1/4 W
- 1 x 10 000 Ω 1/4 W
- 1 quartz 72 MHz, partiel 5, boîtier HC6U
- 1 support
- 1 radiateur pour TOS
- 1 circuit imprimé
- L1 - L2 sur mandrin Lipa de 6 mm, avec noyau. L1 : 5 spires 1/2 de fil étamé 7/10. Lon-

gueur du bobinage 9 mm. Prise à 3 spires 1/4 du point 2, situé en bas du mandrin ; L2 : 2 spires 1/2 de fil émaillé 10/10, jointives et placées sur le même mandrin, à côté de L1 (pont 1) donc vers le haut du mandrin. Distance ajustable de l'ordre du mm.

L3 en l'air, 9 spires de fil 10/10 nu. int 8 mm. L 20 mm.

Chocs. Bobiner sur une résistance bien cylindrique, 3 à 4 mm, L 10 mm, de valeur supérieure à 100 kΩ, un maximum de spires jointives, fil 15/10 émaillé. Coller à la cellulose puis dénuder les extrémités du fil et souder sur les fils de la résistance, au ras du corps.

Disposer les composants sur le circuit imprimé, en suivant la figure 30. Le travail est particulièrement simple. Au départ on ne soudera pas le transistor de sortie T2. Positionner le noyau de L1/L2 de façon qu'il dépasse de 3 à 4 mm. Régler le CV au maximum de valeur. Souder une ampoule 6 V 50 mA entre les extrémités du secondaire L2. Relier au 12 V à travers un milliampèremètre (faire des liaisons très courtes). Quartz enlevé, la consommation du pilote atteint 50 mA environ et le transistor chauffe. Placer le quartz. Tourner le noyau pour obtenir l'entrée en oscillation, constatée par une baisse notable de la consommation (20 mA env.) et par un rougeolement de l'ampoule témoin. Essayer alors de diminuer la valeur du CV en retouchant au besoin le noyau. Ce CV devrait finalement être réglé sur une valeur de 3 à 5 pF, suffisante pour une oscillation franche, mais assez faible pour que, quartz enlevé, l'oscillation s'arrête franchement.

Quand le fonctionnement du pilote sera satisfaisant, supprimer le thermique et souder T2. Court-circuiter le AC187 par un pont collecteur-émetteur. Souder maintenant une 6 V 0,1 A entre le point A et le - Alimenter en 12 V, toujours à travers le milliampèremètre. Il faudra peut-être retoucher

le noyau pour retrouver l'oscillation. La 6 V 0,1 A doit briller assez vivement. L'intensité consommée est de l'ordre de 70 mA. Un réglage de tous les réglages permettra de tirer le maximum de puissance.

Enficher alors la platine dans l'émetteur, après l'avoir débarrassée des additifs. Mettre sous tension et à l'aide du contrôleur de champ accordé en 72 MHz (fig. 29) vérifier la qualité du signal. Encore une fois, il faut une forme impeccable. On constatera que le réglage du noyau et du CV ont une influence énorme sur ce facteur en dévissant le noyau, le signal diminue d'amplitude et s'agrément de pointes de dépassements importantes. En le vissant au contraire, le signal a tendance à s'arrondir. Le bon réglage se trouve juste au moment où la tendance à l'arrondi s'amorce. Il faut surtout éviter les pointes de dépassement qui provoqueraient de grosses difficultés au décodage. Le condensateur d'accord styroflex empêche, par sa grande stabilité thermique, l'apparition spontanée de ce phénomène, par forte chaleur. Si, malgré tous vos efforts, le signal s'obstine à garder des traces d'accrochage, il y a de fortes chances pour que le quartz en soit le responsable, surtout s'il est en boîtier miniature HC25/U.

c) 72 MHz - AM, 3 transistors.

Composants :

- 2 x 2N2369A
- 1 x 2N3866
- 1 x BC238B
- 1 x 4,7 pF cér.
- 1 x 6,8 pF cér.
- 1 x 15 pF cér.
- 1 x 27 pF cér.
- 1 x 100 pF cér.
- 1 x 1,5 nF cér.
- 2 x 47 nF GFO
- 3 x 0,1 µF GFO 30 V
- 1 x 3/10 pF EA10
- 1 x 6/60 pF EA60
- 1 x 12 Ω 1/4 W
- 1 x 47 Ω 1/4 W
- 1 x 100 Ω 1/4 W
- 1 x 120 Ω 1/4 W
- 1 x 470 Ω 1/4 W

- 1 x 1 000 Ω 1/4 W
- 1 x 2 700 Ω 1/4 W
- 1 x 10 000 Ω 1/4 W
- 1 quartz 72 MHz, partiel 5, boîtier HC25/U
- 1 support
- 1 radiateur de TO5
- 1 circuit imprimé
- L1 en l'air, Ø int 6, L13,5 fil de 8/10 émaillé.
- L2 en l'air, Ø int 7, L16,5, fil de 10/10 nu étamé.
- L3 en l'air, Ø int 8, L20, fil de 10/10 étamé.
- Chocs : voir les modèles utilisés sur la platine 72 MHz à 2 transistors.

Préparer mécaniquement le tiroir. Confectionner les bobinages. Dénuder les extrémités de L1. Souder en place.

Disposer les selfs d'arrêt à plat sur le CI.

Placer les résistances et les condensateurs, en suivant la figure 31 et la variante figure 32. Terminer par les transistors. Veiller à ce que le radiateur du 2N3866 ne touche à rien.

Mise en service, en dehors du boîtier émetteur.

- Court-circuiter le BC238B.
- Souder une 12 V 0,1 A entre la sortie antenne (A) et le —.
- Alimenter en 12 V, à travers un milliampèremètre. Il faut des fils très courts faute de quoi les lectures seront aberrantes.
- Quartz enlevé, le débit est de 4 à 5 mA.
- Placer le quartz, les deux CV à mi-course. Le débit doit devenir nettement plus impor-

tant. Au besoin rechercher l'accrochage du pilote par CV1. Le témoin doit s'allumer en même temps que le débit augmente. Fignoler les réglages CV1 et CV2 pour un maximum de HF. Le débit est alors de 60 à 75 mA.

— Enlever le quartz. Le témoin s'éteint complètement et le débit retombe à 4 mA.

— Supprimer le court-circuit sur le transistor de modulation et vérifier son action en reliant sa base au + 12 V par une 15 kΩ.

Supprimer toutes les adjonctions. Ne pas oublier le fil m-m.

Enficher le tiroir et à l'aide du contrôleur de champ 72 MHz, observer le signal de l'émetteur, antenne entièrement déployée. **Exiger un signal sans défaut.** Fignoler les réglages pour un maximum d'amplitude, compatible avec la qualité. Comme dans la version précédente, le réglage de CV1 influe sur la forme : le bon calage est celui qui fait disparaître les pointes de dépassement et procure un léger arrondi des angles du signal.

Attention, antenne rentrée, le 2N3866 souffre et manifeste son mécontentement par une grosse fièvre ! Éviter absolument le fonctionnement dans ces conditions. Si on veut faire fonctionner l'émetteur à rayonnement très faible, enlever complètement l'antenne et la remplacer par la 12 V 0,1 A, branchée hors boîtier, entre la

sortie d'antenne et la masse de ce boîtier (prise par exemple sous une des vis de fixation du couvercle). Nous utiliserons d'ailleurs cette disposition pour tester, par la suite, la sensibilité du récepteur.

d) 72 MHz - FM.

Composants :

Exactement la même liste que pour la platine AM, mais avec en plus :

- 1 x BA102
- 1 x 1,5 nF perle cér.
- 1 x 10 000 Ω 1/4 W
- L4 sur un petit mandrin de 6 mm, avec noyau, 10 spires jointives de fil émaillé 5/10 mm.

Préparation mécanique, suivie de la pose des composants (voir fig. 31). On remarquera évidemment que les platines AM et FM sont identiques, au modulateur près. Mais de toute façon, on va commencer par tester la platine FM, en AM, pour passer en dernier en FM. Par conséquent, se reporter d'abord au paragraphe précédent et procéder comme indiqué. Monter le BC238B, d'abord court-circuité pour les premiers essais. La self L4 sera montée et la BA102 remplacée par un condensateur de quelque 20 pF. Le noyau de L4 à demi engagé.

Faire ainsi tous les tests décrits, sur témoin 12 V 0,1 A d'abord, sur l'émetteur ensuite. **Exiger un beau signal.**

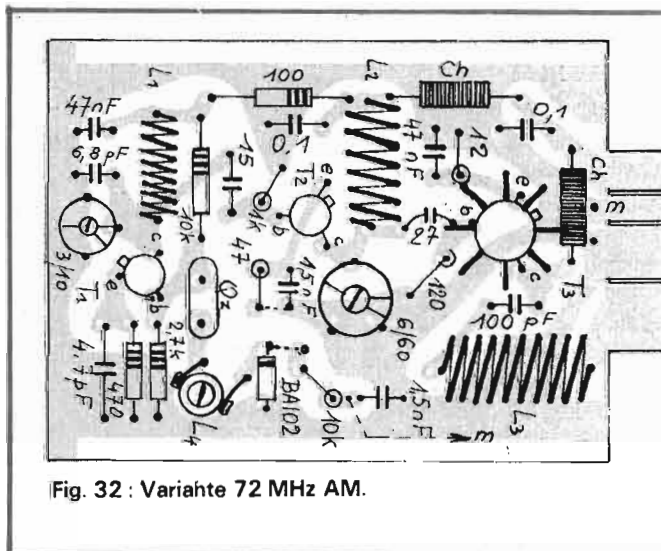


Fig. 32 : Variante 72 MHz AM.

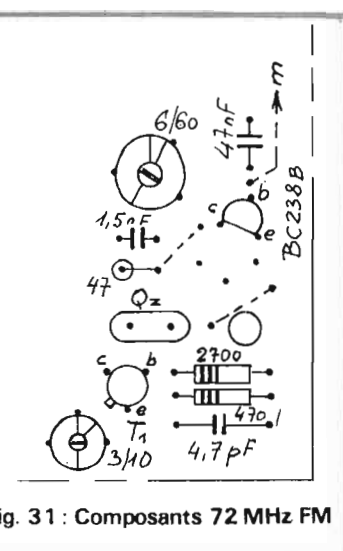


Fig. 31 : Composants 72 MHz FM

Si et seulement si ce résultat est atteint, passer à la phase suivante :

— Supprimer le BC238B. Mettre la BA102 avec son 1,5 nF et sa 10 kΩ d'attaque.
— Si vous avez la chance de posséder un oscilloscope passant le continu, le contrôleur de champ indiquera le niveau HF et accessoirement la modulation AM résiduelle parasite, dont le niveau dépend de l'efficacité du filtre d'attaque (1,5 nF, 10 kΩ) et se situe normalement à - 20 dB environ.

Bien entendu, le contrôleur de champ étant un détecteur AM, ne peut nous en indiquer plus. Il faut pourtant figoler les accords de CV1 et CV2 (retouches très légères). Il suffit de connecter la sortie de ce contrôleur de champ sur l'entrée d'un contrôleur universel, en voltmètre sensible (2 V par ex.) et de rechercher le maximum de déviation,

émetteur tenu normalement et antenne déployée.

La suite de l'opération nécessite la possession d'un fréquence-mètre numérique.

— Enlever l'antenne et la remplacer par la 12 V 0,1 A, branchée hors boîtier, comme nous l'avons déjà indiqué.

— Coupler lâchement le fréquence-mètre, soit à L2, soit à L3.

— Court-circuiter à la masse la base de T₉ (codeur) ce qui donne S = 0. La fréquence devient minimum. Noter la valeur F₁ indiquée par le fréquence-mètre.

— Court-circuiter à la masse la base de T₁₀ (codeur). On a alors S = 8,6 V et la fréquence devient maximum. Noter la valeur lue F₂.

— Calculer le swing ainsi obtenu : F₂ - F₁.

Si cette valeur est inférieure à 5 kHz, visser le noyau. Le dévisser dans le cas contraire.

5 kHz. Coller le noyau.

— La fréquence moyenne est

$$\frac{F_1 + F_2}{2}$$

Calculer cette valeur et la retenir. C'est en effet la fréquence nominale de notre émetteur et la fréquence de réglage du récepteur.

Ex. : Quartz marqué 72,080 MHz

F₂ = 72075,40 kHz

F₁ = 72070,40 kHz

Swing = 72075,40 - 72070,40 = 5 kHz.

Fréquence moyenne =

$$\frac{72075,40 + 72070,40}{2}$$

= 72072,9 kHz soit 7,1 kHz sous celle du quartz.

NB. Si vous ne possédez pas ou ne pouvez pas vous procurer de fréquence-mètre numérique (essayer de contacter les radio-amateurs sérieux de votre ville ou de votre département, l'un d'eux possède à coup sûr, cet appareil !) et en

désespoir de cause, nous pourrions régler votre platine aux conditions suivantes :

— Réalisation mécanique rigoureusement conforme à la description.


— Fonctionnement parfait en AM.

— Platine remontée en FM.

— Prendre contact au préalable en joignant enveloppe timbrée et self-adressée.

Avec la description de cette platine, s'achève la première partie de notre description. Dans la seconde partie, nous présenterons le codeur à circuits intégrés et la platine HF 27 MHz FM. La troisième partie sera consacrée aux récepteurs de toutes les versions, la quatrième traitera du décodeur à circuit Cosmos et enfin la cinquième et dernière partie décrira les servo-mécanismes à utiliser.

F. THOBOIS



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 880952 F



CONSTRUISEZ LE VOUS-MEME

ME 103 TOUT TRANSISTORS

DU CONTINU A 4 MHz

Sensibilité : 50mV par division
Base de temps déclenchée de 20µS à 0,1µS

gratuit!
DOCUMENTATION GENERALE
OSCILLOSCOPES ET APPAREILS DE MESURES
SUR DEMANDE

BICOURBE

PRIX EN KIT : 1090 f. T.T.C.

Tous nos modèles sont livrés avec un dossier pratique et technique

Mitel 35, Rue d'Alsace 75010 PARIS

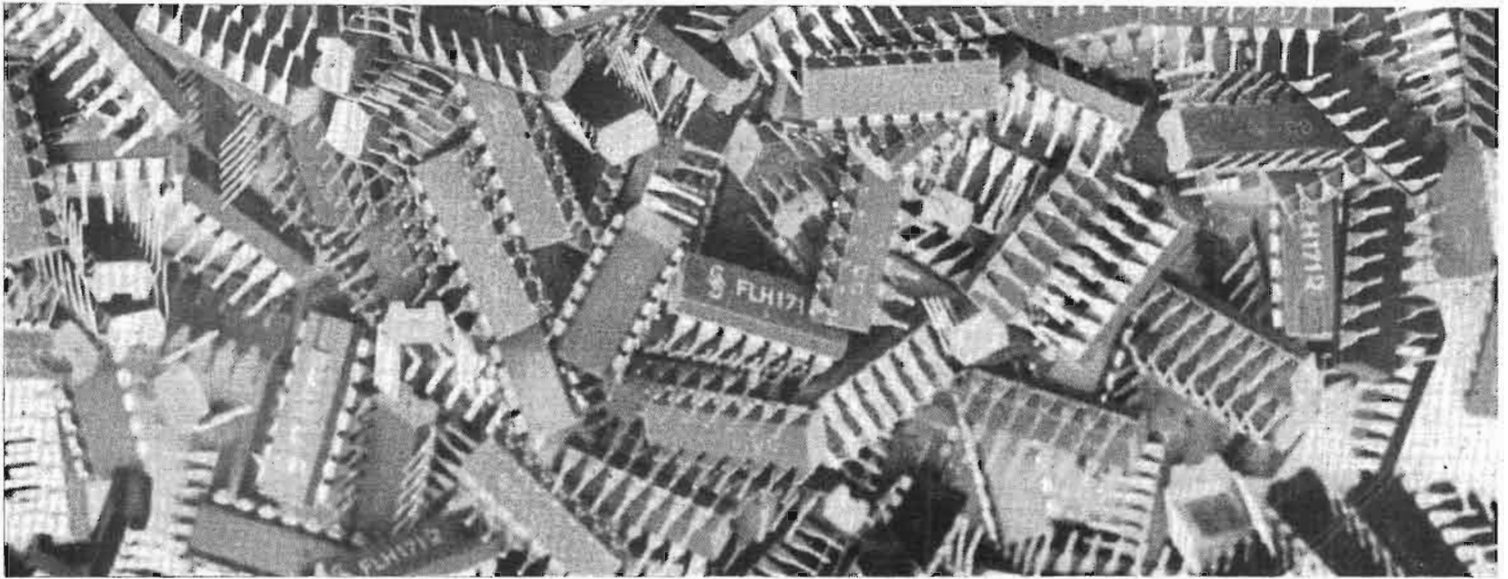
TELEPHONE DES MESURE 607.88.25
DEPARTEMENTS: COMPOSANTS 607.83.21

BON A DECOUPER

Veillez m'adresser votre documentation générale gratuite.

NOM _____ Prénoms _____ HP 2
ADRESSE _____

LE CIRCUIT INTÉGRÉ



POURQUOI PAS ?

UN PRÉAMPLIFICATEUR

LE, ou plutôt les montages que nous abordons aujourd'hui font appel à des notions simples de contre-réaction, nous disons notions car il ne s'agit pas ici de faire de longs calculs rébarbatifs, mais de montrer qu'à partir d'un circuit intégré, il est possible de réaliser simplement un montage fonctionnant dans la gamme audio et dont le gain sera facilement déterminé.

Un préamplificateur « universel ». Non, « universel » n'est peut-être pas le terme idéal car ces préamplificateurs, s'ils sont relativement performant ne peuvent satisfaire toutes vos exigences, nous dirons même que dans certains cas, il est préférable d'utiliser des circuits à transistors. Nous avons réalisé ici la maquette d'un préamplificateur équipé d'un circuit intégré « bonne à tout faire » qui ne nécessite pas trop d'éléments de compensation en

fréquence et qui n'a pratiquement pas oscillé, sans raison valable, aux cours de nos essais. Ces essais, nous vous en donnerons évidemment les conclusions, mais auparavant, passons à l'étude du montage.

Il est représenté figure 1. Un circuit intégré TAA 861A, en boîtier plastique, c'est le moins cher, il est fabriqué par

plusieurs constructeurs : Siemens, Telefunken et aussi Sescosem.

Le signal entre par le condensateur C1 qui élimine la composante continue pour atteindre l'entrée non inverseuse du circuit intégré. Le point de fonctionnement de ce circuit, alimenté par une tension unique (on aurait pu utili-

ser deux alimentations, l'une positive, l'autre négative), est fixé par le réseau de résistances R_1 , R_2 , R_3 . Un condensateur de découplage élimine les composantes alternatives venant de l'alimentation et qui auraient été envoyées sur l'entrée du circuit pour être amplifiées, ce qui n'était vraiment pas utile. La sortie du circuit TAA 861 est une sortie ouverte, c'est-à-dire que la sortie se fait sur le collecteur d'un transistor qui n'est relié à aucune résistance, il faut donc mettre une résistance entre le pôle positif de l'alimentation et ce collecteur, cette résistance a été choisie, arbitrairement égale à $1\,000\ \Omega$. Cette valeur donne une résistance de sortie convenable, pas trop élevée. Le condensateur Cx est un élément facultatif, il sert à effectuer une compensation interne du circuit intégré, ce qui limite sa bande passante et aussi les risques d'oscillation. Une contre-réaction est

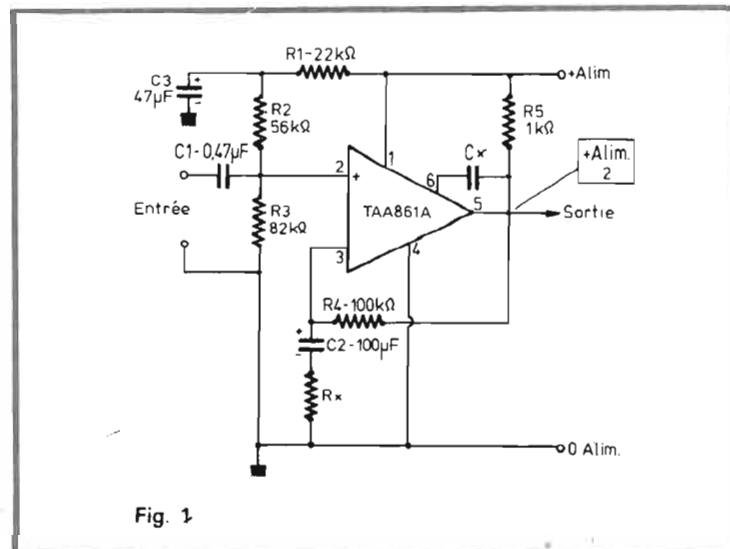


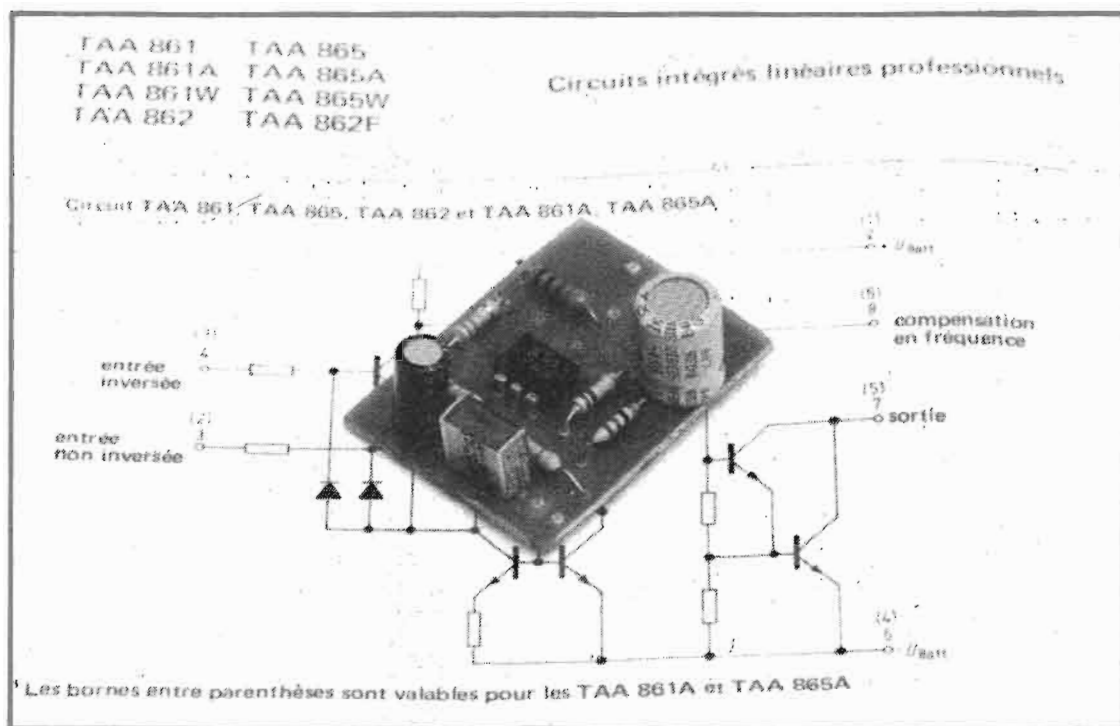
Fig. 1

appliquée sur l'entrée inverseuse, elle peut se doser par une modification de la résistance R_x .

COMPORTEMENT VIS-A-VIS DES TENSIONS CONTINUES

Les indications que nous vous donnons ici sont le résultat d'observations pour lesquelles nous avons supposé, ce qui en réalité n'est pas tout à fait vrai, que l'impédance d'entrée était infinie, que le gain était aussi infini, bref, que le circuit intégré était un amplificateur parfait.

La figure 2 représente le circuit de polarisation du circuit intégré. Aux fréquences très basses, l'impédance des condensateurs augmente, elle devient même infinie, si les condensateurs sont sans perte pour une fréquence nulle, c'est-à-dire en continu. Nous avons donc considéré sur cette figure que les condensateurs n'existaient pas et que tous les éléments placés en série devenaient inutiles. Le condensateur C_3 est supprimé, le potentiel de l'entrée + est fixé par un pont de deux résistances sensiblement égales, la polarisation de l'entrée est donc à peu de chose près située à la moitié de la tension de l'alimentation, ce qui permet d'exciter cette entrée symétriquement à partir d'une tension dont l'amplitude crête à crête pourra être égale à la tension d'alimentation.



Côté sortie, rien à signaler, le condensateur de compensation disparaît évidemment. Le condensateur C_2 qui était placé entre l'entrée - et la masse n'existe plus comme nous avons admis que le courant d'entrée était nul, la tension de sortie se retrouve sur l'entrée -. Dans un amplificateur symétrique comme celui-ci, la tension de sortie est proportionnelle à la différence de tension d'entrée. Ici, la tension de l'entrée + est fixée, la tension de sortie est égale à la tension de l'entrée - si la tension de sortie tend à monter celle appliquée sur l'entrée - tend, elle aussi, à monter et à faire descendre la tension de sortie; grâce au gain très élevé, les variations de sorties répercutées à l'entrée seront compensées X fois, X étant le gain

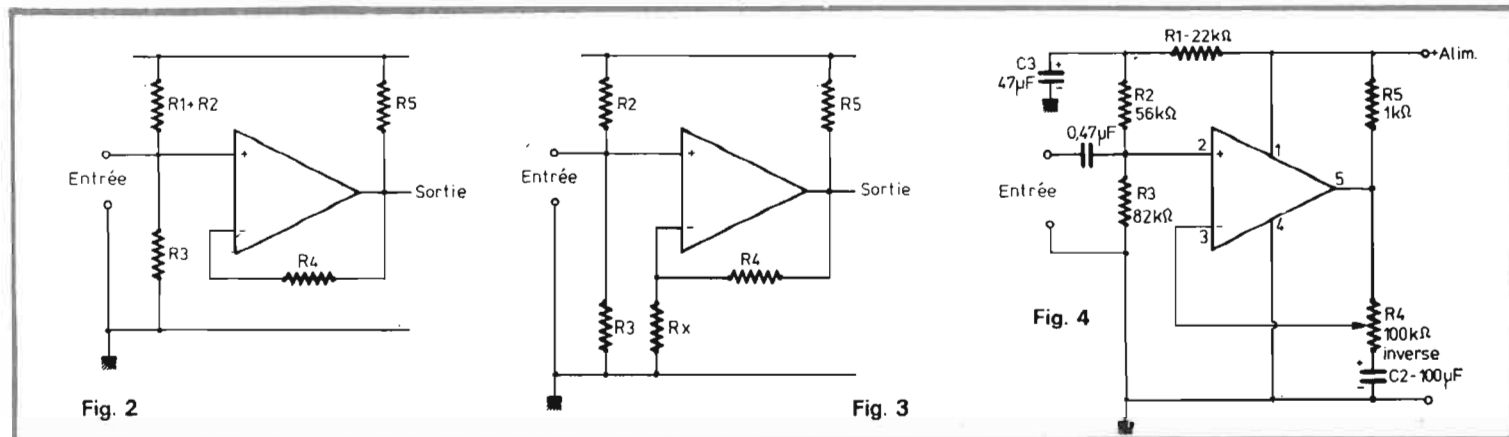
du circuit. La différence de tension à l'entrée sera pratiquement nulle si bien que le point de repos de la sortie sera au potentiel de l'entrée +, et cela quelle que soit la température. Nous avons un amplificateur différentiel dont la tension de sortie est nulle en continu. Les différences de tension d'entrée seront toujours très faibles, c'est là la particularité essentielle qui permet de sentir physiquement le fonctionnement de ce type de circuit.

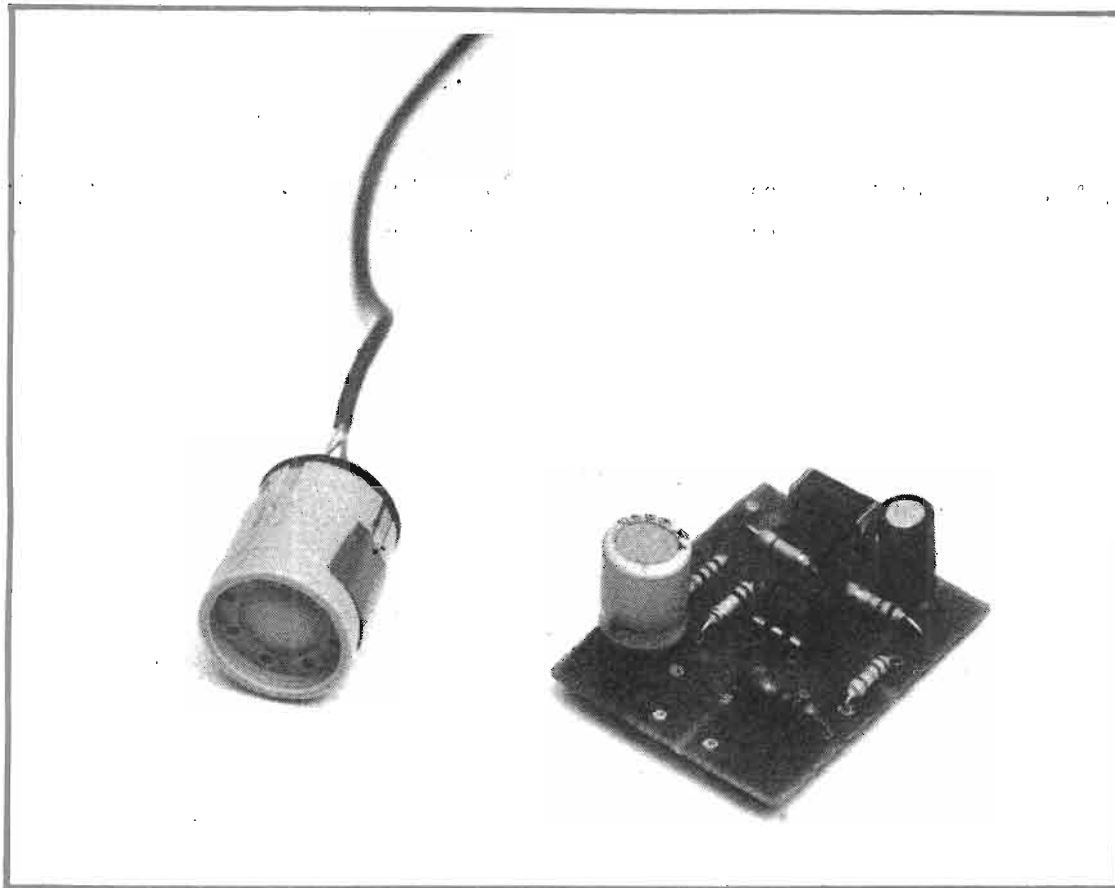
COMPORTEMENT EN ALTERNATIF

En alternatif, et dans des limites raisonnables de la bande passante; on peut considérer que les condensateurs se

comportent comme des courts-circuits, ce qui nous amène à la figure 3.

Le condensateur de liaison a disparu, celui-ci, C_3 , de découplage de la polarisation a court-circuité la résistance R_1 qui ne joue plus aucun rôle, le condensateur C_2 met la résistance R_x à la masse. Nous avons donc un nouveau schéma équivalent, valable uniquement pour raisonner sur des tensions alternatives, nous avons vu que dans le montage de la figure 1, on pouvait polariser convenablement le circuit. En assurant même la stabilité du point de repos. Maintenant, nous allons pouvoir raisonner sur la figure 3 et voir comment on peut calculer, approximativement le gain du préamplificateur.





Le circuit reçoit toujours un signal sur son entrée non inverseuse. Un signal positif entraînera une variation positive de la tension de sortie ; mais les variations de la tension de sortie seront réinjectées sur l'entrée inverseuse et tendront à réduire les effets de la tension d'entrée. La sortie envoie un signal positif sur l'entrée -, cette entrée tend donc à réduire la tension de sortie, l'équilibre est atteint lorsque les deux actions se compensent, c'est-à-dire lorsque la différence entre les deux tensions d'entrée est nulle. A l'équilibre, la tension aux bornes de R_3 sera égale à celle aux bornes de R_x , nous avons ici un potentiomètre composé des résistances R_4 et R_x . La tension sur l'entrée - est donc égale à $V_s \times R_x / (R_4 + R_x)$, expression dont on peut tirer la valeur de la tension de sortie en fonction de celle d'entrée -. On a $V_s = V(-) \times (R_x + R_4) / R_x$. Comme $V(-)$ est égal à la tension sur l'entrée positive, $V(+)$, on en déduit le gain, l'amplification du circuit : cette amplification est le rapport entre la tension de sor-

tie et la tension d'entrée soit : $V_s / V(+) = (R_x + R_4) / R_x$.

Le gain du circuit est donc simplement déterminé par le rapport entre deux résistances, c'est vrai à quelques approximations près, les tolérances des résistances sont suffisamment larges pour autoriser ces approximations qui dans le cas qui nous intéresse ne sont pas d'une grande importance ; un dB de plus ou de moins, ce n'est pas grand chose en audio.

Nous vous proposons ici, sur la figure 4, une autre version pour laquelle le gain est variable. La résistance R_x a été remplacée par un potentiomètre qui prélève une fraction de la tension de sortie, on voit bien ici le principe de l'équilibre de la tension de l'entrée + par une tension prise sur le curseur du potentiomètre de réglage de gain. Il est possible de faire varier le gain dans de grandes proportions, mais pour les résistances faibles, curseur vers le bas, le gain varie très vite, ce qui oblige à utiliser un potentiomètre à courbe logarithmique inverse, composant peu courant. Lors-

que le curseur se déplace vers le haut, le gain diminue, le taux de contre-réaction augmente fortement et à ce moment-là les problèmes d'oscillation commencent, il faut placer un condensateur de compensation entre les bornes 5 et 6 du circuit intégré (condensateur C_x).

REALISATION

Circuit imprimé ou Vero-board, le circuit est simple et peut être réalisé sur divers supports. Nous vous proposons ici un schéma pour réalisation par gravure chimique, si vous préférez la méthode anglaise soit par usinage mécanique, méthode que nous pratiquons pour les prototypes, soit par attaque chimique, il ne vous reste qu'à tracer des lignes qui séparent tous les conducteurs représentés. N'oubliez pas non plus de vérifier le schéma avant de débiter la construction, comparez le schéma théorique et les dessins de la réalisation, si un détail ne coïncide pas,

reportez vous à la liste des composants ou à la description du fonctionnement, vous retrouverez alors certainement une explication.

Le câblage est simple, utilisez éventuellement un support de circuit intégré, vous pourrez facilement enlever votre circuit en cas de mauvais fonctionnement.

ESSAIS

Nous avons réalisé le montage, les photos sont là pour en témoigner, même si vous ne retrouvez pas exactement la même disposition, il peut arriver que lors du dessin final, on trouve une disposition plus heureuse des composants.

Le tableau 1 donne l'amplitude maximale de la tension de sortie pour diverses valeurs de la tension d'alimentation. On voit déjà qu'avec une pile de 4,5 V, il est possible d'alimenter le montage. La tension d'alimentation peut varier sans qu'il y ait besoin de modifier les valeurs des composants, exception faite de la tension de service des condensateurs. La valeur crête à crête de la tension de sortie est inférieure à celle de la tension d'alimentation ; le circuit intégré se montre là comme un élément imparfait qui se sature ou qui écrête pour des valeurs importantes de la tension de sortie.

Les consommations sont là pour donner une idée de ce que vous pourrez mesurer sur votre montage, vous pouvez également remarquer que la valeur de l'intensité correspond à celle consommée par une résistance de 1 k Ω ayant à ses bornes une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation, en effet le circuit intégré consomme peu d'énergie, tout est dissipé dans R_{5-} . Les essais suivants, qui consistaient à voir l'influence de la valeur de R_x ont leurs conclusions résumées dans le tableau 2. Nous avons alors alimenté le montage sous une tension

de 9 V (2 piles de 4,5 V) et mesuré divers paramètres : le gain, la distorsion et aussi la bande passante à -3 dB. Le gain est approximativement celui que l'on aurait pu calculer en s'aidant de la formule énoncée précédemment. Pour une résistance nulle, le problème est différent, c'est le circuit intégré qui dicte sa loi, comme vous le constatez, il n'est pas parfait puisque son gain n'est que de 13 700, ce qui est d'ailleurs assez élevé pour que le signal issu d'un micro puisse saturer le circuit intégré. Dans ce cas, la mesure de la distorsion n'a pas été possible, le bruit de fond thermique du circuit venant perturber la mesure. La bande passante est alors limitée, 27 kHz pour les aigus, 65 Hz aux fréquences basses, lorsque l'impédance du condensateur devient grande par rapport aux 0Ω de Rx. Le condensateur se comporte, pour le gain exactement comme le ferait une résistance dont la valeur varierait avec la fréquence. Nous avons, pour les valeurs de Rx 0 et 50Ω , augmenté la valeur du condensateur C_2 .

Une fois la valeur de la résistance passée à 50Ω , l'importance relative du condensateur s'atténue, la bande passante augmente aux fréquences basses et aussi aux fréquences hautes, les pertes internes au circuit sont compensées par la contre-réaction. Lorsque Rx devient égale à 100 et $1\ 000 \Omega$, le gain diminue, ce qui était à prévoir, la bande passante augmente encore, cette fois, la limitation aux fréquences basses est due au condensateur d'entrée. Le taux de distorsion se réduit encore. Pour une valeur supérieure de Rx, c'est-à-dire pour un taux de contre-réaction élevé ou un gain faible, les oscillations à plusieurs centaines de kilohertz apparaissent sur l'écran de l'oscilloscope. Un condensateur de 6 pF installé entre les bornes 5 et 6 (Cx) suffit à stabiliser le montage, le taux de distorsion passe alors à 0,01 % et la bande passante reste toujours

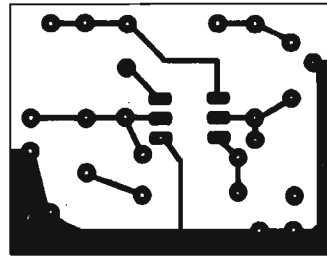


Fig. 5. - Le circuit imprimé à l'échelle 1.

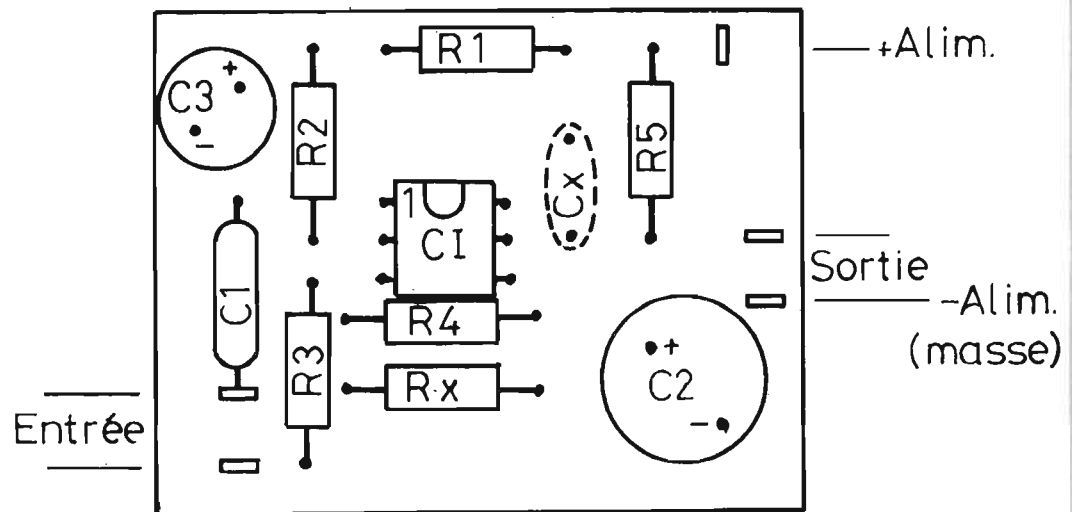
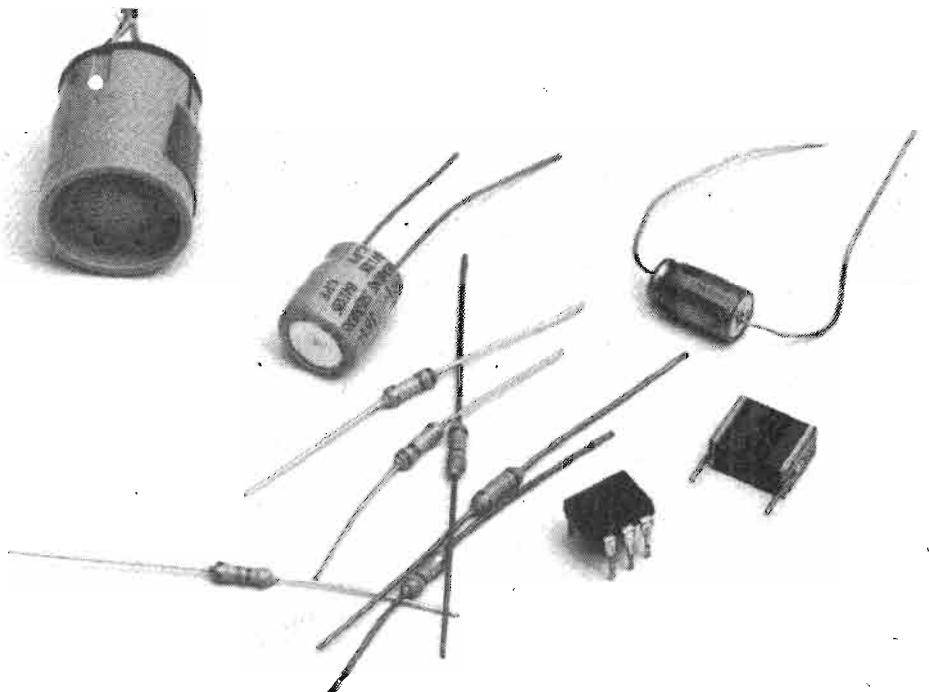


Fig. 6. - Disposition des éléments (échelle 2).



Alim.	Tension sortie max. (eff.)	Consommation
4,5 V	0,9 V	2,7 mA
6 V	1,5 V	3,8 mA
9 V	2,8 V	5 mA
12 V	3,8 V	6,7 mA
15 V	4,8 V	8 mA

très large. Une augmentation de la valeur du condensateur, le constructeur du circuit intégré indique 47 pF, se traduit par une réduction de la bande passante.

Nous avons fait également quelques mesures concernant le bruit de fond de ce circuit, nous avons trouvé une valeur ramenée à l'entrée de 1 à 2 mV environ, ce qui n'est pas mal du tout pour un circuit qui n'est pas spécifié à faible bruit.

Pour de très faibles valeurs de Rx, le gain change avec la tension d'alimentation, ainsi, avec Rx = 0, on observe une variation de 6 dB entre une alimentation de 4,5 V et une autre de 15 V. Lorsque Rx passe à 50 Ω, la variation de

gain n'est plus que de 1,2 dB, nous observons une fois de plus les effets bénéfiques de la contre-réaction.

CONCLUSIONS

Le circuit intégré est un élément intéressant pour la réalisation d'un préamplificateur surtout lorsque ce dernier doit être à gain élevé. Nous n'avons évidemment pas fait toutes les mesures possibles, il y en aurait pourtant beaucoup d'autres qui montreraient d'autres limites, un dernier conseil, comme l'entrée et la sortie sont en phase, si vous

Rx	Gain*	Distorsion 14 Hz	Bande passante -3 dB
0	(13 700) 84 dB	Bruit de fond	65 Hz/26 kHz } C2
50 Ω	(2 000) 68 dB	0,2 %	18 Hz/85 kHz } 220 μF
100 Ω	(1 000) 60 dB	0,15 %	15 Hz/> 100 kHz
1 000 Ω	(100) 40 dB	0,06 %	5 Hz/> 100 kHz
10 000 Ω**	(10) 20 dB	0,01 %	5 Hz/> 100 kHz

* Approximatif

** Cx = 6 pF, 0 pour Rx de 0 à 1 000 Ω
Tension d'alimentation 9 V

faites un circuit à grand gain, essayez d'éloigner le plus possible les fils d'entrée et de sortie, vous éliminerez les risques d'apparition de parasites parfois difficiles à faire disparaître.

Etienne LEMERY

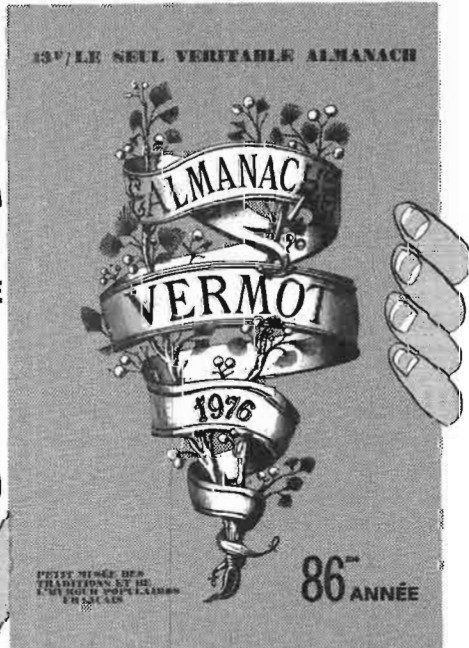
LISTE DES COMPOSANTS

R₁ = 22 kΩ
R₂ = 56 kΩ
R₃ = 82 kΩ

R₄ = 100 kΩ
R₅ = 1 kΩ
Rx = suivant gain
C₁ = 0,47 μF chimique ou mylar
C₂ = 100 μF chimique tension 1/2 de la tension d'alimentation
C₃ = 47 μF chimique, tension de service, tension d'alimentation
Cx = 6 pF pour Rx supérieure à 4,7 kΩ
Circuit intégré: TAA 861A boîtier plastique DIL 6 broches.
Siemens, Telefunken, Sescosem

PLUS RÉTRO QUE JAMAIS !

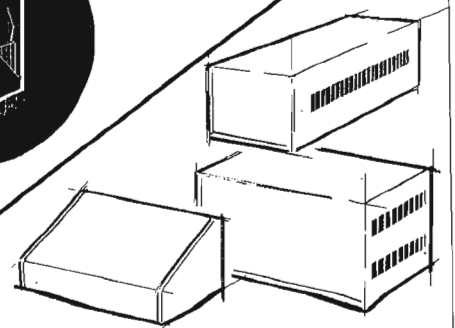
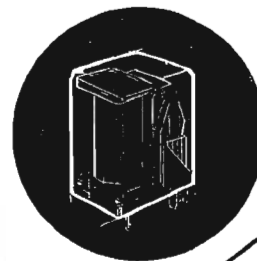
LE PÈRE VERMOT PRÉSENTE



L'ÉDITION 1976

EN VENTE CHEZ VOTRE LIBRAIRE
DU VOTRE MARCHAND DE JOURNAUX

Tous les Relais



et... Tous les Coffrets

Radio Relais

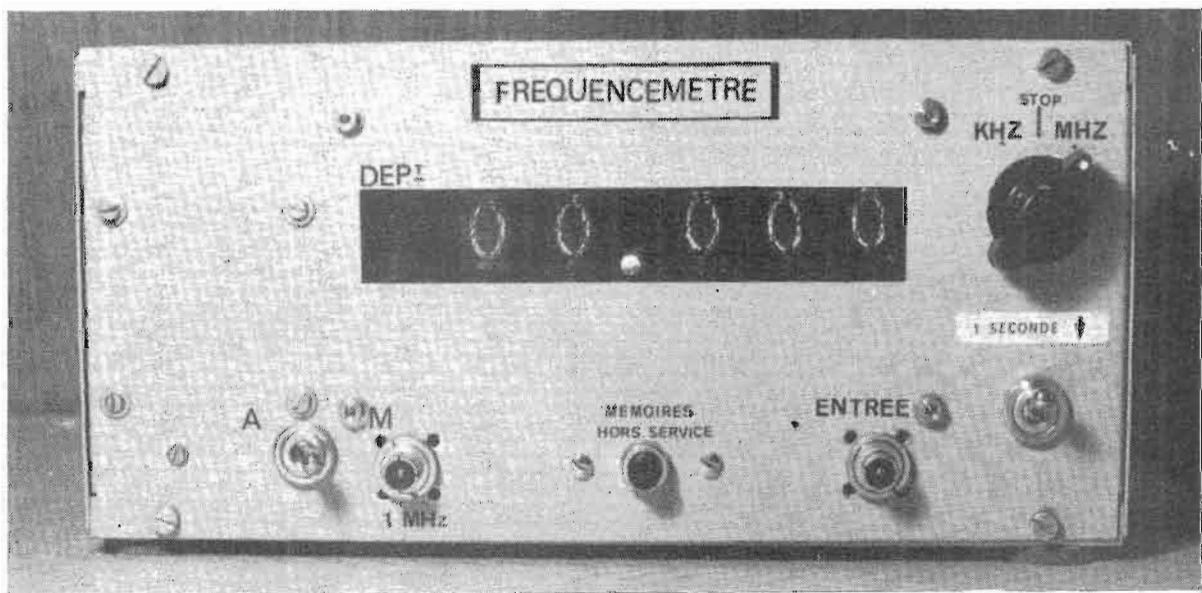
18 rue Crozatier

75012 PARIS

344.44.50

15. — LA MESURE DES FREQUENCES

CONSTRUCTION D'UN FRÉQUENCEMÈTRE DIGITAL



(Suite et fin)

NOUS avons précédemment décrit les circuits du fréquencesmètre et la réalisation des cartes imprimées correspondantes. Il reste à donner toutes les indications pour la mise au point et l'assemblage final.

Soucieux de ne pas entraîner le lecteur dans d'innombrables et pénibles démontages, et profitant de la structure modulaire de l'appareil, nous lui conseillons de réaliser un test individuel de chaque sous-ensemble (carte) fon-

tionnel de façon à être quasi certains de résultats finals positifs.

ESSAIS ELECTRIQUES DES COMPOSANTS ACTIFS ET DE L'ALIMENTATION

Au chapitre précédent, consacré aux mesures sur les circuits digitaux, nous avons

décrit un appareil à la fois simple et très utile : le générateur de signaux logiques. Cet appareil associé à des témoins logiques permet de faire l'essai de chacun des circuits intégrés digitaux utilisés dans le fréquencesmètre et, ainsi de se familiariser avec leur fonctionnement. Nous renvoyons le lecteur à ce chapitre.

Avant de procéder à des essais logiques ou analogiques, il conviendra de disposer des tensions normalisées sur cet appareil, soit + 12 V,

+ 180 V, + 5 V réglés. Le mieux est donc de réaliser le bloc d'alimentation qui sera lui-même essayé en mettant un jeu de résistances de charge appropriées sur les sorties :

5 Ω , 5 W sur la sortie 5 V réglée.

120 Ω , 2 W sur la sortie 12 V non réglée.

8,2 k Ω , 5 W sur la sortie 180 V non réglée.

Si cet essai s'avère positif, c'est-à-dire si toutes ces tensions sont obtenues en charge,

et si la tension régulée de + 5 V se règle correctement à cette valeur au moyen de la résistance de 220 Ω, l'alimentation sera déclarée bonne pour le service. Bien évidemment, l'utilisation de circuits régulateurs intégrés simplifie notablement ces opérations.

ESSAI DE LA CARTE D'ENTREE

L'essai de la carte analogique des circuits d'entrée devrait pouvoir être réalisé suivant le montage de la figure 27A qui nécessite l'utilisation d'un générateur ou de toute source de tension alternative à niveau réglable, et d'un oscilloscope, de préférence à double trace, comme indiqué sur la figure.

L'entrée des créneaux de sélection est réunie à un potentiel positif, depuis le + 5 V, par un pont de résistances ; on peut, également, utiliser le générateur de signaux logiques (sortie d'un état 1 ou impulsion de 1 s).

Lorsqu'on augmente progressivement le niveau du générateur (calé sur 1 kHz, par exemple), on voit brusquement apparaître des signaux rectangulaires sur l'écran de l'oscilloscope, à partir d'un seuil déterminé. On réglera la résistance variable de 220 Ω jusqu'à ce que ce seuil soit le plus bas possible. Le seuil doit être voisin de 20 mV eff.

Si l'on ouvre l'interrupteur en série dans le + 5 V (polarisation de l'entrée créneaux), les signaux doivent disparaître ; le même phénomène se produira après 1 seconde si l'on utilise le générateur de signaux logiques.

Si l'on ne dispose pas d'oscilloscope, on pourra quand même tester ce circuit avec une source de 50 Hz (1 V réglable) à l'entrée et un multimètre branché en voltmètre continu ou un témoin logique en sortie.

Les mieux équipés utiliseront un générateur HF jusqu'à la limite en fréquence de

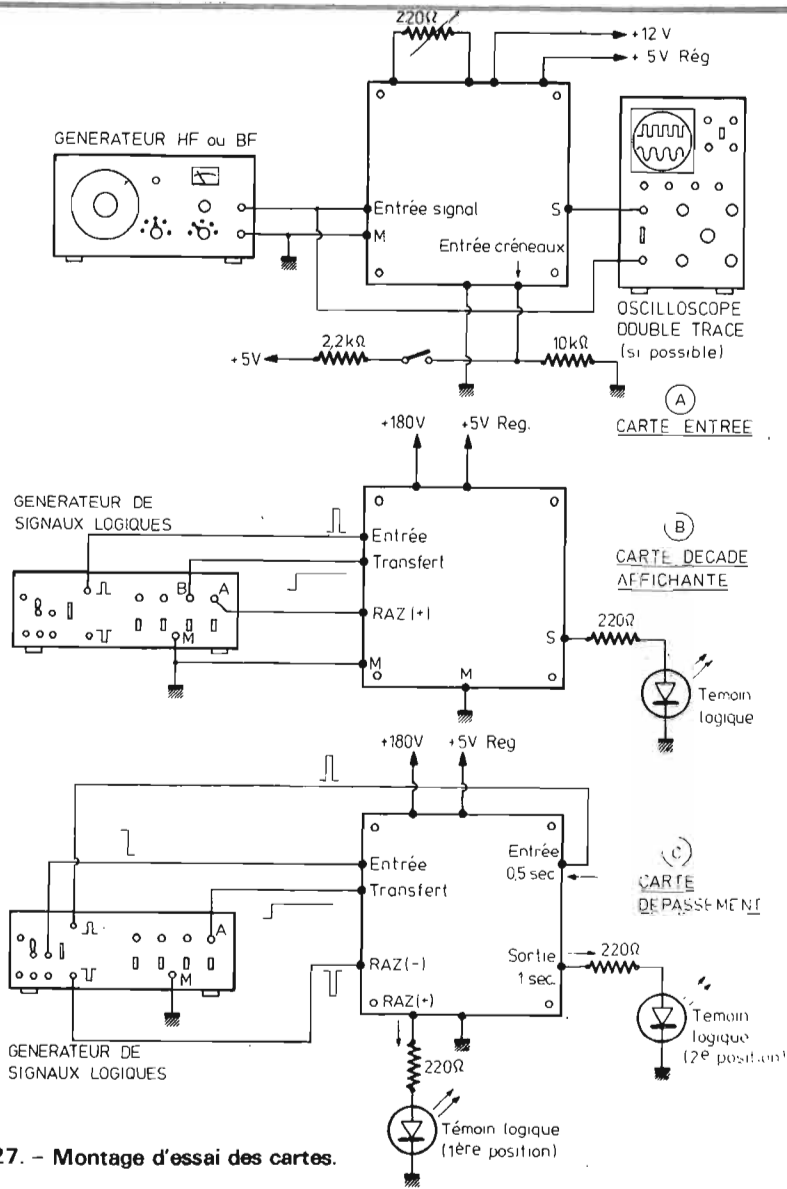


Fig. 27. - Montage d'essai des cartes.

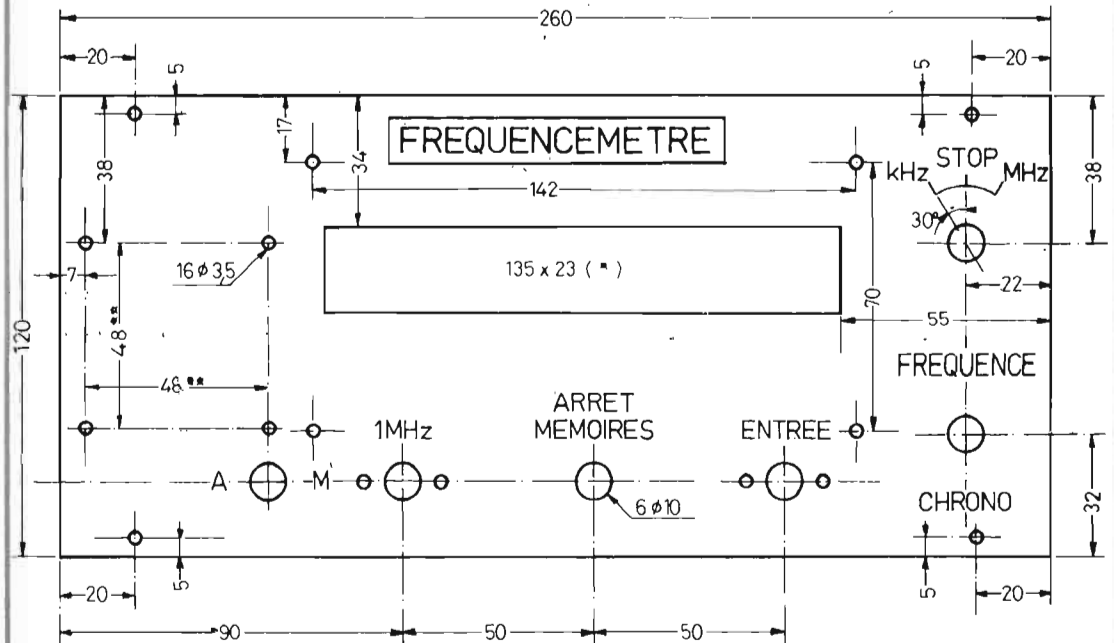


Fig. 28. - Panneau avant : * - Les dimensions de la fenêtre et sa situation par rapport aux bords sont comparables avec la version à afficheur néon. Dans le cas de l'utilisation d'afficheurs 7 segments à diodes LED il conviendrait de redimensionner cette fenêtre. ** - Correspondent à un modèle spécifique de transformateur d'alimentation.

l'amplificateur d'entrée pour en apprécier la bande et relever sa sensibilité en fonction de la fréquence.

ESSAI DES DECADES AFFICHANTES

Chacune des décades affichantes pourra subir un essai assez complet au moyen du générateur de signaux logiques (fig. 27B).

Pour cela, on réunira la sortie impulsion (+) de $1\mu s$ à l'entrée, les sorties A et B respectivement sur les bornes RAZ (+) et Transfert. Dans un premier temps, on mettra les inverseurs A et B sur 1, puis l'interrupteur A sur 0.

L'afficheur doit alors indiquer 0.

Par la manipulation répétée de l'inverseur FRONT, on générera des impulsions séparées à raison d'une lorsqu'on passe de 0 à 1.

Ceci doit entraîner l'apparition successive des chiffres 1 à 9 puis un retour à 0.

En disposant un témoin logique sur la sortie de la décade, on vérifiera que la diode s'allume pour l'état 8, reste allumée à l'état 9 et s'éteint à la transition 9-0.

On vérifiera ensuite que les signaux de RAZ fonctionnent en affichant un nombre quelconque différent de zéro, en passant A de 0 à 1, l'affichage doit revenir à 0.

De même, la fonction transfert sera vérifiée de la façon suivante : après une remise à

zéro initiale (A sur 1, puis sur 0), on mettra B sur 0, on basculera alors, par exemple, cinq fois l'interrupteur FRONT de 0 à 1, puis l'on mettra B sur 1. L'afficheur doit, à ce moment indiquer 5.

Il est possible de compléter ces essais statiques par un essai dynamique en envoyant du 50 Hz mis en forme par le trigger du générateur à l'entrée de la décade, le témoin logique s'allumera cinq fois par seconde.

ESSAI DE LA CARTE DÉPASSEMENT

Les branchements seront réalisés comme le montre la figure 27D.

Lorsqu'on génère un front descendant (1-0), le néon de dépassement doit s'allumer si A est sur 1. En passant l'inverseur FRONT de 0 sur 1 (impulsion de 1 s), on génère un créneau négatif de 1 s qui, envoyé sur l'entrée RAZ (-) allumera le témoin logique branché sur la sortie RAZ (+) pendant le même temps.

Comme pour chaque carte de décade affichante, on vérifiera l'efficacité de la commande de transfert.

La seconde fonction de la carte dépassement est de diviser par 2 la fréquence d'un signal (ou le nombre d'apparitions de phénomènes transitoires dans un temps donné). Pour vérifier cette fonction, on placera le témoin logique sur la sortie 1 seconde de la carte. Au moyen du générateur, on enverra une impulsion positive sur l'entrée 0,5 s. Le témoin s'allumera et restera dans cet état jusqu'à ce qu'on envoie une seconde impulsion pour l'éteindre et ainsi de suite en s'allumant à chaque impulsion de rang impair et s'éteignant pour chaque impulsion paire.

ESSAI DE LA BASE DE TEMPS

On limitera cet essai à la vérification de la présence d'un signal (au moyen d'un oscilloscope) sur les sorties :

- 1 MHz (créneaux de $0,5\mu s$).
- 1 kHz (créneaux de $0,5 ms$).
- 1 ms.
- 1 Hz (créneaux de $0,5 s$).
- broche 2 de CL20 (présence d'impulsions différenciées).

Si l'on ne dispose pas d'un oscilloscope, il sera possible de s'assurer du bon fonctionnement des diviseurs CL22 à CL27 en branchant un témoin logique ou un voltmètre continu sur la sortie 1 Hz (broche 11 de CL27) et en vérifiant que le témoin s'allume et s'éteint une fois par seconde.

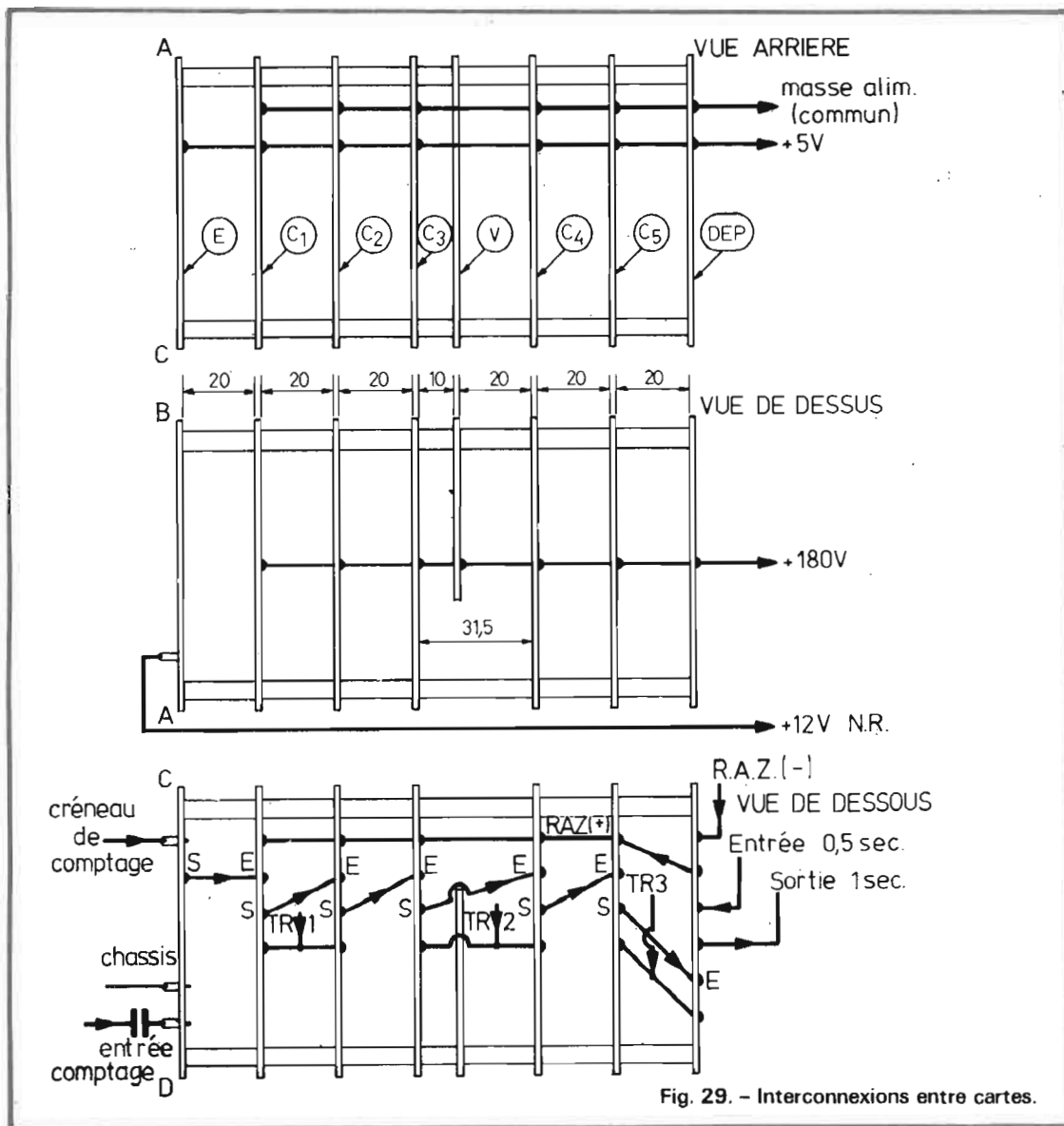


Fig. 29. - Interconnexions entre cartes.

FACE AVANT ET INTERCONNEXIONS

Si les résultats des essais précédents sont positifs, il existe une très grande probabilité de bon fonctionnement de l'ensemble.

On pourra donc s'attaquer aux opérations d'assemblage dès que le panneau avant aura été exécuté.

Le dessin de la figure 28 donne tous les détails de perçage de ce panneau ainsi que les indications de gravure. On notera que certaines dimensions dépendent de la version d'affichage choisie et du modèle de transformateur.

On procédera à l'assemblage mécanique des cartes imprimées, à leurs interconnexions et à l'assemblage final en s'aidant des figures 29, 30 et 31 ainsi que des photographies accompagnant le texte.

On ne tiendra pas compte des différences qui peuvent apparaître entre les photographies prises sur une simple maquette fonctionnelle et les dessins publiés dans le texte qui doivent seuls servir de référence.

L'assemblage des cartes montées en pile (entrée, décades affichantes, point décimal et dépassement) se fera au moyen d'entretoises traversées par des tiges filetées (voir fig. 29).

La fixation des cartes assemblées sur le panneau avant peut se faire de plusieurs façons. On a retenu celle qui fait appel à des pattes filetées récupérées sur de vieux blindages de transformateurs à F.I. de récepteur à tubes. On aurait pu également utiliser de petites équerres.

Pour améliorer la lisibilité de l'écran on utilisera un filtre rouge constitué d'une plaque de plexiglass teinté, par exemple. Sur la maquette, nous avons monté un fragment d'équerre en plastique teinté que l'on trouve aisément dans tout rayon d'articles scolaires.

La figure 31 représentant l'ensemble câblé en vue

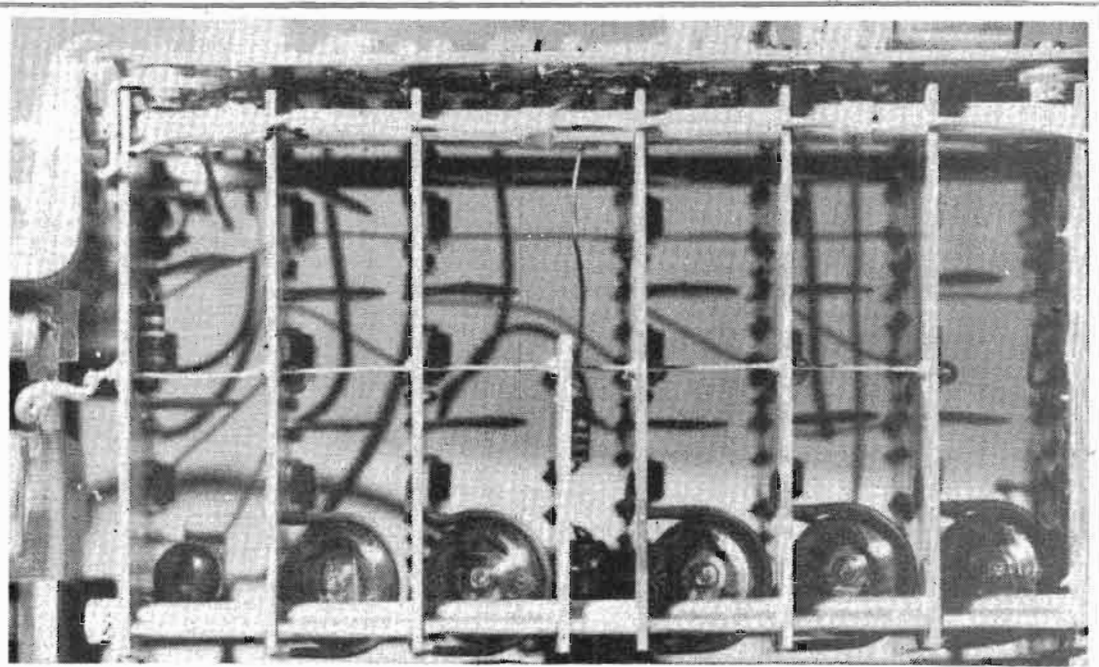


Photo A : vue de dessus. Empilage des cartes.

arrière fait apparaître un régulateur d'alimentation à trois transistors en câblage conventionnel.

La figure 32, enfin, représente le capot de l'appareil en tôle d'acier de 5/10^e. Il conviendra de percer une série de trous sur les parties inférieure et supérieure de ce coffret afin d'améliorer l'évacuation des calories dissipées par

l'alimentation et, notamment, par le radiateur du transistor ballast.

MISE AU POINT

Dès le câblage terminé et vérifié, on procédera aux premiers essais électriques.

En principe l'appareil doit

fonctionner dès la mise sous tension et indiquer un affichage de 00.000.

L'étalonnage de cet appareil pourrait être confié à un laboratoire bien équipé. Cette opération est rapide et consiste, essentiellement, à régler la fréquence de l'oscillateur à quartz sur 1 MHz exactement au moyen du condensateur ajustable.

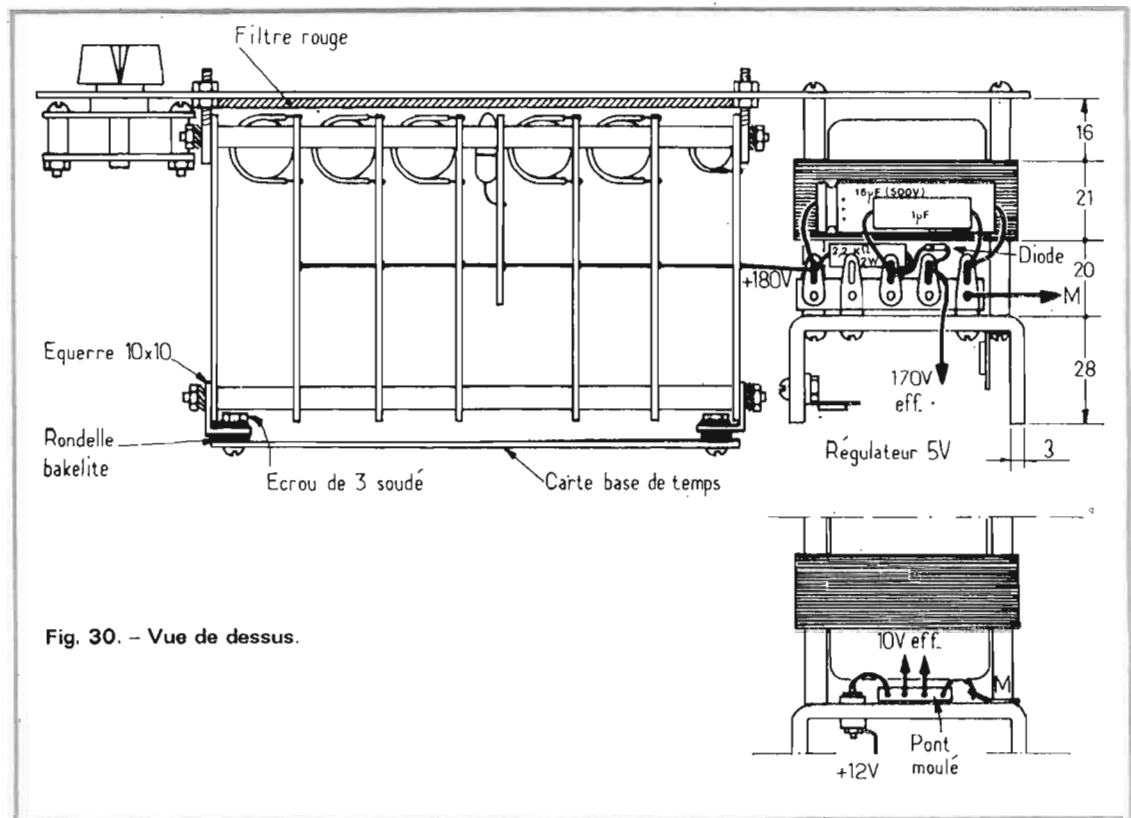


Fig. 30. - Vue de dessus.

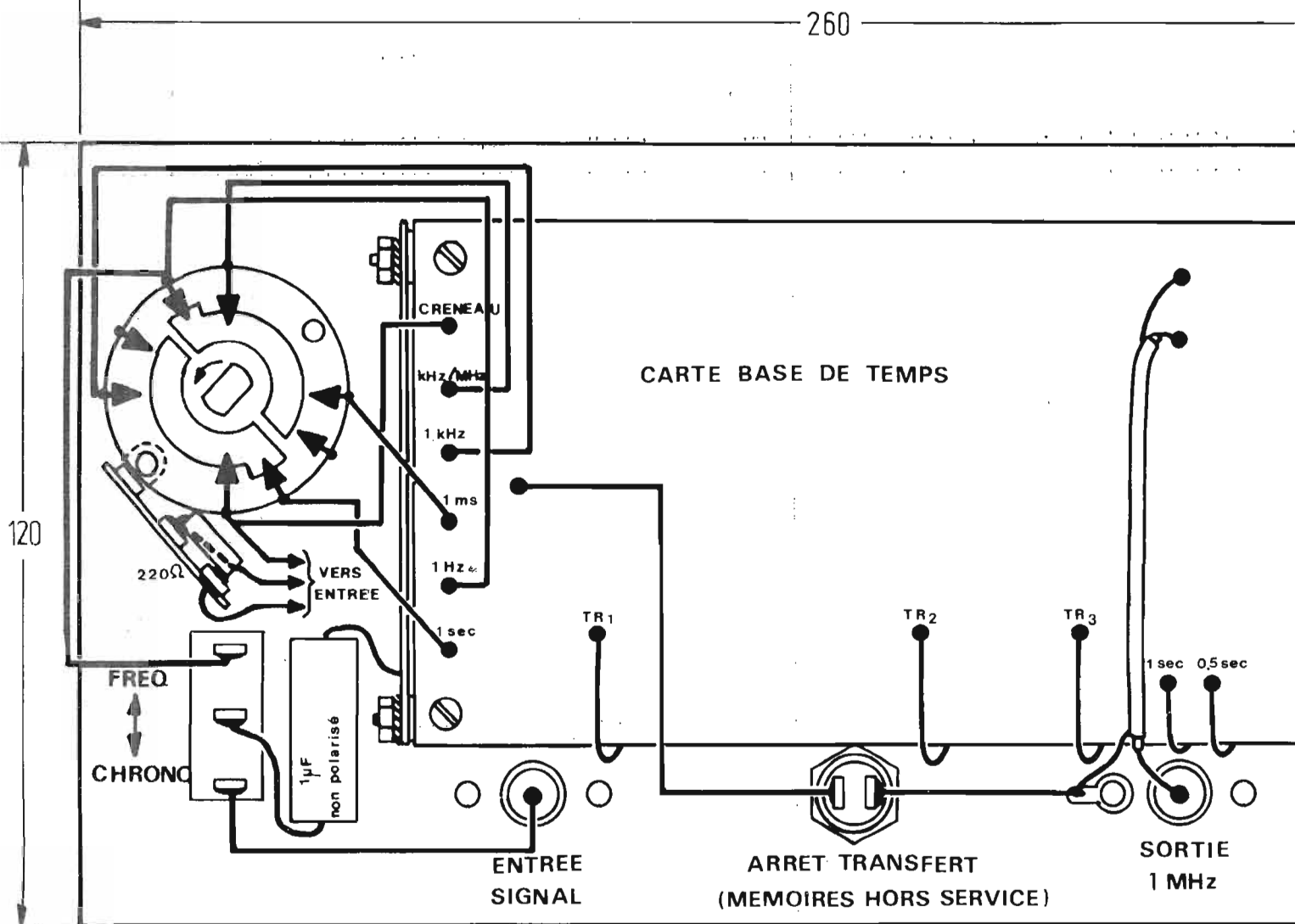


Fig. 31. - Vue arrière.

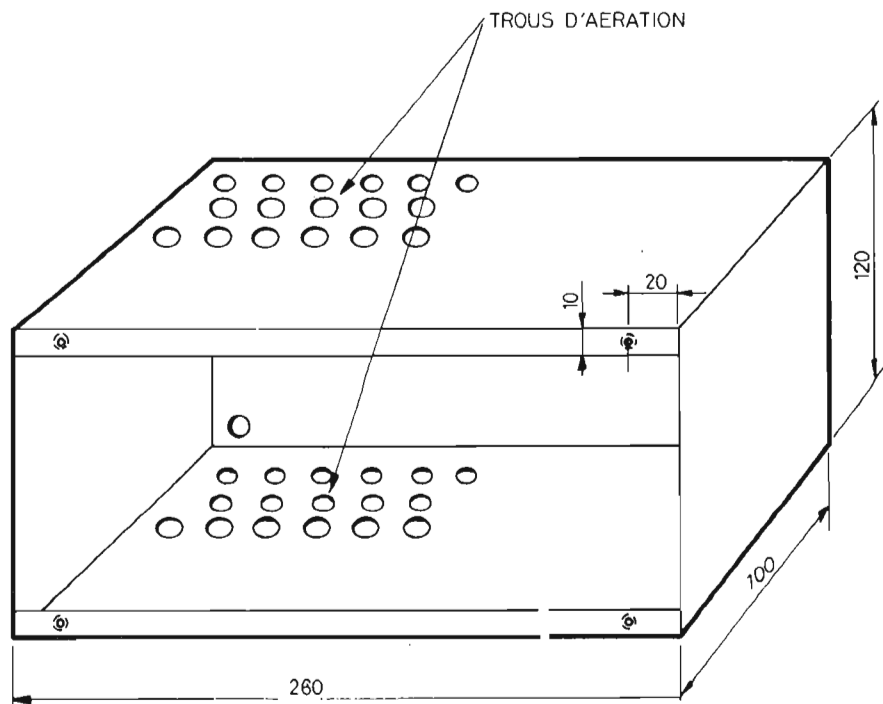


Fig. 32. - Coffret de l'appareil.

AMÉLIORATION DES PERFORMANCES

Mais on peut effectuer soi-même ce réglage en s'aidant d'un récepteur de radio-diffusion réglé sur 200 kHz (Droitwich) et en approchant ce récepteur de la carte base de temps. Le réglage correct sera obtenu au battement zéro sur le récepteur (voir à ce sujet le chapitre consacré à la calibration).

Ce réglage se fera capot en place (prévoir un trou pour atteindre le condensateur) 15 à 20 minutes après la mise sous tension.

Si l'on branche la sortie 1 MHz sur l'entrée signal, on obtiendra un affichage (D) 00.000 sur la gamme kHz et 1.000 sur la gamme MHz.

On vérifiera, également, le bon fonctionnement de la fonction Chrono de la position Stop et de l'arrêt de transfert (mémoires hors service).

Si nécessaire, on retouchera les réglages de la valeur de la tension régulée ($5 \pm 0,2 \text{ V}$) et de la sensibilité d'entrée ($20 \text{ mV eff. à } 1 \text{ kHz}$).

Ces opérations terminent la mise au point du fréquence-mètre dont les modalités d'utilisation ont été passées en revue au début du chapitre.

Malgré la relative simplicité de ses circuits, le fréquence-mètre que nous avons décrit assure de très bonnes performances qui laissent loin derrière toutes les autres méthodes de détermination de la fréquence d'un signal.

Cependant, ces performances, pour attrayantes qu'elles soient, peuvent encore être améliorées pour satisfaire les exigences des techniciens pointilleux.

Nous avons déjà eu l'occasion de citer la mesure des périodes, bien utile pour la détermination de la fréquence d'un phénomène très lent, on peut ajouter également la mesure précise, d'un temps court entre deux instants : pour ces améliorations qui font appel à une adaptation particulière du montage nous conseillons la consultation d'articles comme ceux de M. Thobois, déjà cités. Nous ne retiendrons que deux domaines perfectibles sur notre appareil : la précision et l'éten-

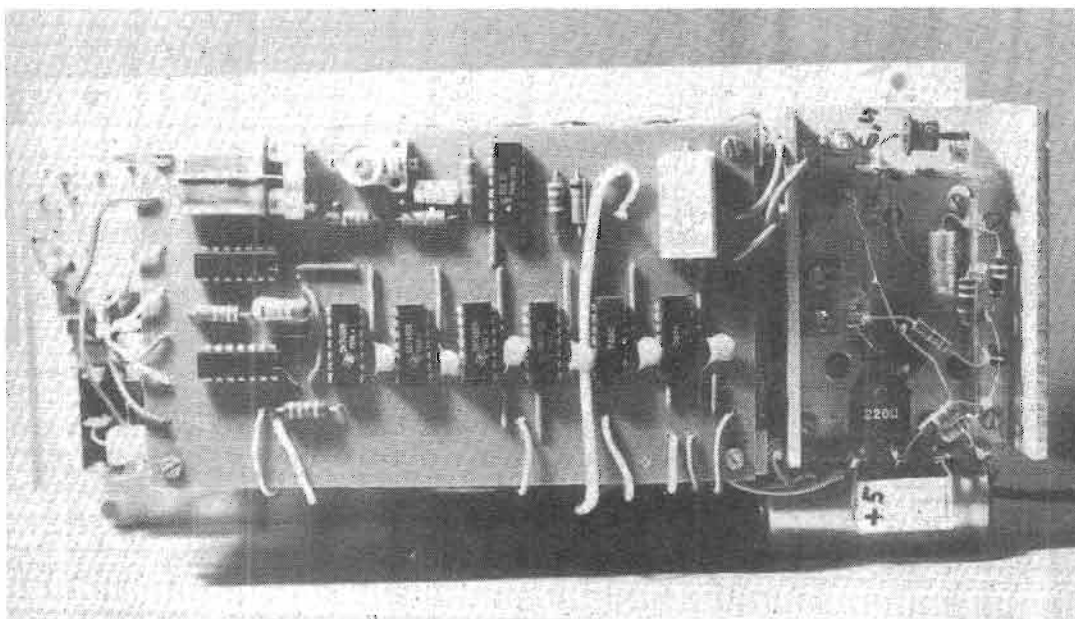
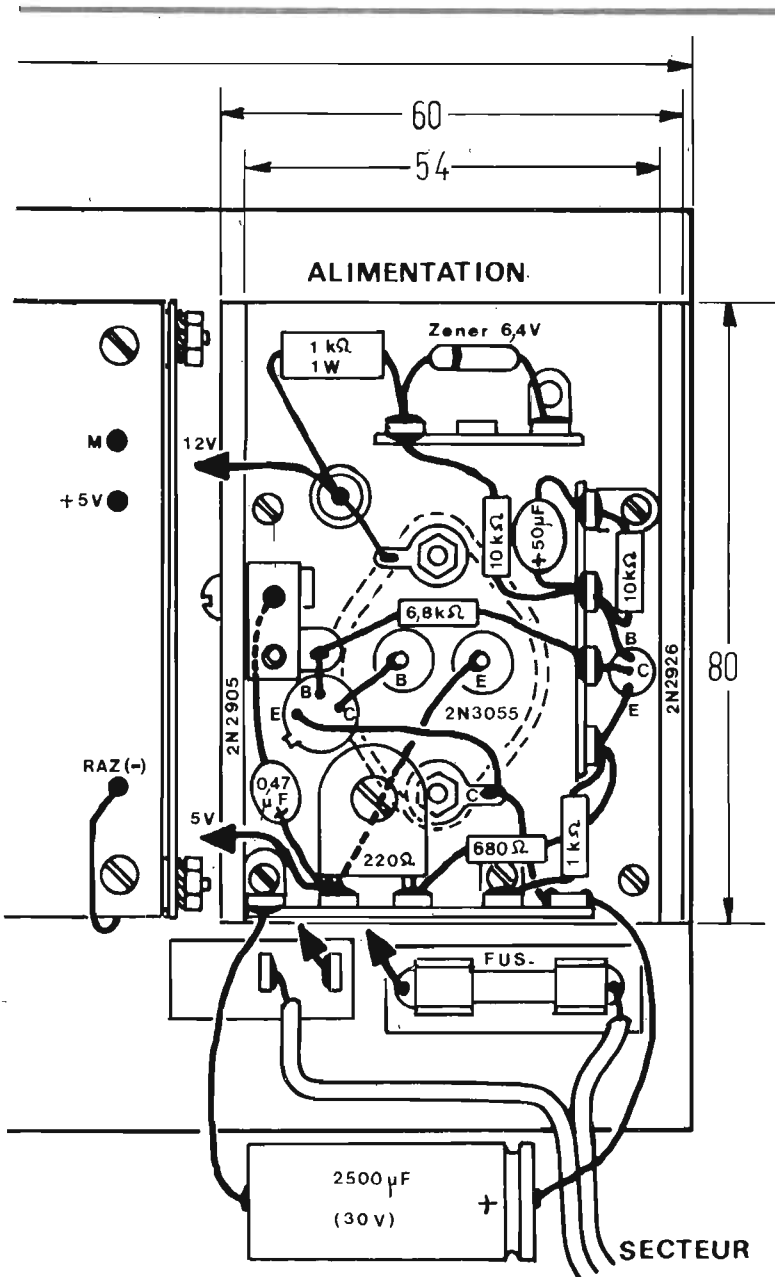


Photo B : vue arrière. Alimentation et base de temps.

due de la gamme en fréquence.

AMÉLIORATION DE LA PRÉCISION

Nous avons indiqué que la précision de l'affichage correspondait sensiblement à celle de la fréquence d'horloge. On peut obtenir de remarquables résultats en stabilisant cette valeur par une enceinte thermostatée contenant le quartz de l'oscillateur. Ce dispositif, relativement onéreux, existe tout monté avec un chauffage et une régulation de température à bi-lame alimentés à partir du + 5 V.

Dans cette option, l'oscillateur sera disposé sur un circuit séparé et sera relié à la carte base de temps par sa sortie 1 MHz et par les fils d'alimentation. Les dimensions du coffret devront être augmentées en conséquence.

La précision que l'on peut ainsi obtenir est meilleure que 10^{-6} à moyen terme.

AUGMENTATION DE LA FREQUENCE DE COUPURE

Ainsi que nous l'avons indiqué, la fréquence limite atteinte avec les circuits décrits est voisine de 35 MHz. Il existe plusieurs façons d'augmenter cette valeur, soit en perfectionnant les circuits du montage, soit en disposant un circuit supplémentaire extérieur.

On peut, dans un premier temps, supprimer le circuit de mise en forme (Nand I et II de CL1), ce qui augmente la bande jusqu'à 45 ou 50 MHz, à la condition de trier soigneusement les SN7490 pour équiper la première décade (CL2) de façon à obtenir les performances les meilleures. Cependant, l'abandon du circuit de mise en forme risque de créer des affichages erronés si l'on approche de trop près la limite

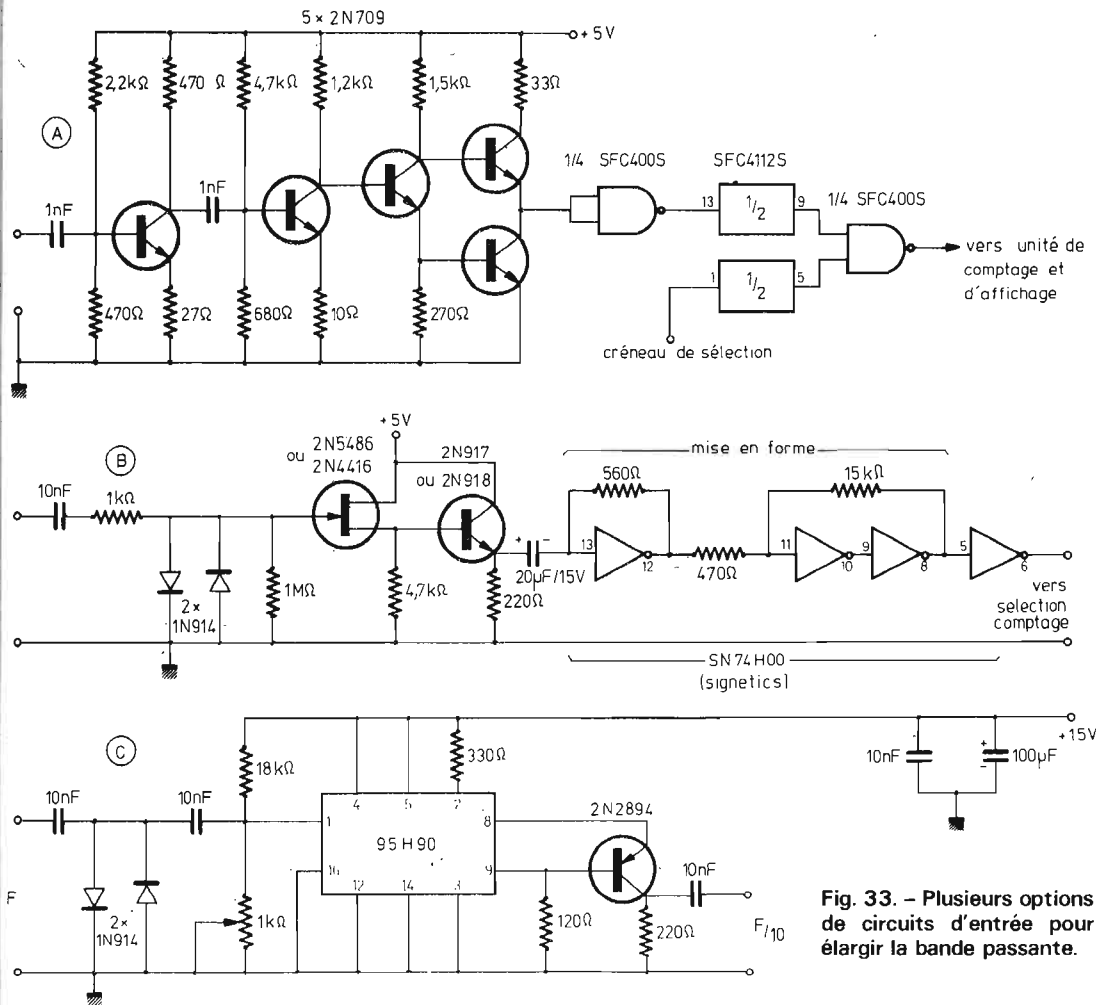


Fig. 33. - Plusieurs options de circuits d'entrée pour élargir la bande passante.

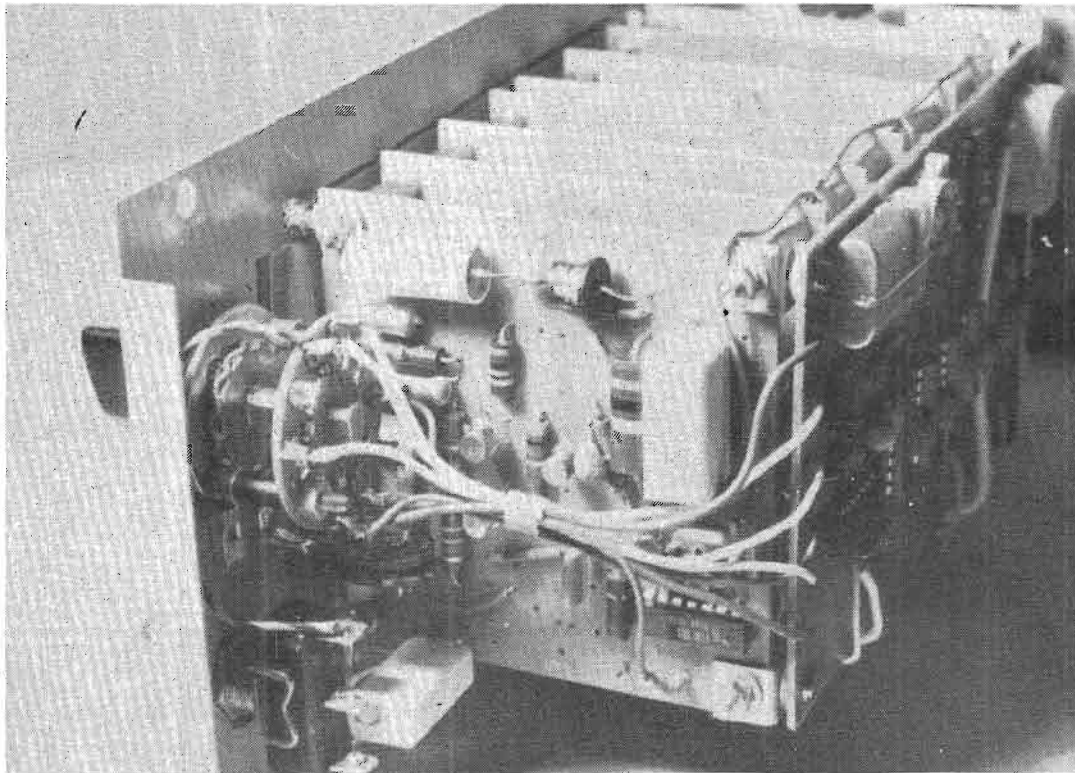


Photo C - Ensemble assemblé.

de sensibilité ou si le signal d'entrée a une forme par trop tourmentée. Il sera donc préférable de remplacer CL1 (SF400E ou SN7400) de type standard TTL par un modèle plus performant comme le SFC400S de Sescosm en technologie Schottky. On pourra également remplacer CL2 (SN7490) par une décade plus rapide telle que la SN74196 (Texas) pour atteindre une limite de 60 à 80 MHz, sans autre modification de l'amplificateur d'entrée.

Une autre suggestion de modification est représentée sur le schéma de la figure 33A. Elle permet d'obtenir d'excellents résultats en opérant une division par 2 du signal **avant sélection** tout en doublant dans le même temps la durée du créneau d'échantillonnage. Cette opération ne modifie pas l'affichage mais double la bande passante. Pour cela, on modifie totalement l'amplificateur d'entrée (5 transistors 2N709), on remplace le circuit de mise en forme et de sélection par un SFC400S et l'on réalise la division par 2 au moyen d'une double bascule JK rapide en technologie Schottky : SFC41125. La bande passante obtenue est au moins de 80 MHz.

On peut également modifier de façon plus simple l'amplificateur d'entrée au détriment de la sensibilité (100 à 200 mV), mais avec une bande passante accrue jusqu'à 100 MHz au moins en réalisant la mise en forme par un SN74H00 (Signetics), la sélection par SFC400S et la première division par 10 par un SN74196. Le schéma de l'amplificateur d'entrée est représenté sur la figure 33B.

Enfin, citons la méthode la plus simple et la plus efficace, sinon la plus économique, pour augmenter la bande. Elle consiste à utiliser un circuit intégré 95H90, spécialement prévu pour une pré-division par 10 jusqu'à des fréquences pouvant atteindre 300 MHz. Le schéma de branchement est indiqué sur la figure 33C. On peut ainsi, par un circuit

extérieur, multiplier par 8 à 10 la bande passante d'un fréquencesmètre. On notera que les performances dépendent beaucoup du soin apporté au câblage de la mini-carte imprimée supportant le circuit pré-diviseur. Le réglage de la sensibilité se fait par la résistance ajustable de 1 000 Ω située à l'entrée (on peut espérer atteindre 100 mV eff.) à relativement basse impédance. La sortie, isolée du pré-diviseur par un transistor tampon est à F/10 de sorte que la lecture du fréquencesmètre doit être multipliée par 10. Ainsi, un affichage de 17 525 MHz indique que la fréquence du signal d'entrée est, en réalité, de 175,250 MHz.

L'alimentation sera prélevée sur le + 5 V régulé (débit de 80 mV environ).

J.C.

(à suivre)



I.L.P. (Electronics) Ltd

POUR TOUTES APPLICATIONS BF LES CIRCUITS HYBRIDES PROFESSIONNELS.

ILP UNE TECHNOLOGIE DE POINTE !



HY 5

Le HY5 est un préamplificateur hybride complet idéal pour toutes les utilisations mono ou stéréo. Il est composé de deux amplificateurs de haute qualité. Le premier effectue les corrections de lecture et le contrôle de volume, le second permet les réglages de tonalité et de balance.

SPECIFICATIONS TECHNIQUES :

Entrées : PU Magnétique 3 mV RIAA-PU Céramique 30 mV - Microphone 10 mV - Tuner 100 mV. Auxiliaire 3-100 mV - Impédance d'entrée 47 k ohms à 1 h Hz. Sortie 0 dB (0,775 mV eff.). Enregistrement : 100 mV. Contrôles de tonalité : aigu ± 12 dB à 10 kHz - grave ± 12 dB à 100 Hz.

Distorsion : 0,5 % à 1 kHz. Rapport S/B : 68 dB - Surcharge : 40 dB sur les entrées les plus sensibles - Tension d'alimentation : ± 16 à 25 V.



Prix : 99 F TTC



Prix : 132 F TTC

HY 50

Le HY50 est un amplificateur haute fidélité hybride complet : tous les éléments et les radiateurs sont scellés dans une résine époxy noire. Cinq branchements seulement sont prévus : Entrée, sortie, lignes d'alimentation, masse.

SPECIFICATIONS TECHNIQUES

Puissance de sortie : 25 W eff. sur 8 Ohms - Charge : 4 à 16 Ohms - Sensibilité d'entrée 0 dB (0,775 mV) sur 47 k ohms - Distorsion inférieure à 0,1 % à 25 W (typique 0,05 %) - Rapport S/B : 75 dB - Bande passante 10 Hz - 50 kHz + 3 dB - Tension d'alimentation + 25 V. Dimensions : 105 x 50 x 25 mm.



Prix : 110 F TTC

PSU 50

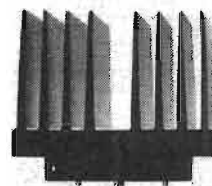
L'alimentation PSU 50 permet 25 W en mono.

On peut l'utiliser aussi en stéréo.

SPECIFICATIONS TECHNIQUES

Tension de sortie : 50 V (+ 25,0 - 25 V) - Secteur 210 et 240 V.

Dimensions : L 70 x P 90 x H 60 mm.



HY 200

Le HY 200 est un amplificateur haute fidélité hybride complet avec protection incorporée contre les courts-circuits et les surcharges.

Utilisation : industrie - discothèque - sonorisation - haute fidélité.

SPECIFICATIONS TECHNIQUES

Puissance de sortie : 100 W eff. sur 8 Ohms. Sensibilité entrée : 500 mV R.M.S., impédance entrée 100 k ohms S/B ratio 96 dB et 100 watts. Bande passante : 10 Hz - 45 kHz ± 3 dB. Distorsion typique : 0,05 %. Poids : 1 kg.

• LISTE POINTS DE VENTE SUR DEMANDE •

SEFAR

7-15, RUE DE BEZONS
92400 COURBEVOIE - Tél. 333.59.21

TECHNIQUES ETRANGERES

MONTAGES A AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

INTRODUCTION

EN général, l'électronique est universelle et rares sont les cas où une application est particulière à un pays, comme par exemple le standard 819 lignes français de télévision, qui d'ailleurs est voué à la disparition.

Il y a entre les divers pays des échanges d'informations et des échanges de procédés. Des implantations de sociétés étrangères se font un peu partout.

Les études puisées dans des documents provenant d'autres pays sont de tous genres et certaines sont utilisables en France, et en particulier par nos lecteurs.

Voici d'abord un procédé de détermination des mélangeurs doseurs de signaux.

RÉSEAUX DE SOMME ET DIFFÉRENCE

Une intéressante communication a été publiée dans l'excellente revue Electronics

(12 juin 1975) par D. Sheingold de la Société **Abalog Devices Inc de Norwood, MASS USA.**

Considérons le montage de la figure 1 fort simple, car il n'utilise qu'un seul amplificateur opérationnel et quelques résistances.

Ce CI est un amplificateur à deux entrées et une sortie ; les alimentations ne sont pas indiquées. Lorsqu'on applique un signal à l'entrée non inverseuse ENI, par l'intermédiaire d'une résistance R_1 , sa tension étant de V_1 volts, on obtient à la sortie un signal non inversé $E_o = A_1 V_1$.

S'il y a plusieurs entrées aboutissant à ENI, on obtiendra à la sortie, des signaux mélangés dans une certaine proportion. Le signal de sortie sera alors égal à

$$S(a) = a_1 V_1 + a_2 V_2 + a_3 V_3 + \dots$$

+ $a_n V_n$, $a_1, a_2 \dots a_n$ étant des coefficients positifs.

D'autre part, si l'on procède de la même manière mais en utilisant l'entrée inverseuse EI, on obtiendra à la sortie une somme comme la suivante : $S(b) = b_1 V_{101} + b_2 V_{102} + \dots + b_m V_m$

Si l'on applique les signaux aux deux entrées, ceux appliqués à l'entrée EI seront inversés par rapport à ceux appliqués à l'autre entrée et on aura :

$$E_o = a_1 V_1 + a_2 V_2 + a_3 V_3 + \dots - (b_1 V_{101} + b_2 V_{102} + b_3 V_{103} + \dots)$$

R_o et R_L sont des résistances montées entre la masse et les entrées tandis que R_F est la résistance de contre-réaction montée entre la sortie et, évidemment, l'entrée inverseuse.

Il est évident que les coeffi-

cients $a_1, a_2, \dots, b_1, b_2, \dots$ dépendent des résistances R_1, R_2, \dots et R_{101}, R_{102}, \dots

L'auteur, D. Sheingold, donne une méthode pratique et rapide pour déterminer les valeurs des résistances $R_1 \dots$ et $R_{101} \dots$ ainsi que celles de R_F, R_L et R_o lorsque le dosage désiré, représenté par les coefficients a et b est connu. La détermination se fera en sept opérations :

Opération 1 :

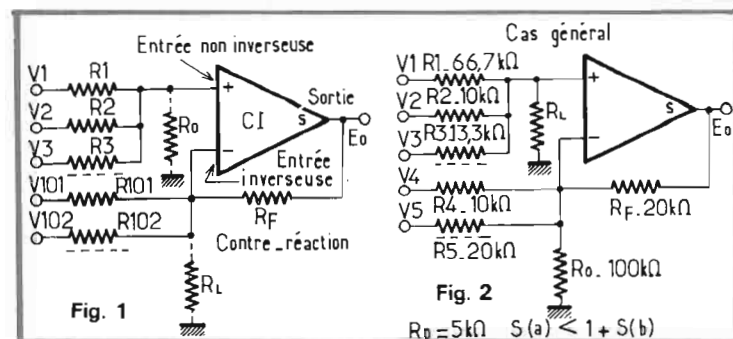
Déterminer la résistance de charge R_p qui se présente à la sortie de l'amplificateur opérationnel. Cette résistance peut être choisie par l'utilisateur, par exemple $R_p = 5 \text{ k}\Omega$, valeur qui permet une transmission à large bande et un gain en boucle fermée, faible.

Opération 2 :

Calculer la somme $S(a)$ des coefficients a : $S(a) = a_1 + a_2 + a_3 + \dots$

Opération 3 :

Calculer la somme des coefficients b : $S(b) = b_1 + b_2 + b_3 + \dots$ à laquelle on ajoutera 1, ce qui donne : $S(b) + 1 = 1 + b_1 + b_2 + b_3 + \dots$



$$R_p = 5 \text{ k}\Omega \quad S(a) > 1 + S(b)$$

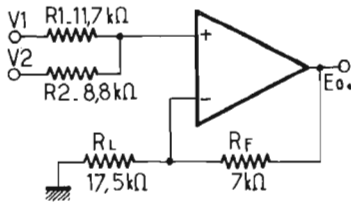


Fig. 3

$$R_p = 5 \text{ k}\Omega \quad S(a) < 1 + S(b)$$

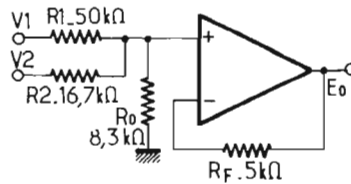


Fig. 4

$$R_p = 5 \text{ k}\Omega \quad S(a) = 1 + S(b)$$

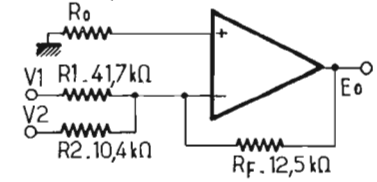


Fig. 5

Opération 4 :

(a) Si $S(a) > 1 + S(b)$, le montage doit comporter la résistance R_L disposée entre masse et l'entrée non inverseuse (marquée selon l'usage par + sur les schémas).

(b) Si $S(a) < 1 + S(b)$, le montage comportera la résistance R_o et on supprimera R_L .

Si $S(a) = 1 + S(b)$ il n'y aura pas les résistances R_o et R_L . En aucun cas R_o et R_L figurent en même temps dans un montage.

Opération 5 :

Déterminer la résistance de la boucle de contre-réaction R_F . Elle doit être égale à R_p multipliée par $S(a)$ si $S(a) > 1 + S(b)$ ou à $1 + S(b)$ si $S(a) < 1 + S(b)$.

Soit K la plus grande des sommes $S(a)$ et $1 + S(b)$. La valeur de R_F est alors donnée par :

$$R_F = K R_p$$

Le gain en boucle fermée est égal à $K = R_F/R_p$.

Opération 6 :

Déterminer les valeurs des résistances R_o et R_L si elles figurent dans les schémas. Prendre pour la résistance qui subsiste :

$R_o = R_F/h$ ou $R_L = R_F/h$ relation dans laquelle :

$$h = |1 + S(b) - S(a)|$$

c'est-à-dire la valeur absolue de $1 + S(b) - S(a)$ donc toujours positive.

Opération 7 :

Calculer les résistances d'entrée à l'aide des relations : $R_1 = R_F/a_1$; $R_2 = R_F/a_2$; $R_3 = R_F/a_3$...

$R_{101} = R_F/b_1$; $R_{102} = R_F/b_2$...

Voici maintenant quelques exemples numériques correspondant aux divers cas définis

par les inégalités qui déterminent le montage ou la suppression des résistances R_o et R_L .

Exemple 1

On demande de réaliser le dosage défini par la relation suivante :

$$E_o = 0,3 V_1 + 2 V_2 + 1,5 V_3 - 2 V_4 - V_5$$

de laquelle on déduit successivement :

$$a_1 = 0,3 \quad , \quad a_2 = 2 \quad , \quad a_3 = 1,5 \quad \text{donc :}$$

$$S(a) = 3,8$$

$$b_1 = 2, \quad b_2 = 1 \quad \text{donc :}$$

$$1 + S(b) = 4$$

Il est clair que :

$$S(a) < 1 + S(b)$$

et, par conséquent, R_o sera montée et R_L supprimée, ce qui correspond au schéma de la figure 2, déduit de celui de la figure 1. On a indiqué les éléments R existants : trois pour l'entrée non inverseuse, deux pour l'entrée inverseuse et R_o , tandis que R_L disparaît.

Choisissons $R_p = 5 \text{ k}\Omega$, donc selon l'opération 5 :

$$R_F = k R_p$$

où $k = 4$ puisque $1 + S(b) > S(a)$.

De ce fait, $R_F = 4.5 = 20 \text{ k}\Omega$.

Le gain en boucle fermée de l'amplificateur opérationnel est égal à 20 fois.

L'opération 6 permet de calculer :

$$R_o = R_F/h$$

Comme :

$$h = |1 + S(b) - S(a)|$$

$$h = |4 - 3,8| = 0,2$$

Remarquons que h sera toujours positif.

On a, par conséquent :

$$R_o = 20/0,2 = 100 \text{ k}\Omega$$

L'opération 7 donnera les valeurs des résistances d'entrée :

$$R_1 = 20/0,3 = 66,7 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = 20/2 = 10 \text{ k}\Omega,$$

$$R_3 = 20/1,5 = 13,3 \text{ k}\Omega,$$

$$R_4 = 20/2 = 10 \text{ k}\Omega,$$

$$R_5 = 20/1 = 20 \text{ k}\Omega.$$

Remarquons que la mise en parallèle de R_1 , R_2 , R_3 et R_o donne approximativement la valeur choisie pour R_p , c'est-à-dire $5 \text{ k}\Omega$.

En effet, on a :

$$\frac{1}{66,7} + \frac{1}{10} + \frac{1}{13,3} + \frac{1}{5} \approx \frac{1}{5}$$

De même, la mise en parallèle de R_4 , R_5 et R_8 doit donner également $5 \text{ k}\Omega$.

$$\frac{1}{10} + \frac{1}{20} + \frac{1}{20} = \frac{1}{5}$$

Calculons les gains.

Pour les tensions V_4 et V_5 ils sont, respectivement :

$$-20/10 = -2 \quad \text{et} \quad -20/20 = -1$$

Pour V_1 , le gain est le produit du gain en boucle fermée par l'atténuation due au diviseur de tension constitué par R_1 et la combinaison de la mise en parallèle de R_2 , R_3 et R_o . Cela donne, le gain de $4 \cdot 0,075 = 0,3$ fois.

De même, on trouve que le gain pour la tension V_2 est $4 \cdot 0,2 = 2$ fois et pour V_3 : $4 \cdot 0,375 = 1,5$ fois.

Les valeurs des éléments sont indiquées par cet exemple 1 sur la figure 2.

Exemple 2

Circuit de sommation seul, correspondant au montage de la figure 3. On demande le dosage $E_o = 0,6 V_1 + 0,8 V_2$.

Prenons $R_p = 5 \text{ k}\Omega$. On a successivement :

$$S(a) = 1,4$$

$$1 + S(b) = 1$$

$$|S(a) - (1 + S(b))| = 0,4$$

donc R_o disparaît et R_L reste, comme le montre la figure 3.

$$R_F = 1,4 \cdot 5 = 7 \text{ k}\Omega$$

Gain en boucle fermée = 1,4

$$R_L = 7/0,4 = 17,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 7/0,6 = 11,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 7/0,8 = 8,8 \text{ k}\Omega$$

On vérifiera encore que les combinaisons parallèles des résistances donnent $5 \text{ k}\Omega$ et que le gain par V_1 est $1,4 \cdot 0,426 \cdot 0,6$ et celui pour V_2 est $1,4 \cdot 0,57 = 0,8$.

Les valeurs des éléments sont indiquées sur la figure 3.

Exemple 3

Il correspond au dosage :

$$E_o = 0,1 V_1 + 0,3 V_2$$

et on aboutit, en opérant comme prescrit, au schéma de la figure 4, sur lequel on a indiqué les valeurs des éléments.

Le gain pour V_1 est 0,1 et celui pour V_2 est 0,3.

Exemple 4

On demande le dosage :

$$E_o = -0,3 V_1 - 1,2 V_2$$

ce qui conduit à adopter le schéma de la figure 5.

On a, de toute évidence : $S(a) = 0$, $1 + S(b) = 1 + 0,3 + 1,2 = 2,5$ donc R_o subsistera et R_L sera supprimée.

On trouve : $R_F = 12,5 \text{ k}\Omega$. Gain en boucle fermée = 2,5. $R_o = 5 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 41,7 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10,4 \text{ k}\Omega$.

Gain pour $V_1 = -0,3$; gain pour $V_2 = -1,2$.

En conclusion, on constatera que les calculs sont très simples et que divers cas de dosages sont prévus. Des applications de ce procédé de calcul sont possibles dans tous les domaines de l'électronique.

L'amplificateur opérationnel peut être d'un type quelconque. Choisir un modèle simple à 5 points de branchement : les deux entrées, la sortie et les deux points d'alimen-

tation V+ et V- des alimentations « positive » et « négative ».

Les valeurs des tensions d'entrée V_1, V_2, \dots seront limitées par les possibilités du CI choisi.

Voici maintenant un autre montage, de technique allemande dans lequel on trouvera des composants comme les suivants : amplificateur opérationnel, résistances, diodes LED de différentes couleurs.

DISCRIMINATION DE TENSIONS

Le montage qui sera analysé est proposé par Siemens dans sa publication : Composants report 2/75, page 52. Il est dû à Klaus Wetzel de la Société Siemens. Son schéma est donné à la figure 6 et la nomenclature des composants est la suivante :

CI₁ à CI₄ = double amplificateur opérationnel, en circuit intégré TBB 1458 B Siemens.

Diodes LED à choisir à volonté dans un des groupes suivants de Siemens :

- LD 488 (jaune)
- LD 478 (vert)
- LD 468 (rouge)

ou

- LD 35 (jaune)
- LD 37 (vert)
- LD 30 (rouge)

L'utilisateur pourra choisir les couleurs qu'il désire parmi les trois ou toutes les trois dans un ordre quelconque.

Chaque CI contient deux amplificateurs opérationnels. Le boîtier est à 8 broches : 6 pour les entrées et les sorties, 2 pour l'alimentation unique de 12 V : le - à la masse et le + au positif de cette alimentation.

Toutes les LED se branchent entre le + 12 V et les sorties. Les entrées non inverseuses sont marquées + et les entrées inverseuses sont marquées -, à ne pas confondre avec l'alimentation.

Les huit entrées inverseuses, points 6 et 2 des CI sont connectées au + d'une source de tension continue de U_1 volts, pouvant varier entre zéro et + 15 V au maximum.

En somme chaque amplificateur servira de comparateur entre la tension variable + U_1 , la même pour les entrées inverseuses des huit amplificateurs et une tension fixe déterminée par les diviseurs de tension $R_1 - R_2 - \dots - R_9$. De ce fait, les tensions fixes vont en croissant depuis l'entrée de V_1 jusqu'à celle de V_8 .

La variation de U_1 peut suivre une loi quelconque : linéaire, logarithmique ou tout autre.

Pour 8 valeurs de U_1 , une LED s'allumera et restera allumée.

Voici à la figure 7, les rapports U_1/U_B depuis zéro jusqu'à 1, en abscisses.

En ordonnées, compte tenu de la courbe choisie, on déterminera le niveau pour lequel une LED s'allumera. Soit par exemple, le cas de la variation linéaire I.

Lorsque $X = 0$, c'est-à-dire $U_1 = 0$, toutes les diodes LED sont éteintes.

La LED « signal 1 » s'allumera lorsque $X = 0,17$ environ, ce qui correspond à $U_1 = 0,17 U_B = 0,17 \cdot 12 = 2,04$ V.

Si U_1 croît, la LED 1 restera allumée. Pour l'allumage de la LED 2, il faut que le rapport $U_1/12$ (avec $U_B = 12$ V) soit égal à 0,28 environ ce qui donne :

$$U_1 = 0,28 \cdot 12 = 3,36 \text{ V.}$$

Lorsque U_1 continuera à croître, on parviendra à l'allumage de la LED 8 pour $U_1 = 0,954 \cdot 12 = 11,44$ V.

Bien entendu, chaque forme de courbe correspond à des valeurs des résistances R_1 à R_9 du diviseur de tension.

Voici la formule générale donnant la valeur de l'une des résistances R_p , désignée par R_p ($p = 1, 2, 3, \dots, 9$).

Soit $p = 1$, on a :

$$R_1 = \frac{U_B}{I_T} \left(\frac{U_1}{U_B} \right)_1$$

Si $p = 2$

$$R_2 = \frac{U_B}{I_T} \left(\frac{U_1}{U_B} \right)_2 - R_1$$

Si $p = 3$

$$R_3 = \frac{U_B}{I_T} \left(\frac{U_1}{U_B} \right)_3 - (R_1 + R_2)$$

...
 Si $p = 8$

$$R_8 = \frac{U_B}{I_T} \left(\frac{U_1}{U_B} \right)_8 - (R_1 + R_2 + \dots + R_7)$$

Enfin

$$R_9 = \frac{U_B}{I_T} \left(\frac{U_1}{U_B} \right)_9 - (R_1 + R_2 + \dots + R_8)$$

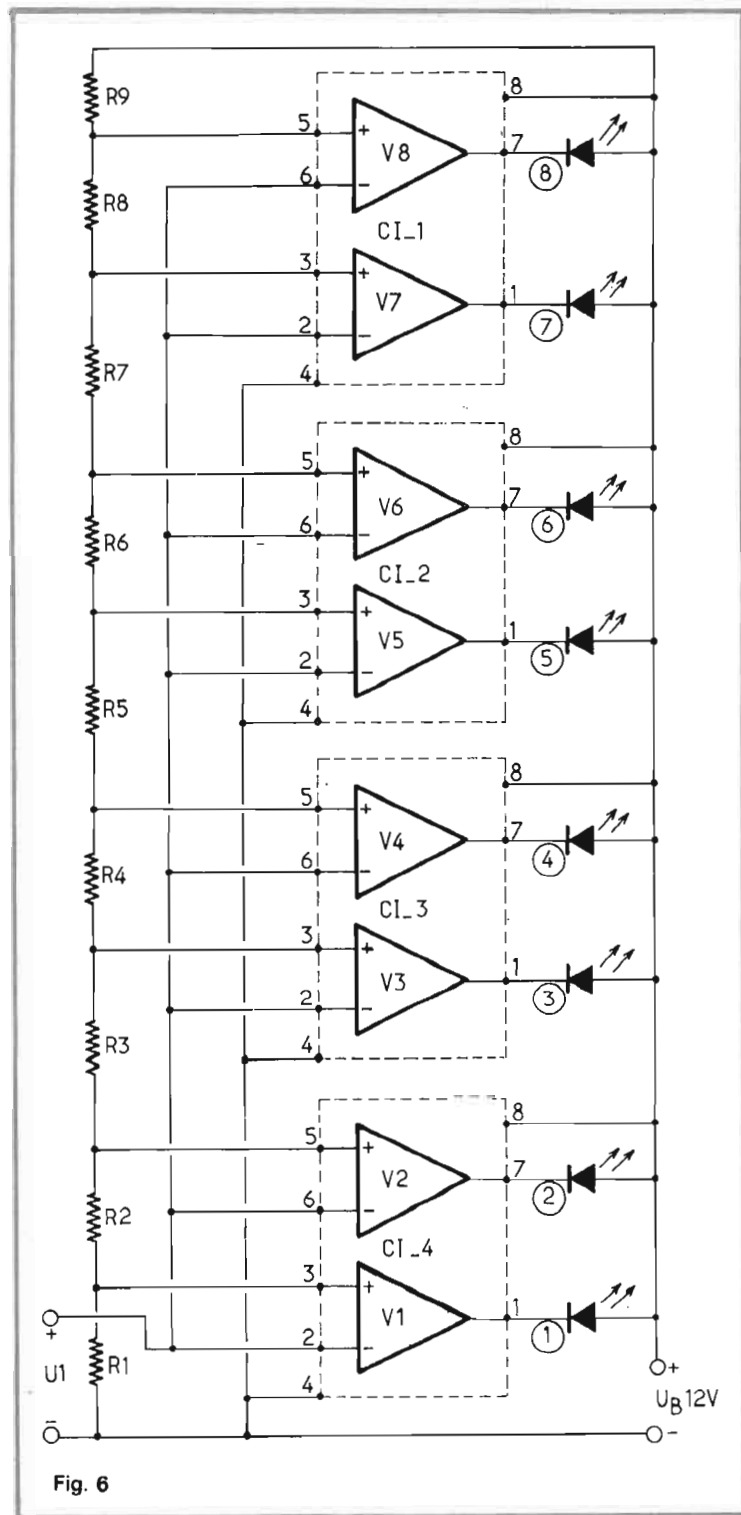


Fig. 6

Le rapport $(U_1/U_B)_p$ par exemple si $p = 3$, donc : $(U_1/U_B)_3$ est égal à la valeur de U_1/U_B déterminée sur la courbe choisie de la figure 7, pour obtenir l'allumage au niveau désiré.

Dans ces expressions, figure le courant I_T qui doit être de l'ordre de 1 mA avec les composants choisis. Ce courant est celui qui traverse le diviseur, composé des 9 résistances, monté entre le + 12 V et la masse.

Les courants des entrées non inverseuses sont faibles de l'ordre de 80 mA, donc négligeables par rapport à 1 mA = 1 000 000 nA.

Voici les valeurs des résistances R_1 à R_9 calculées à l'aide des formules données plus haut et en déterminant les rapports U_1/U_B sur la figure 7.

Courbe linéaire (droite I):
 $R_1 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1,1 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 1,1 \text{ k}\Omega$, $R_7 = R_8 = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_9 = 560 \Omega$. $I_T = 1,136 \text{ mA}$.

Courbe logarithmique (II), avec $I_T = 0,924 \text{ mA}$:

$R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 820 \Omega$, $R_7 = R_8 = 750 \Omega$, $R_9 = 560 \Omega$.

On déterminera de la même manière R_1 à R_9 pour la ligne brisée III, avec $I_T = 1,007 \text{ mA}$.

Par exemple, pour le signal 1, on a $U_1/U_B = 0,1$, ce qui donne :

$$R_1 = \frac{12}{0,001007} \cdot 0,1 = 1191 \Omega$$

que l'on arrondira à 1 200 Ω car une précision très grande n'est pas nécessaire.

Pour le niveau du signal 2, on voit que le rapport $X = U_1/U_B$ est égal à 0,133, ce qui donne, d'après la formule générale :

$$R_2 = \frac{12}{0,001007} \cdot 0,133 - 1191$$

(prendre R_1 à sa valeur calculée 1 191 Ω) ce qui donne : $R_2 = 393 \Omega$ que l'on arrondira à 390 Ω .

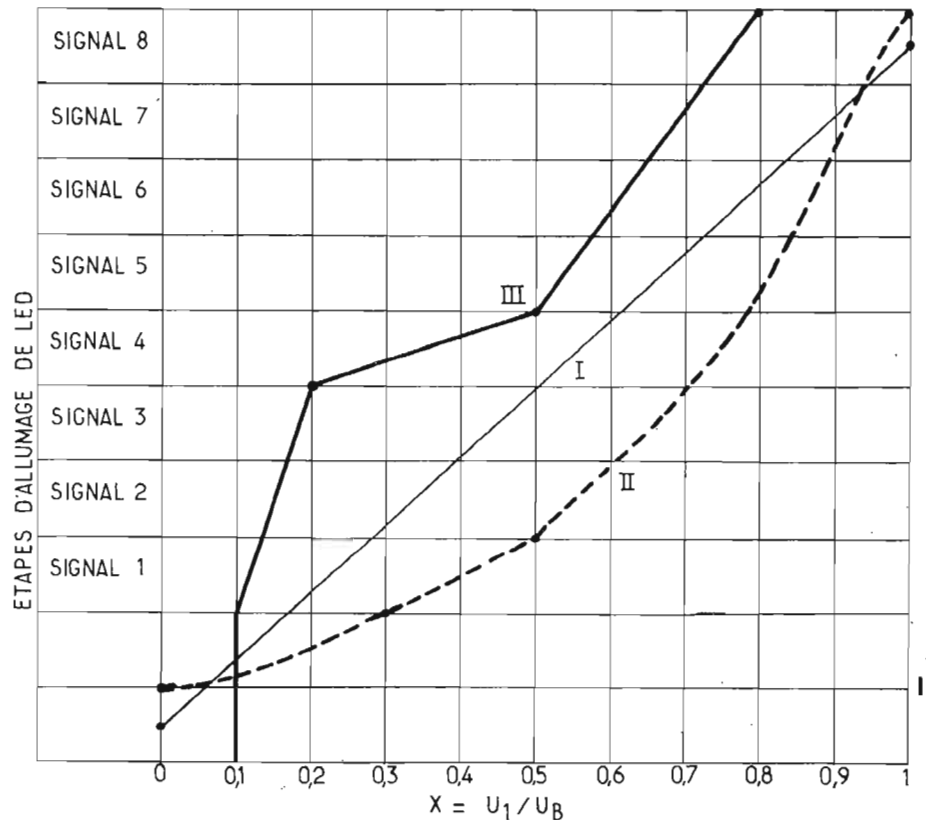


Fig. 7

En continuant ainsi, on trouvera $R_3 = R_4 = 390 \Omega$, $R_5 = 3,6 \text{ k}\Omega$, $R_6 = R_7 = 910 \Omega$, $R_8 = 820 \Omega$, $R_9 = 3,3 \text{ k}\Omega$.

Voici au tableau I, ci-après, les valeurs de X , R , I_T pour les trois courbes.

Remarque : le courant I_T ne doit pas être très différent de

1 mA. Il peut être déterminé de manière à ce que les résistances R_1 à R_8 puissent avoir des valeurs normalisées ou composées avec deux résistances en série de valeurs normalisées.

Par exemple 1,1 k se réalise avec 1 k Ω + 100 Ω . Tenir compte aussi des tolérances admises sur les valeurs des

résistances. Leur puissance sera assez faible. Par exemple, une résistance de 3,9 k Ω parcourue par un courant de 1 mA dissipe une puissance $P_0 W = RI^2 = 3900/1\ 000\ 000$, ce qui donne $P_0 = 3,9 \text{ mW}$ donc, des modèles de 0,25 W conviendront parfaitement.

F. JUSTER

TABLEAU I

R (k Ω)		R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_8	R_9	I_T (mA)
LIN	X	0,17	0,28	0,39	0,5	0,61	0,72	0,83	0,94	1	1,136
	R	1,8 k Ω	1,2 k Ω	1,2 k Ω	1,1 k Ω	1,2 k Ω	1,1 k Ω	1,2 k Ω	1,2 k Ω	560 Ω	
LOG	X	0,3	0,475	0,6	0,7	0,778	0,845	0,9	0,964	1	0,924
	R	3,9 k Ω	2,2 k Ω	1,8 k Ω	1,2 k Ω	1 k Ω	820 Ω	750 Ω	750 Ω	560 Ω	
BRI	X	0,1	0,133	0,165	0,2	0,5	0,57	0,65	0,72	1	1,007
	R	1,2 k Ω	390 Ω	390 Ω	390 Ω	380 Ω	910 Ω	910 Ω	820 Ω	3,3 k Ω	

DISPOSITIF DE SECOURS

— POUR HORLOGE —

ELECTRONIQUE

LA réalisation d'une horloge électronique utilisant le circuit intégré MM5314N de N.S. a été étudiée dans cette revue en juillet 1975.

L'article s'achève par la conclusion: Il suffit maintenant de brancher l'horloge sur le secteur et de la mettre à l'heure une bonne fois pour toutes.

Cette affirmation par trop optimiste, suppose que le secteur ne soit jamais défaillant.

Il faut reconnaître que les pannes de secteur sont peu fréquentes, mais il suffit d'une coupure secteur de quelques secondes pour que l'affichage de l'heure devienne non pas approximatif mais soit ramené à zéro.

Si l'horloge électronique est munie d'un dispositif d'alarme le cas est encore plus grave, car attention aux réveils tardifs!

Dès lors on peut se poser la question: quel est l'intérêt d'une réalisation aussi attrayante si l'électronique peut être mise en défaut à tout moment. La réponse est évidente: C'est un beau gadget qui n'offre même pas la garantie de nos bonnes vieilles horloges mécaniques.

Il existe fort heureusement des remèdes pour éviter ces inconvénients.

Cet article propose une solution pour transformer, à peu de frais, un gadget en horloge digne de cette appellation.

REMEDE AUX COUPURES DE SECTEUR

Le dispositif permettant de porter secours au secteur défaillant devra:

1) Substituer à l'alimentation normale une batterie de piles.

2) Fournir la fréquence de référence à 50 Hz nécessaire à la commande des diviseurs du circuit intégré d'horloge.

COMMUTATION AUTOMATIQUE SECTEUR, BATTERIE

L'horloge devant rester entièrement électronique, une commutation par relai a été

exclue. Par ailleurs la batterie ne débitera aucun courant lorsque le secteur sera présent.

Le schéma de la figure 1 satisfait à ces conditions.

La batterie de secours a une f.e.m. inférieure à la tension délivrée par le redresseur secteur. Une diode D est branchée en série avec la batterie et son anode est reliée au pôle positif. En fonctionnement normal la diode D est bloquée puisque la tension redressée est supérieure à la f.e.m. de la batterie. La batterie ne débite pas de courant.

En fonctionnement secours la batterie alimente l'horloge, les afficheurs et les circuits associés, à travers la diode D qui est passante.

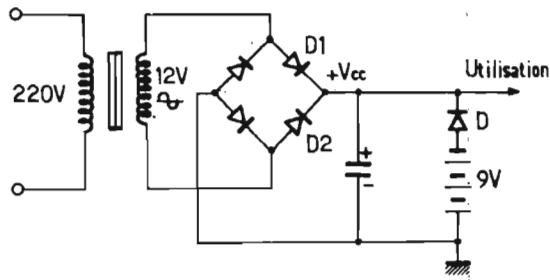


Fig. 1. - Commutation automatique secteur, batterie. Secteur présent D ut bloquée la batterie ne débite pas. Secteur absent, D ut passant, la batterie alimente l'utilisation. La batterie ne peut pas débiter dans le pont redresseur car D1 et D2 sont bloquées. On peut envisager le remplacement de la batterie de piles par une batterie cadmium nickel. Le courant de fuite de cette batterie serait compensé par un faible courant de charge. Il suffirait de shunter la diode D par une résistance ajustable.

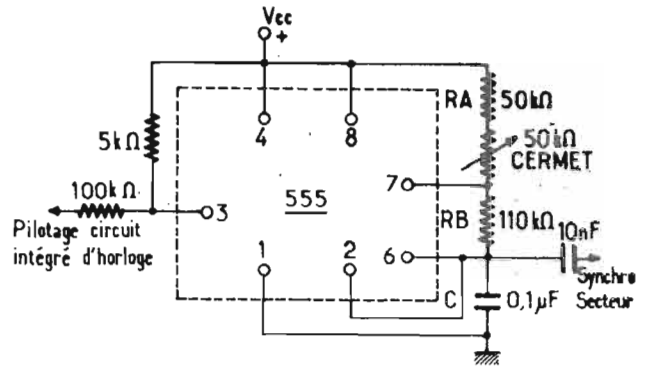


Fig. 2. - Circuit 555 monté en oscillateur synchronisé par le secteur à 50 Hz. En l'absence de secteur l'oscillateur fonctionne sur la fréquence de 50 Hz. Ajustage de fréquence par le trimer Cermet de 50 kΩ.

OSCILLATEUR 50 Hz

Les solutions ne manquent pas. Le circuit intégré 555 de Signetics a été retenu car les dérives en fonction de la température et de la tension d'alimentation sont très faibles, ce qui garantit une bonne stabilité en fréquence. Par ailleurs la synchronisation du 555 sur la fréquence secteur est aisée.

L'oscillateur est un fonctionnement lorsque le secteur est présent, ce qui explique la nécessité d'une synchronisation.

Le schéma de la figure 2 représente le 555 monté en oscillateur synchronisé* (voir additif)

* Il est à noter que le pilotage à 50 Hz du circuit intégré d'horloge est toujours effectué à partir de la sortie 3 du 555 que le secteur soit présent ou non.

Cette solution a été adoptée pour éviter une commutation pilotage, tantôt par le secteur direct, tantôt par le 555.

La synchronisation du 555 par le réseau s'étant révélée très simple et très efficace, le montage a gagné en simplicité.

FONCTIONNEMENT DE L'OSCILLATEUR 50 Hz

Le 555 dont la structure interne est assez complexe fait appel pour l'essentiel à un comparateur à haute impédance d'entrée référencé à $2/3 V_{cc}$ grâce à 3 résistances d'égale valeur ainsi qu'à un flip-flop. Au départ le condensateur C est déchargé, il va se charger progressivement à travers R_A et R_B . Lorsque la tension aux bornes de ce condensateur atteint $2/3 V_{cc}$ le flip-flop change d'état. Le condensateur se décharge alors à travers R_B . Quand la tension atteint $1/3 V_{cc}$ le cycle recommence.

La fréquence est donnée par

$$F = \frac{1,44}{(R_A + 2 R_B) C}$$

le taux de cycle par

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2 R_B}$$

La synchronisation de l'oscillateur sur la fréquence secteur est obtenue en injectant le 50 Hz au point chaud

du condensateur C à travers un condensateur de $10 \mu F$.

La fréquence libre de l'oscillateur étant réglée aussi proche que possible de 50 Hz le signal de synchronisation oblige le flip-flop à basculer exactement à la fréquence du réseau. Le signal de sortie, qui est rectangulaire, est récupéré sur la sortie 3 chargée par une résistance de $5 k\Omega$ reliée soit au + soit au - V_{cc} suivant la polarité souhaitée pour ce signal.

Le signal rectangulaire à 50 Hz attaque à travers une résistance de $100 k\Omega$ l'entrée 50 Hz du circuit intégré d'horloge.

Lorsque le réseau est en panne le 555 est alimenté sur batterie, il oscille sur sa fréquence libre réglée à 50 Hz.

STABILITE DE L'OSCILLATEUR EN REGIME LIBRE

Cette stabilité est fonction du coefficient de température des résistances R_A , R_B et du condensateur C. Pour les

résistances on choisira des résistances à couche à faible coefficient de température : par exemple les résistances à couche d'oxyde d'étain SOV-COR modèle NY5 dont le coefficient de température est de 0,005 % par °C. Le condensateur de $0,1 \mu F$ sera choisi dans une gamme à grande stabilité. Les condensateurs à diélectrique mica sont les meilleurs mais leur prix est élevé. Une bonne solution consiste à utiliser deux condensateurs céramique connectés en parallèle et ayant des coefficients de température de signe contraire.

Dans le même esprit on peut assembler en parallèle deux condensateurs de $0,05 \mu F$, l'un au polycarbonate, l'autre au polystyrène. On obtient ainsi une bonne compensation de la dérive.

REGLAGE DE LA FREQUENCE

L'ajustage de la fréquence sur 50 Hz ne peut être effectué aisément que si l'on utilise un

élément progressivement variable. Un trimmer à piste cermet 15 tours de 50 kΩ en série avec une résistance à couche de 50 kΩ constituera la résistance R_B .

Si l'on dispose d'un oscilloscope, ce réglage ne présente aucune difficulté, la fréquence secteur servira de référence.

Sinon il faudra utiliser la méthode du chronométrage et s'armer de patience.

La retouche finale ne sera effectuée que lorsque l'horloge complète mise en place dans son boîtier aura fonctionné quelques heures.

Ne pas oublier de couper le secteur pour faire ce réglage afin que l'oscillateur soit en régime libre.

Les signaux horaires de l'horloge parlante seront très utiles pour une ultime vérification. La batterie ayant une f.e.m. inférieure à la tension d'alimentation normale, les afficheurs seront légèrement moins lumineux mais cela ne constitue pas un inconvénient. Le schéma général du dispositif de secours est donné par la figure 3.

REMARQUE

La firme américaine EXAR Intégrés Systems a réalisé sur un chip MOS un circuit intégré destiné à la fabrication de montres électroniques à bas prix (150 F). L'économie sur le coût des composants a été résolue en utilisant un oscillateur RC intégré sur le chip en place du traditionnel quartz. Le réglage de la fréquence sur 3268 Hz est réalisé par usinage au laser du condensateur d'accord. La stabilité est moins bonne que celle des oscillateurs à quartz.

Mais la dérive reste néanmoins inférieure à 1 minute par mois ce qui est très remarquable pour un oscillateur de type RC.

Sur une fréquence aussi basse que 50 Hz la dérive serait évidemment beaucoup plus élevée.

Le dispositif de secours n'étant mis en service qu'à l'occasion des pannes de secteur, (généralement de courte durée), la dérive de l'oscillateur RC en régime libre n'aura

qu'une influence quasi négligeable sur la validité de l'heure affichée.

PERFECTIONNEMENTS POSSIBLES

1) Économiseur de batterie

La durée de vie de la batterie peut être considérablement prolongée par l'adjonction d'une diode et d'un interrupteur à retour automatique.

Le schéma de la figure 4 ne concerne que la partie alimentation de l'horloge.

Le circuit batterie et sa diode série sont séparés du redresseur par une diode qui est passante lorsque le secteur est présent. Le point commun de l'alimentation des transistors d'interface des afficheurs est relié à la sortie du redresseur secteur. Le circuit intégré d'horloge et le 555 sont alimentés en positif après la diode de séparation.

En cas de coupure du secteur, les afficheurs ne sont plus alimentés puisque la diode de séparation est alors bloquée.

Le circuit d'horloge et l'oscillateur sont alimentés par la batterie, ils continuent à fonctionner normalement.

Si l'on désire toutefois lire l'heure pendant une panne prolongée du secteur, il suffit de mettre la diode séparatrice en court-circuit par un interrupteur poussoir à retour automatique.

L'économie réalisée sur la consommation de la batterie dépasse 80 %.

2) Pilotage sur 32768 Hz

Le 555 utilisé sur cette fréquence sera beaucoup plus stable que sur 50 Hz. Le condensateur d'accord C pourra être variable et de très haute stabilité. Il existe des circuits intégrés diviseurs, à bas prix, permettant de sortir 1 Hz.

Un multiplicateur par 50 fournira le signal pilote nécessaire aux circuits intégrés d'horloge normalement pilotés par le secteur. Cette solution est-elle meilleure que le pilotage par le secteur ? C'est à expérimenter.

Robert HAUTCŒUR

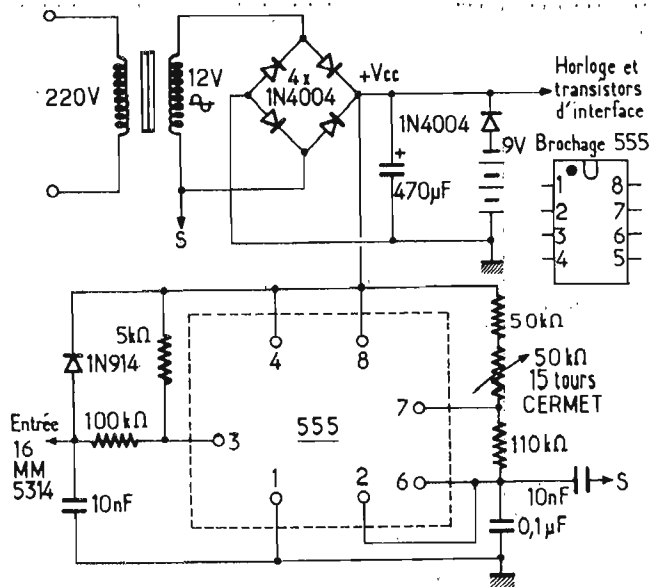


Fig. 3. - Schéma général du dispositif de secours. Circuit intégré d'horloge M5314. Le 555 oscille en permanence sur 50 Hz que le secteur soit présent ou non. Le pilotage du M5314 est uniquement effectué par la sortie 3 du 555.

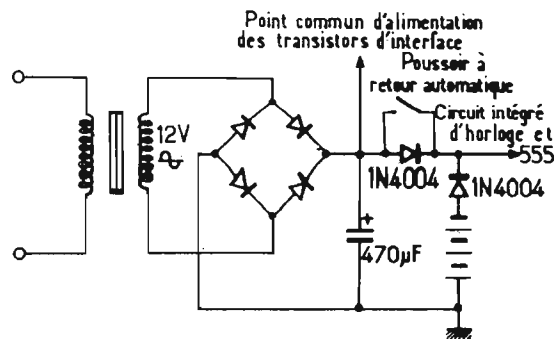


Fig. 4. - Circuit économiseur de batterie.

LES VU - MÈTRES

SOUS les vocables « VU-mètre » ou « modulo-mètre », on désigne généralement les instruments de mesure (ou plus modestement : de contrôle) qui permettent d'apprécier les niveaux de modulation sur les magnétophones, les amplificateurs BF, chaînes Hi-Fi, et autres appareils mettant en jeu des signaux audio-fréquences.

Nous examinerons successivement des montages de « VU-mètres » de niveau (montage simple pour haut niveau ; montages à amplificateur pour bas niveau) et de balance.

« VU-MÈTRES » DE NIVEAU

Un montage simple de ce genre pour haut niveau est représenté sur la figure 1. Il peut convenir pour un amplificateur monophonique comme indicateur relatif du niveau sonore ; dans le cas plus général d'un amplificateur stéréophonique, le même montage est à reproduire deux fois, un sur chacun des canaux droite et gauche. Le plus souvent, le dispositif se connecte à la sortie « haut-parleur » de l'amplificateur (bobine mobile) ; mais on peut égale-

ment le brancher à la sortie de l'étage driver commandant l'étage de puissance.

La résistance ajustable RV de 10 k Ω linéaire se règle une fois pour toutes pour l'obtention d'une déviation convenable du galvanomètre selon le modèle utilisé. En principe, le montage convient pour tout galvanomètre dont la déviation totale est comprise entre 100 et 500 μ A ; on pourra utiliser les types OEC 35 - (0 - 10) ou RKC 57 de « Centrad ». Le condensateur de 10 μ F connecté entre les points x et y, en parallèle sur le galvanomètre, effectue une légère intégration des signaux

modulés, ce qui facilite la lecture ; une meilleure intégration est obtenue, si on le désire, avec le circuit 220 Ω /100 μ F représenté à droite, et que l'on peut connecter en lieu et place du condensateur de 10 μ F, entre les points x et y.

Ce montage de « VU-mètre » indique l'amplitude relative des signaux BF (appréciation de la puissance sonore). D'autre part, si l'on désire réaliser l'équilibrage des canaux en stéréophonie (réglage de « balance »), on place provisoirement l'amplificateur en monophonie (position où les deux canaux sont

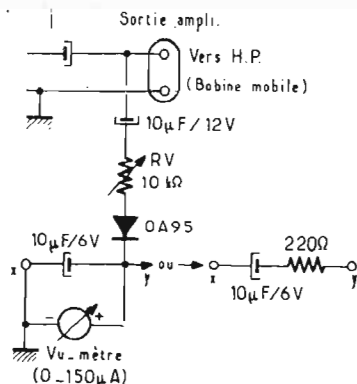


Fig. 1

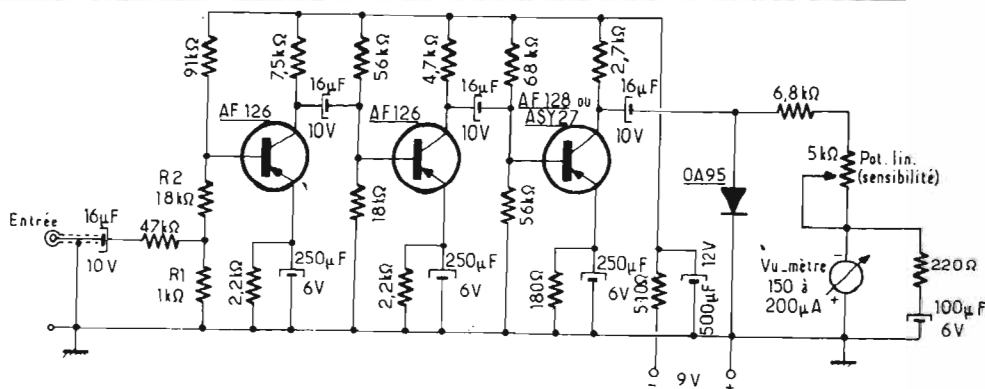


Fig. 2

réunis électriquement); un bon réglage de balance est obtenu lorsque les déviations sont égales sur les deux « VU-mètres ».

Lorsque le « VU-mètre » doit donner des indications à partir d'un niveau BF faible (par exemple, sur les canaux d'une boîte de mélange), il est évident qu'un tel montage simple ne convient pas; l'indicateur « VU-mètre » doit alors être précédé de son propre petit amplificateur.

Un premier montage de « VU-mètre » à amplificateur pour bas niveau est représenté sur la figure 2. La tension BF du signal appliqué à l'entrée peut aller jusqu'à 50 mV maximum, mais elle peut être nettement moindre, notamment si l'on inverse les positions des résistances d'entrée R_1 et R_2 . L'impédance d'entrée est assez élevée (de l'ordre de 47 k Ω) pour ne pas apporter des perturbations au circuit de l'amplificateur BF normal sur lequel le dispositif sera connecté. Un potentiomètre linéaire de l'ordre de 2 500 Ω permet d'ajuster éventuellement une fois pour toutes la sensibilité du « VU-mètre » qui peut être un galvanomètre des types OEC 35 (0 - 10) ou RKC 57 de « Centrad ». Un circuit d'intégration comportant une résistance de 220 Ω en série avec un condensateur de 100 μ F est connecté en parallèle sur le galvanomètre.

L'alimentation requise peut être assurée par une petite pile auxiliaire de 9 volts.

Un autre schéma de « VU-mètre » à amplificateur pour bas niveau est indiqué sur la figure 3. Ce montage ne comporte que deux transistors Q_1 (BC 109) et Q_2 (BC 107). Les circuits de redressement, de réglage de sensibilité, d'intégration et d'indication « VU-mètre » sont identiques à ceux du montage précédent.

L'alimentation peut être prélevée sur celle de l'amplificateur BF.

Il convient de noter que dans ce montage, ainsi que dans le cas du montage de la

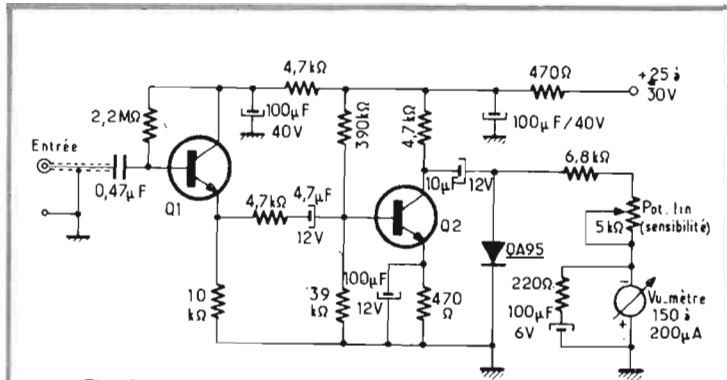


Fig. 3

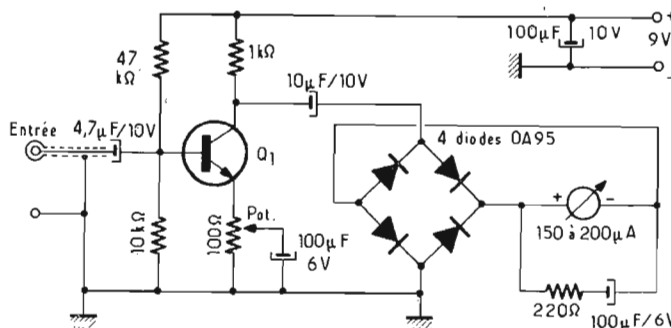


Fig. 4

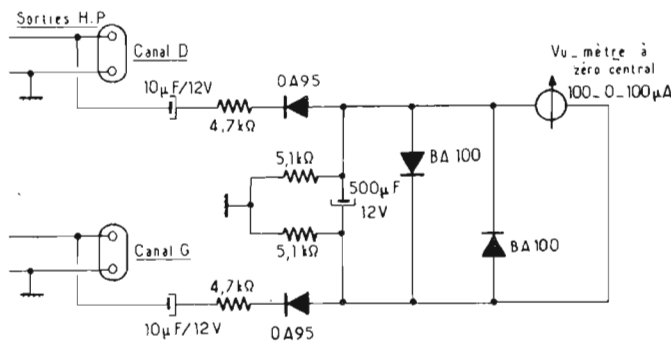


Fig. 5

figure 2 d'ailleurs, on peut tout aussi bien concevoir le réglage de sensibilité par l'intercalation d'un potentiomètre de l'ordre de 50 k Ω entre deux étages.

Un montage encore plus simple, mais disposant d'une amplification moins importante (ce qui signifie que le niveau BF ne devra toutefois pas être trop faible), est représenté sur la figure 4. Un seul étage amplificateur est prévu avec le transistor Q (BSX 45, BSY 44, BSY 51, 2 N 697, 2 N 2218). Le redressement est effectué par un pont de

quatre diodes type OA 95. L'indicateur « VU-mètre » de 150 ou 200 μ A (modèles identiques à ceux précédemment cités) est shunté par un circuit intégrateur de 100 μ F. La sensibilité du montage peut s'ajuster une fois pour toutes par le potentiomètre linéaire de 100 Ω monté dans le circuit d'émetteur du transistor (curseur aboutissant à un condensateur de découplage de 100 μ F); cette disposition simple permet le réglage du gain sans affecter la stabilité en température.

Comme nous l'avons dit, le

gain de l'amplificateur de « VU-mètre », est moindre par rapport à ceux des figures 2 ou 3; il est cependant suffisant dans bien des cas.

« VU-MÈTRE » DE BALANCE

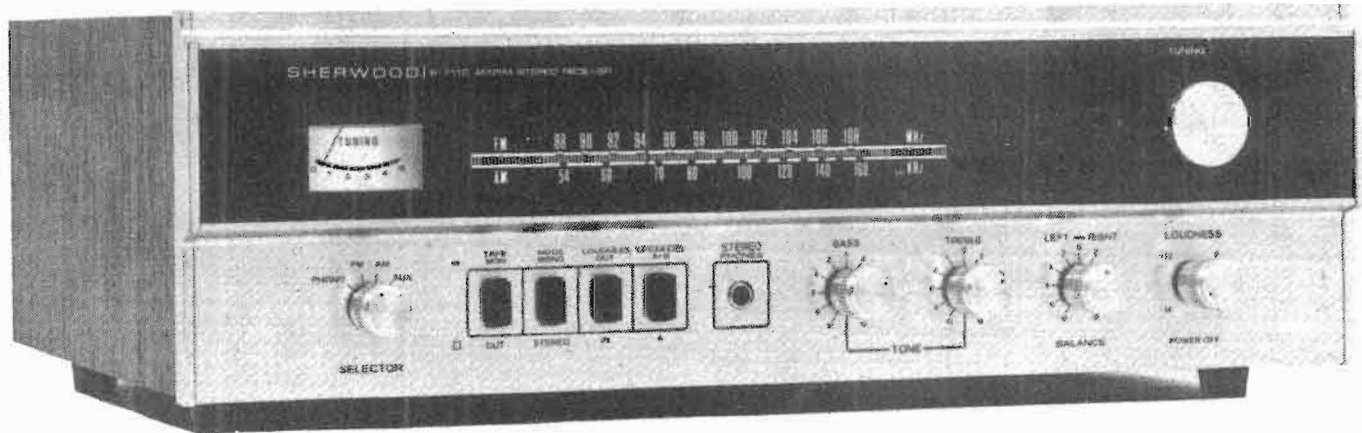
Un « VU-mètre » de balance est uniquement destiné à équilibrer les gains des canaux droite et gauche d'un amplificateur stéréophonique; mais on ne peut pas l'utiliser en « VU-mètre » de niveau.

Un montage de « VU-mètre » de balance est représenté sur la figure 5. Il nécessite un galvanomètre à zéro central (par exemple, type OEC 35 à zéro central de Centrad). Le schéma se passe de longs commentaires; disons cependant que toutes les résistances doivent être appariées afin d'obtenir une bonne symétrie du circuit. On opère ici à haut niveau, c'est-à-dire que le montage est branché sur les deux sorties « haut-parleur » de l'amplificateur stéréophonique. Comme nous l'avons expliqué, précédemment lors de l'examen de la figure 1, pour le réglage de « balance », l'amplificateur stéréophonique est provisoirement placé en position « monophonie » (deux canaux réunis); mais ici, pour un réglage de « balance » correct, l'aiguille du galvanomètre doit rester au zéro (position centrale) durant la modulation.

Les deux diodes BA 100 connectées en tête-bêche en parallèle sur le « VU-mètre » apportent une bonne protection du galvanomètre en cas de dépassement.

Roger A. RAFFIN

LE TUNER - AMPLIFICATEUR



SHERWOOD «S 7310»

DE conception américaine, et répondant aux caractéristiques exigées pour ce marché, l'amplificateur S7310 est doté de performances élevées tant côté tuner qu'amplificateurs.

L'appareil comporte les diverses commodités nécessaires, sans gadgets superflus, et permet le raccordement à de nombreuses sources, y compris celles en stéréophonie à quatre dimensions « Dynquad », pour un prix voisin de 3 300 F public.

CARACTERISTIQUES

Tuner. En FM, sensibilité $1,8 \mu\text{V}$ pour un rapport de 30 dB SINAD (SINAD : Signal + bruit + distorsion/bruit + distorsion).
Rapport de capture : 1,2 dB.
Rapport signal/bruit : 70 dB.
Bande passante : 20 Hz à 15 kHz \varnothing 1 dB en stéréo.

Distorsion harmonique : 0,25 % en mono ; 0,5 % en stéréo à 100 % de modulation.

Suppression AM : 60 dB.

Réjection image : - 70 dB.

Réjection FI : - 90 dB.

Réjection des fréquences indésirables : - 95 dB.

Seuil de décodage stéréo : $5 \mu\text{V}$.

Séparation des canaux : 40 dB à 1 kHz.

Antenne : impédance $300 \Omega / 75 \Omega$.

En AM, sensibilité de $10 \mu\text{V}$ pour un rapport S + B/B de 10 dB modulation 30 %.

Gamme couverte : PO - 530 - 1 625 kHz.

Antenne : Ferrite orientable.

Amplificateurs. Puissance de sortie : $2 \times 50 \text{ W} / 4 \Omega$; $2 \times 43 \text{ W} / 8 \Omega$ à 1 kHz.

Bande passante : 40 Hz - 20 kHz pour $2 \times 40 \text{ W} / 8 \Omega$; 20 Hz - 20 kHz pour $2 \times 38 \text{ W} / 8 \Omega$.

Distorsion harmonique : 0,5 % à $40 \text{ W} / 8 \Omega$; 0,15 % à $10 \text{ W} / 8 \Omega$.

Distorsion d'intermodulation : 0,5 % à $40 \text{ W} / 8 \Omega$; 0,15 % à $10 \text{ W} / 8 \Omega$ pour 60/7 000 Hz en rapport 4/1.

Facteur d'amortissement : 30 à 8Ω .

Correcteurs de tonalité : graves, $\pm 14 \text{ dB}$ à 50 Hz ; aigus, $\pm 12 \text{ dB}$ à 15 kHz.

Correction RIAA : précision $\pm 1 \text{ dB}$.

Sensibilité des entrées : PU, $2 \text{ mV} / 47 \text{ k} \Omega$; AUX 200 mV ; Magnétophone, 200 mV.

Surcharge des entrées : PU, 90 mV, autres entrées, 10 V, pour un taux de distorsion harmonique de 0,5 %.

Ronflement et bruit : PU, - 65 dB ; AUX, - 80 dB.

Diaphonie : 40 dB de 20 Hz à 20 kHz.

Sorties : 2 paires d'enceintes à fonctionnement séparé ou simultané A.B A + B, impédance 4 - 8 - 16Ω ; casque 4 - $2 000 \Omega$; enregistrement 200 mV.

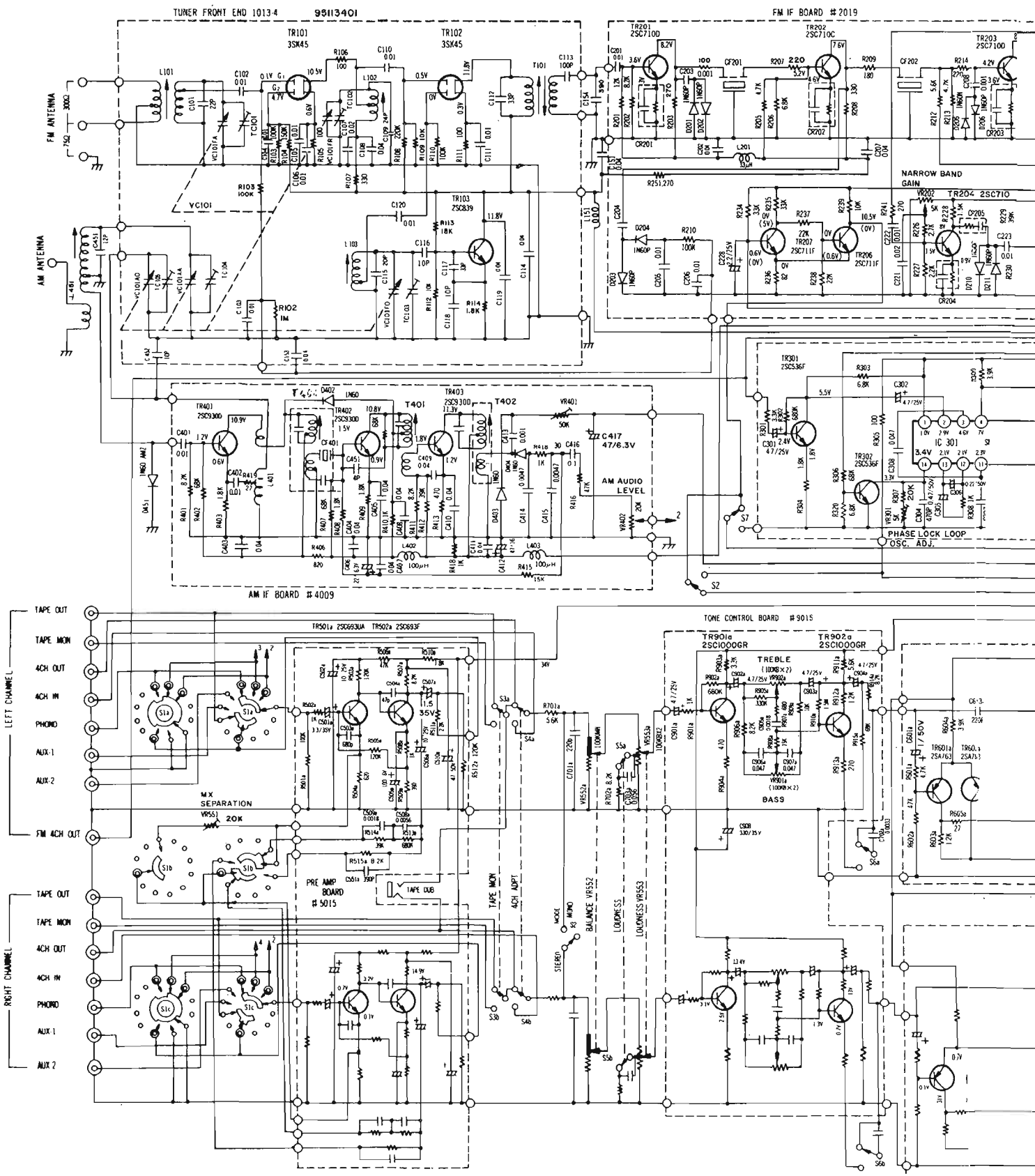
Alimentation : 110 - 220 V 50 Hz, consommation 220 VA.

Encombrement : 445 x 134 x 337 mm, pour un poids de 16 kg.

PRESENTATION

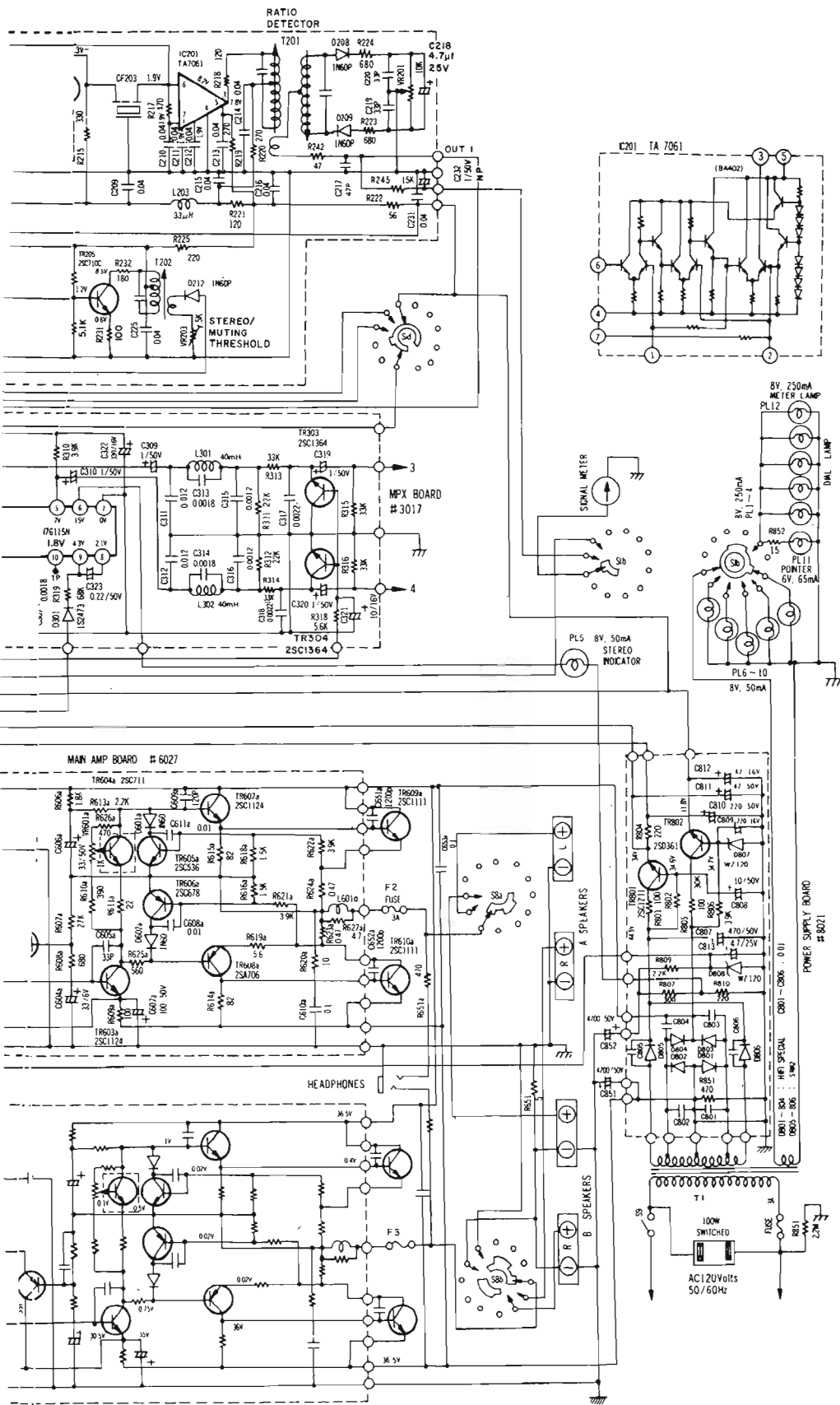
L'aspect du S7310 est résolument américain, à peine sent-on qu'une influence japonaise s'y manifeste. L'habillage d'un coffret de bois allège les lignes.

Les commandes sont sélectionnées par des touches et les potentiomètres sont du type rotatif. Le cadran très lisible comporte sur sa gauche un grand galvanomètre qui est connecté pour fonctionner en zéro central pour la FM, et en S-mètre en AM. Toutes les fonctions sont répétées par des ampoules sur le cadran. A l'arrière, toutes les entrées sont sur prises cinch RCA, les



Note 1 Resistance values are indicated in ohms unless otherwise specified (K=1,000, M=1,000,000)
 2. Capacitance values are shown in microfarads unless otherwise noted (P=micro-microfarads)
 3. DC Voltages are referenced to ground under the following conditions
 No signal.
 () 1000µV FM Stereo Signal

- SWITCHES
- S5 LOUDNESS
 - S1: INPUT SELECTOR
 - S2: MONO-STEREO
 - S3: TAPE MONITOR
 - S4 4CH ADAPTOR
 - S6: HIGH FILTER
 - S7: MUTING
 - S8: SPEAKER
 - S9: POWER



- VR201: DETECTOR BALANCE
- VR202: HUSH THRESHOLD
- VR203: "
- VR301: 19KHz ADJUST
- VR401: AM METER LEVEL
- VR402: AM AUDIO LEVEL
- VR551: SEPARATION CONTROL
- VR552: BALANCE
- VR553: LOUDNESS
- VR601a,b: BIAS ADJUST
- VR901: BASS
- VR902: TREBLE

12-2-74

	2SA678
	2SC1345 2SC1166
	2SC1567 2SD414 2SD415 2SA794 2SB548 2SB549
	3SK45 3SK37 3SK41
	2SC711 2SC710 2SC1211
	2SC1364 2SC1363 2SC1222 2SA640 2SA706 2SC1384
	2SC537 2SC693 2SC536 2SC930 2SC929
	2SC1000 2SC380
	2SA763 2SC639 2SC1047 2SC828 2SA666
	2SA706 2SC1174
	2SD361 2SD330 2SD244
	2SC1030 2SD323 2SC1111 2SC1051

SUBSTITUTE TRANSISTORS & IC	
TR101, 102	J3K37, 3SK41, 3SK35
TR103	2SC710, 2SC1047
TR201-205	2SC930, 2SC380, 2SC929
TR206, 207, 604	2SC536, 2SC693, 2SC828, 2SC1364
TR301-302	2SC828, 2SC537, 2SC1363, 2SC1364
TR303, 304	2SC828, 2SC537, 2SC536, 2SC1363
TR401-403	2SC710, 2SC380, 2SC929
TR501, 502	2SC1000, 2SC1345, 2SC1222
TR601, 602	2SA666, 2SA640, 2SA705
TR603, 607	2SC1567, 2SD414, 2SD415
TR606	2SA666, 2SA640, 2SA763
TR608	2SA794, 2SB548, 2SB549
TR609, 610	2SC1030, 2SD323, 2SC1051
TR801	2SC1166, 2SC1384
TR802	2SD330, 2SD234
TR901, 902	2SC1345, 2SC1222, 2SC693
IC301	HA1156, MC1310
IC201	BA402

enceintes sont connectées sur bornes moletées à visser. Le cadre ferrite est installé sur étrier rabattable, mais non orientable.

La technique et la technologie employées sont modernes, le choix des composants discrets et intégrés est judicieux. La tête HF en FM est dotée de mos fet double gate, les sections AM et FM sont totalement indépendantes, les filtres céramique sont montés sur toutes les chaînes FI.

Le décodeur intégré de type a verrouillage de phase (PLL) permet d'obtenir des performances intéressantes.

L'amplificateur de puissance basse fréquence est du type à liaison continue avec entrée différentielle, il est doté d'une protection électronique plus un fusible dans les liaisons aux enceintes.

Les divers sous ensembles sont repartis sur 9 cartes imprimées, les radiateurs des étages de puissance étant disposés sur l'arrière de l'appareil, et largement dimensionnés.

EXAMEN DES CIRCUITS (voir schéma général)

Tuner. La tête HF FM comporte les trois étages que l'on rencontre sur tous les appareils bien conçus : ampli-

ficateur HF et mélangeur TR101 - TR102 employant des mos fet double porte, et oscillateur local sans asservissement de fréquence TR103. L'accord est assuré par condensateurs variables, et l'on note l'action d'un signal de CAG élaboré pour l'amplificateur HF TR101 qui s'applique sur la porte N° 1.

Les signaux FI sur 10,7 MHz sont sélectionnés dans le transformateur accordé T101, puis ils sont amplifiés par la chaîne fréquence intermédiaire à 3 étages TR201 - TR202 - TR203, et l'amplificateur intégré IC201. Les liaisons inter-étages sont des filtres céramique, dont l'emploi est plus simple et élimine les réglages.

Le signal de CAG de l'amplificateur HF est prélevé sur le collecteur de TR202, puis via C204 appliqué aux diodes D203 - D204 pour être redressé avant d'être filtré et dirigé sur TR101.

Le signal complet stéréo est fourni par un détecteur de rapport. A ce propos, il est curieux de noter que le détecteur de rapport est toujours employé, plutôt qu'un discriminateur. Ce dernier bien que peu sensible est bien plus linéaire et permet d'obtenir des performances bien supérieures. L'emploi du détecteur de rapport était justifié par sa grande sensibilité, donc sur les appareils de catégorie écono-

mique, mais nullement sur les matériels actuels ou le gain FI est toujours surabondant. Il s'agit peut-être d'une habitude difficile à faire passer aux bureaux d'étude ?

Le décodeur stéréo, lui est très moderne, circuit intégré IC301 sans bobinage d'accord, selon la technique PLL. (encadré en haut du schéma à gauche). Les deux voies gauche et droite ont leur signaux filtrés des résidus de 19-38 et 76 kHz, puis dirigés vers l'amplificateur basse fréquence.

Les deux transistors TR303, TR304 court-circuitent la sortie du décodeur lorsque le muting est en action et qu'aucun signal de niveau suffisant n'est appliqué sur l'antenne. Ces 2 étages sont commandés par l'interrupteur TR206 - TR207, dont l'état dépend du niveau du signal FI en sortie de TR203 repris après le filtre CF203. Ce signal est amplifié par les transistors TR204 - TR205, puis redressé par la diode D212 pour l'attaque en tension continue de la base de TR207. Lorsque le muting est enclenché, un signal antenne de niveau suffisant fait basculer TR207 - TR206, entraînant le blocage de TR303 - TR304, les signaux parviennent alors à l'entrée des amplificateurs.

En AM, les signaux parviennent sur la base du transistor TR401 monté en

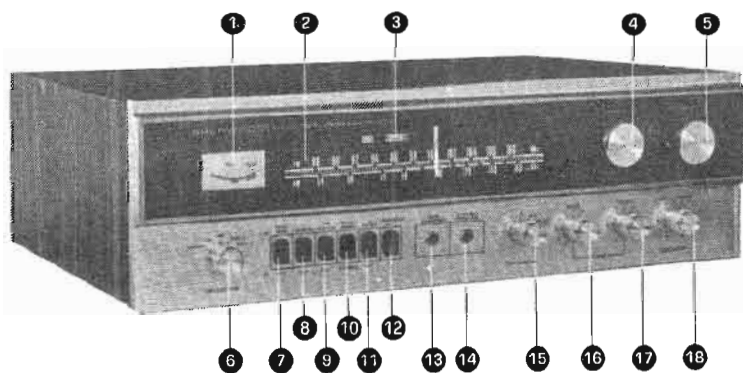
convertisseur. L'oscillation locale est générée entre collecteur et émetteur, avec accord par la section du condensateur variable VC101AO.

Le signal sur fréquence intermédiaire est extrait du transformateur T400, après l'action du filtre céramique CF401, puis deux étages TR402 - TR403 portent son niveau à une valeur suffisante pour être détecté avec un bon rapport signal/bruit. Une détection séparée élabore le signal destiné au galvanomètre, commuté selon la gamme exploitée pour fonctionner en indicateur à zéro central ou mesureur de champ.

Le signal BF traverse enfin le potentiomètre ajustable VR402, puis il est dirigé vers la section audio.

Amplificateurs. Nous rencontrons les trois sons ensemble nécessaires préampli-correcteur RIAA, correcteurs de tonalité, amplificateurs de puissance.

Le préamplificateur correcteur RIAA est à deux étages, TR501 - TR502 (canal gauche) bouclés par la contre réaction globale à travers un réseau sélectif et doté sur chaque étage du réseau de correction local. Les signaux de la platine tourne-disque qui y sont traités en sortent avec un gain de 40 dB, puis il sont dirigés simultanément vers la sortie enregistrement et les correcteurs de tonalité.



- 1 - Galvanomètre d'accord AM-FM.
- 2 - Cadran FM-PO.
- 3 - Voyant Stéréo.
- 4 - Commande d'accord à volant gyroscopique.
- 5 - Potentiomètre de volume couplé à la mise sous tension.
- 6 - Sélecteur de sources : PU, FM, AM, AUX1, AUX2.
- 7 - Monitoring.
- 8 - Quadristéréo (à partir d'un décodeur extérieur).
- 9 - Muting.
- 10 - Mono-stéréo.
- 11 - Filtre passe-bas.
- 12 - Correction physiologique.
- 13 - Jack pour recopie sur magnétophone (Dubling).
- 14 - Casque haute ou basse impédance.
- 15 - Sélecteur d'enceintes : A, B, A+B coupure d'enceintes, mise sous tension du décodeur 4 canaux.
- 16 - Correcteur graves.
- 17 - Correcteur aigus.
- 18 - Balance.

Les contrôles de volume et balance sont disposés à l'entrée des circuits correcteurs, montés en Baxendall (TR901 - TR902).

L'amplificateur de puissance, dont nous n'analyserons pas les circuits qui sont employés sur tous les appareils aux bonnes performances et dont nous avons à maintes reprises détaillé le fonctionnement, sont du type à liaison directe et entrée différentielle.

Les transistors de sortie sont disposés en circuit quasi complémentaire, leur point de fonctionnement est contrôlé par le potentiomètre ajustable VR601 de façon à obtenir une tension continue voisine de 0 au point milieu.

La protection des étages de sortie est électronique, elle est assurée par les transistors TR605 - TR606, alors que les enceintes sont protégées par des fusibles F2 - F3.

Les petits étages et le tuner sont alimentés par les tensions

filtrées électroniquement à l'aide des transistors TR801 - TR802.

CONTROLE DES PERFORMANCES

Avant de procéder au relevé des caractéristiques, nous avons chargé l'amplificateur et maintenu à pleine puissance pendant 4 heures. Après ce test nous avons relevé les chiffres suivants.

Tuner. Sensibilité FM : 1,5 μ V pour un rapport signal/bruit de 26 dB, 1,8 μ V pour 30 dB, attaque de l'antenne sur 75 Ω . Bande passante : en stéréo, 30 Hz - 15 kHz.

Séparation des canaux : G/D, 32 dB à 100 Hz, 39 dB à 1 kHz 31 dB à 12 kHz ; D/G, 31 dB à 100 Hz, 40 dB à 1 kHz, 30 dB à 12 kHz, sans

retouche des réglages effectués à l'usine.

Rejection des fréquences 76-38-19 kHz : 48 dB sur la fréquence la moins atténuée.

Rapport de capture : 1,3 dB.

Tous ces chiffres correspondent aux spécifications publiées.

AMPLIFICATEURS

La puissance maximale relevée avant déformation du signal atteint 2 x 56 W/8 Ω , 2 x 45 W/8 Ω .

A la valeur nominale, 2 x 50 W/4 Ω nous avons noté une distorsion harmonique de 0,3 % à 1 kHz, 0,4 % à 40 Hz, 0,35 % à 20 kHz.

Toujours pour cette puissance, le taux de distorsion par intermodulation est de 0,45 % aux fréquences 50/6 000 Hz en rapport 4/1.

La bande passante est linéaire à \pm 0,5 dB entre

40 Hz et 20 kHz à \pm 1 dB entre 20 Hz et 32 kHz.

La correction RIAA est fidèle à la courbe idéale, l'écart maximal étant de 1 dB, donc dans la fourchette des spécifications.

Côté correcteurs de tonalité, nous avons relevé + 14 - 15 dB à 50 Hz, \pm 13 dB à 15 kHz.

CONCLUSION

Ampli-tuner de forte puissance, le Sherwood S7310 est doté de performances élevées, toutes conformes aux spécifications du constructeur. La facture est moderne, la présentation d'une sobriété américaine, sans gadgets inutiles. Le rapport qualité/prix intéressant et la fiabilité des circuits bien étudiés et largement dimensionnés lui permettent de séduire l'amateur de HIFI.

J. BERCHATSKY

CENTRE DISTRIBUTION

73, rue des Cévennes
75015 - PARIS
578-28-08



RA 134 T

Récepteur 2 gammes PO.GO. Alimentation : 12 V (- à la masse). Double facilité de montage.

- Montage rapide sous le tableau de bord.
- Encastré dans le tableau de bord ou dans une console.

Dimensions :
P. 90 x L. 162 x H. 41 mm.



AFFAIRE DU MOIS

Chaîne ANGLAISE TELLUX. 2 x 6 W. Belle présentation. Platine changeur TD B.S.R. Voyant lumineux pour mise en marche. Prise Jack pour casque d'écoute. Prise DIN pour magnéto. Livré avec casque d'écoute.

Dim. : 390 x 350 x 180 mm
BAFFLE : 410 x 190 x 100 mm

596 F + port 50 F

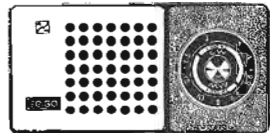
RA 2218

MAGNETOPHONE - Piles et secteur, clavier de commande à touches, micro incorporé, cassette, câble de liaison.



320 F + port 10 F

COMIX SELGA 404



Gros pocket PO.GO. Livré avec housse en cuir et écouteur.

78 F + port 5 F

EXCEPTIONNEL

Radio - Réveil - Signal - Réveil automatique PO. GO - livré avec housse cuir, piles, écouteur 169 F + port 10 F

Salle exposition au
73, rue des Cévennes - 75015 PARIS
Métro Lourmel

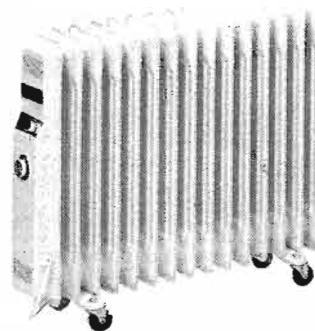


COMIX SOKOL 403

Poste PO/GO alimenté par accus rechargeable incorporé livré avec rechargeur housse en cuir, écouteur

108 F + port 10 F

RADIATEUR ELECTRIQUE A CIRCULATION D'HUILE



en acier, peinture double couche de laque, ivoire. Câble d'alimentation de 2 mètres avec prise, 3 allures de chauffe. Thermostat. Grande marque allemande.

1000 W	264 F
1500 W	282 F
2000 W	324 F
2500 W	390 F
3000 W	432 F

+ PORT 50 F

VENTE PAR CORRESPONDANCE

Paiement à la commande par mandat, chèque OU CCP



CAMERAS SONORES SANKYO

SANKYO, qui a bâti sa réputation sur sa gamme de caméras muettes, la plus étendue du marché, offrant des performances techniques exclusives pour des prix très raisonnables, entend maintenir sa place de leader sur le nouveau marché des caméras sonores.



XL 40 S avec micro unidirectionnel et complément optique grand

CAMERA SONORE SANKYO XL-40 S

- Film : Super 8 mm sonore ou muet.
- Zoom SANKYO : F 1,2 de 8,5 à 34 mm (**macro jusqu'à 5 cm**)
- Visée Réflex avec **Télémetre à champ coupé**.
- Contrôle des piles : par bouton poussoir, lampe de contrôle extérieure et dans le viseur.
- Vitesses : **18 et 24 im/sec.**
- Obturateur : ouverture 220°.
- Indication du diaphragme dans le viseur.
- Indication de sur et sous-exposition dans le viseur.
- Touche de contre-jour.
- Indicateur de défilement de film dans le viseur.
- Lampe d'enregistrement type TV sur l'avant de la caméra.
- Deux niveaux de réglage d'enregistrement, contrôlables.
- Prises : micro, **auxiliaires**, casque d'écoute.
- Amplificateur et circuit de contrôle :
 - 4 circuits imprimés,
 - 15 transistors,
 - 18 diodes.
- Griffe porte-accessoires.
- Dimensions : 255 × 69 × 227 mm.
- Poids : 1,8 kg.
- Prix public moyen : 2 000 F TTC.

BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE
A RETOURNER A :
H. Marguet
Importateur exclusif
67, av. Faidherbe, Montreuil 93100

NOM :
ADRESSE :

LE RADIO-CASSETTE



TELETON TCR 500

LES radio-cassettes abondent sur le marché, ce n'est pas nouveau. Le TCR 500 de Téléton est un appareil que l'on peut qualifier de classique, autant par sa forme que par ses fonctions. Une originalité cependant : la possibilité de mélange entre le signal radio ou celui venant d'un microphone extérieur.

Le TCR 500 se présente comme tous les appareils japonais : un coffret en matière plastique noire, décoré de divers enjoliveurs d'aluminium anodisé. A la partie supérieure : les commandes principales : celles du magnétophone à cassette : pause, défilement rapide en avant ou en arrière, lecture et enregistrement, la touche d'arrêt est

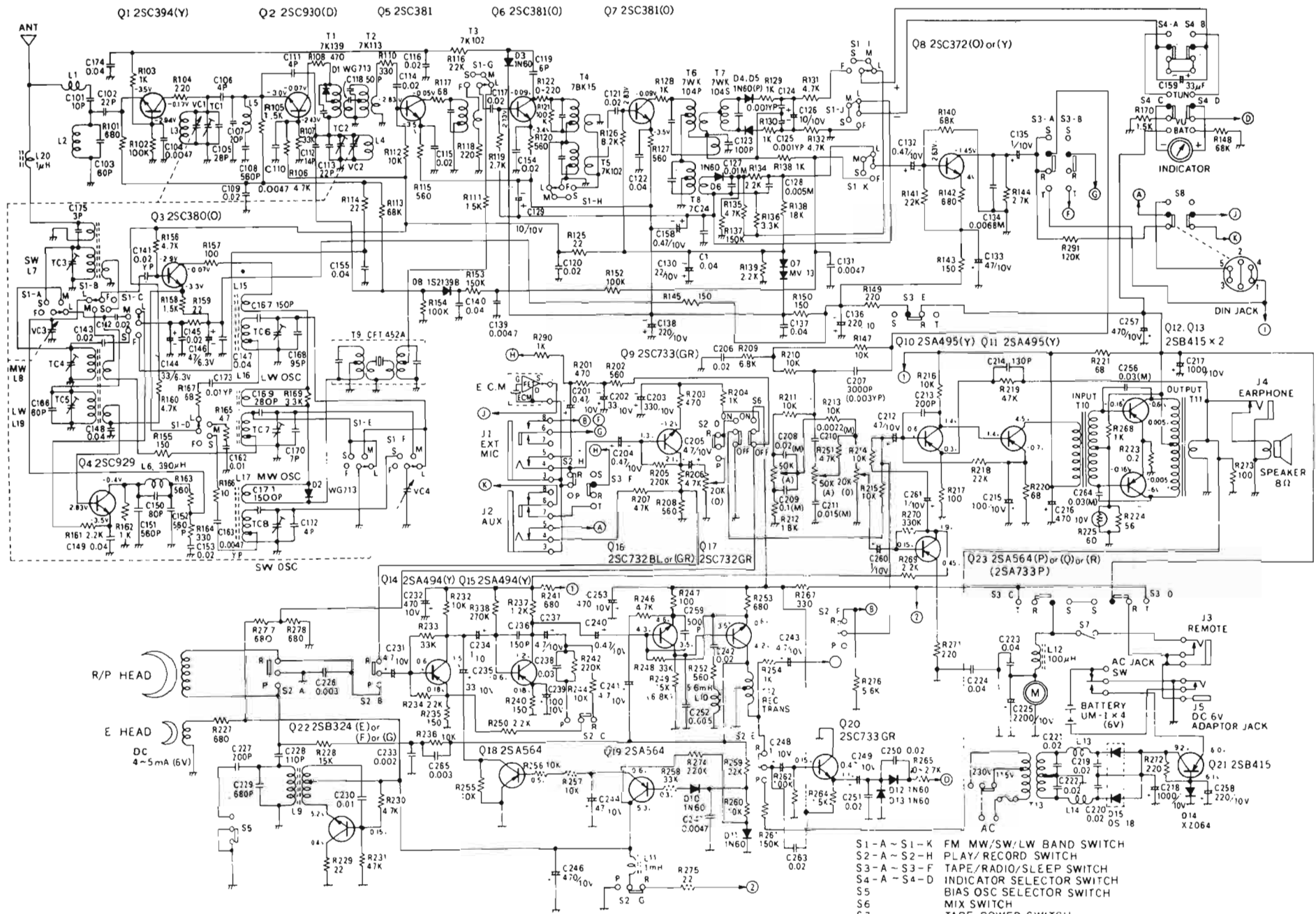
commune avec la touche d'éjection, ce qui est une solution pratique, l'éjection d'une cassette étant une opération qui succède souvent à un arrêt, ne serait-ce que pour retourner la cassette. Quatre potentiomètres sur la droite de cette face : trois pour le volume, le réglage des graves et des aigus, le quatrième pour le mélange du micro. Ce dernier se différencie des autres par sa forme ergonomique. Deux commutateurs permettent l'un la commutation de la fonction du vu-mètre, nous aurions préféré une commutation automatique, et l'autre commande la mise à l'arrêt de la radio, soit automatiquement, en fonction « sleep » (sommeil) ou la radio s'arrête

lorsque la bande installée dans le lecteur de cassette est terminée ; sur une autre position, la radio seule est en route, et si vous mettez le magnétophone en marche, rien ne se passe, la bande tourne mais vous n'entendez rien d'autre que la radio. Sur la dernière position, radio arrêtée, vous pouvez écouter le magnétophone à cassette qui se met en service dès que l'on actionne ses touches.

L'indicateur multiple à aiguille est installé sur la face avant, au-dessus du haut-parleur. Trois échelles : pour l'état des piles, le niveau d'enregistrement et pour l'indication du champ HF. A sa droite : les trois tambours rotatifs portant les échelles

des quatre gammes d'ondes. Ces cadrans s'éclairent uniquement une fois que l'on a enfoncé une touche blanche que le doigt aura été chercher sur la gauche. Dernier accessoire de cette façade : le compteur à trois chiffres utilisé sur le magnétophone à cassette.

La sélection de gamme ; modulation de fréquence, ondes courtes, moyennes et longues se fait grâce à un sélecteur doté d'une commande très douce. La recherche des stations se fait par un simple bouton rotatif moleté, un vague évidemment aurait permis de s'en servir comme d'une manivelle, pour réduire le temps de recherche, il n'est pas assez profond et ne joue



- S1-A ~ S1-K FM MW/SW/LW BAND SWITCH
- S2-A ~ S2-H PLAY/RECORD SWITCH
- S3-A ~ S3-F TAPE/RADIO/SLEEP SWITCH
- S4-A ~ S4-D INDICATOR SELECTOR SWITCH
- S5 BIAS OSC SELECTOR SWITCH
- S6 MIX SWITCH
- S7 TAPE POWER SWITCH
- S8 DIN JACK SWITCH

de ce fait qu'un rôle esthétique.

La face gauche est beaucoup plus technique. Six prises de divers types, pour l'alimentation secteur, par batterie extérieure, pour l'écouteur, livré avec l'appareil, le microphone externe vendu à part. Le TCR 500 dispose également d'une entrée auxiliaire pour raccordement à un autre appareil, TV, magnétophone, etc. à condition de disposer du bon cordon de raccordement, ce qui n'est pas évident. Deux commutateurs également : l'un pour le changement de fréquence de l'oscillateur de prémagnétisation, permettant de supprimer les interférences lors d'un enregistrement sur les petites ondes ou les ondes longues. Le dernier commutateur met en ou hors service la fonction mixage. Une dernière prise est installée sur l'arrière, c'est une prise DIN à 5 broches, elle peut recevoir les signaux stéréo d'un ampli ou d'une autre source. Le constructeur ne donne, sur sa notice aucune indication en ce qui concerne les sensibilités, comme il s'agit d'une prise DIN, nous pouvons penser qu'il n'y aura aucun problème lorsqu'il s'agira de relier le TCR 500 à un appareil aux normes DIN.

ETUDE DU SCHEMA

Section radio.

Q_1 , le premier transistor est monté en amplificateur HF à base commune. Sa base est mise à la masse par le condensateur C_{104} . Le circuit d'entrée est adapté à l'antenne ; cette dernière est également utilisée pour la réception des ondes courtes. Sa charge de collecteur est accordée par l'une des deux cages du condensateur variable d'accord. Le transistor Q_2 est monté à la fois en convertisseur et en oscillateur local, c'est la seconde cage du CV qui accorde l'oscillateur. La diode D_8 reliée à la sortie du discriminateur sert à la

commande automatique de fréquence. Une diode, montée en parallèle sur le primaire du premier transfo F_1 écrête les signaux dont l'amplitude serait trop grande. Le transistor Q_5 amplifie les tensions à 10,7 MHz. Le transistor Q_6 sert pour toutes les gammes d'ondes, pour la réception de la modulation de fréquence, le transfo FI à 455 kHz est court-circuité et ne vient donc pas perturber le fonctionnement de cette section. Ce transistor, qui reçoit, en modulation d'amplitude les signaux de CAG travaille à ce moment avec son gain maximal. Le dernier étage amplificateur attaque un discriminateur de rapport qui délivre un signal BF et une tension de CAF.

En modulation d'amplitude, les grandes ondes ont reçu un traitement de faveur, le transistor Q_4 sert d'amplificateur HF avant que le signal entre dans l'oscillateur/mélangeur Q_3 . Pour les ondes moyennes et courtes, le signal arrive directement, ou plus exactement par l'intermédiaire d'un commutateur sur Q_3 . Un filtre complexe à bobines classiques et à filtre céramique assure une bande passante étroite à l'amplificateur FI. Q_6 et Q_7 amplifient le signal HF, Q_3 , Q_5 et Q_6 sont soumis à la CAG.

Section AF.

L'amplificateur de sortie est un modèle très simple, les amplificateurs à symétrie complémentaire ont du mal à faire leur place pour les basses puissances, plus particulièrement lorsque les tensions d'alimentation sont faibles. Des transistors au germanium sont utilisés dans toute cette section.

Le correcteur grave/aigu est installé comme élément de liaison, on dispose d'un réglage séparé des graves et des aigus, comme sur les amplificateurs Hi-Fi.

Le magnétophone a deux têtes : l'une pour l'effacement et l'autre pour l'enregistrement et la lecture. L'effacement se fait par courant

continu, formule simple sur le plan technique mais donnant un bruit de fond plus important que l'effacement HF. La prémagnétisation se fait par un oscillateur utilisant le transistor Q_{22} . Le changement de la fréquence se fait en mettant un condensateur de 200 pF en parallèle sur le secondaire du transfo-oscillateur. Le mélange entre la tension AF et celle de prémagnétisation se fait par le condensateur : C_{228} .

L'entrée du son externe se fait sur un microphone à électret associé à un transistor à effet de champ. Ce transistor est mis hors service lors de l'insertion du jack dans la prise micro. La commande automatique de gain de l'amplificateur d'enregistrement utilise la résistance dynamique du transistor Q_{18} ; ce transistor reçoit sur sa base une tension détectée par les diodes D_{10} et D_{11} . L'alimentation par secteur utilise un transformateur dont le primaire est utilisable sur 115 ou 230 V. Son secondaire à point milieu permet un redressement par deux diodes. Un transistor de petite puissance, Q_{21} délivre une tension régulée et filtrée.

Le mécanisme du magnétophone est pourvu d'un arrêt automatique, ce dernier est entièrement mécanique, son principe s'apparente à celui des arrêts des tourne-disque : un palpeur capte la tension de la bande et embraye, en fin de cassette un système mécanique entraîné par le volant de cabestan.

FABRICATION

Comme le schéma, elle est classique : des fils de liaison courant de gauche à droite, de toutes les couleurs ; les circuits imprimés sont soudés à la vague. Deux connecteurs type Noval, permettent de dissocier en quelques instants la partie magnétophone de la section radio.

CONCLUSION

L'utilisation d'un haut-parleur de 10 cm de diamètre de bonne qualité permet d'obtenir, en modulation de fréquence, une qualité musicale honorable, bien entendu il ne s'agit pas de Hi-Fi, mais l'écoute est extrêmement confortable. La qualité de la construction est bonne, on regrettera toutefois une légère perte de niveau entre l'enregistrement MF et sa reproduction sur le haut-parleur interne, sans doute parce que les émissions MF sont moins modulées que celles en MA où on recherche une portée maximale. Un poste sensible qui vous permettra de capter Radio Pékin et pas mal d'autres stations. La réception à Paris de RMC est excellente grâce à l'utilisation d'un préamplificateur HF et l'adoption d'un filtre céramique en FI.

UN DISPATCHING À TOUCH-CONTROL

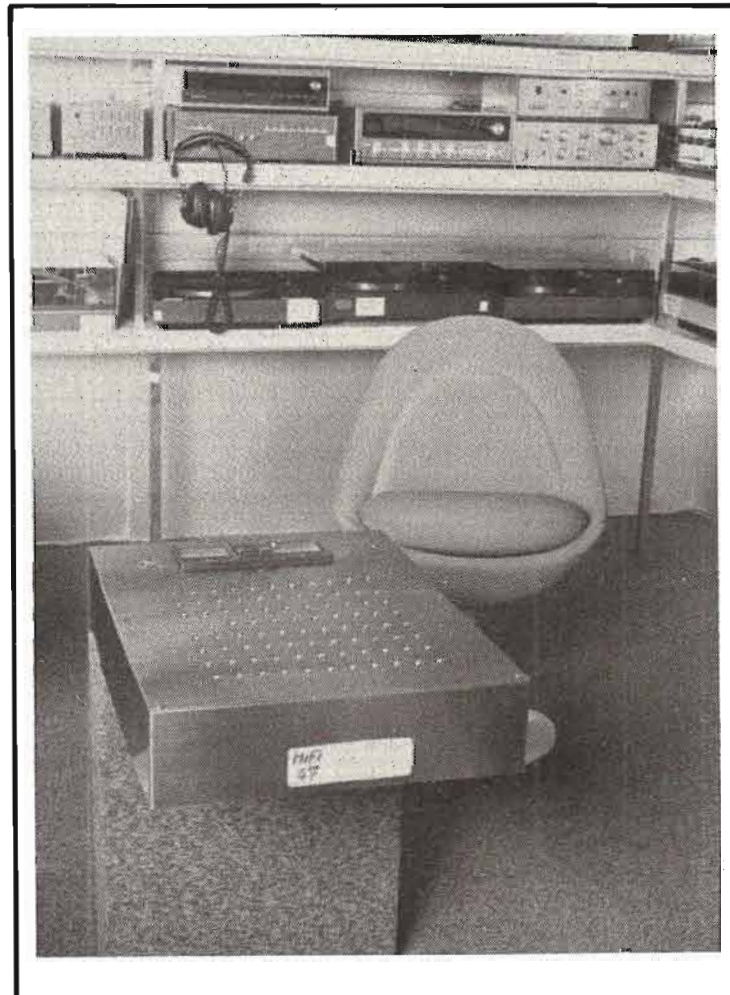
CE titre, nous l'avions déjà utilisé dans notre numéro 1503 du mois de mai 1975. Ce dispatching était très modeste, il permettait seulement de commander quatre entrées, c'est-à-dire pas grand chose. Nous avons alors proposé une extension à sept entrées, sans aller plus loin.

Un de nos lecteurs, qui par ailleurs est installé comme revendeur Hi-Fi au 47, de la rue Maurice-Thorez à Nanterre a pris ces exemples et a tout simplement étendu ce principe à un appareil autrement plus complexe puisque le dispatching qu'il utilise dans son magasin ne dispose pas moins de quatre groupes de 22 entrées. 22 entrées pour tourne-disques, 22 pour les enceintes, 22 pour les amplificateurs et 22 pour les magnétophones.

Notre document montre la réalisation dans un cadre typiquement « Hi-Fi », un horizon bouché par les appareils. La partie « commande » que l'on voit ici est réalisée en acier inoxydable. L'électronique est rassemblée dans l'épaisseur du pupitre, chaque circuit intégré est installé sur une plaque enfichable. Les voyants apparents ici servent également de touches, ce sont des

voyants à diodes LED de Russenberger dont le corps métallique assure la fonction touche à effleurement, suivant un principe que l'on pouvait voir dans le précédent

numéro du Haut-Parleur. Cette méthode de fabrication des touches est simple et économique ; si les voyants sont relativement chers, il y en a 88 ici, ils permettent de simplifier



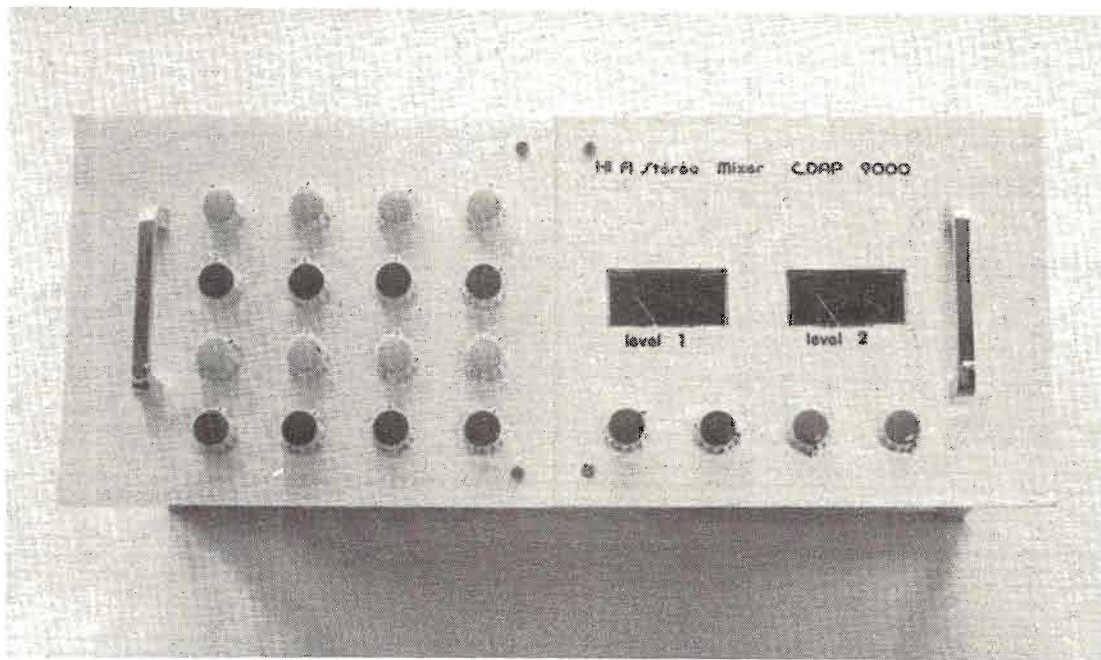
les opérations d'usinage de la façade et un trou carré coûte beaucoup plus cher qu'un trou circulaire.

Pour compléter cette façade : deux potentiomètres de volume, pour l'obligatoire compensation du rendement des enceintes et deux voyants, particulièrement décoratifs.

Les relais, au nombre de 56, sont rassemblés sur quatre plaques de verre époxy peu épaisses puisque les relais ont une épaisseur inférieure à 15 mm. Les circuits de commutations sont donc peu encombrants. Des fils de liaison, genre câble téléphonique, assurent la liaison entre le relayage du fond et le pupitre. Les signaux BF passent donc directement d'un appareil à l'autre via le relayage ce qui n'a pas semblé, d'après ce que nous avons pu constater poser trop de problèmes de ronflements. Alors, si vous passez dans le coin, demandez une démonstration de ce dispatching « Le Haut-Parleur », non, pas tout à fait car c'est tout de même M. Berger qui a eu le mérite de pousser l'un de nos montages dans une voie intéressante que nous avons bien imaginée, mais sans oser l'expérimenter.

Etienne LEMERY

UN MÉLANGEUR STÉRÉO



POUR MICROS ET INSTRUMENTS

GÉNÉRALITÉS

ETANT donné l'important courrier que nous avons reçu nous demandant des appareils pour les groupes se produisant sur scène, nous vous proposons ici un pupitre de mélange stéréophonique pouvant recevoir 8 microphones ou instruments plus un magnétophone.

Ce pupitre, étant donné son faible encombrement et sa souplesse d'emploi, peut être aisément transporté.

La répartition des entrées et des commandes est la suivante :

— Sur chaque canal se trouvent 4 entrées pouvant recevoir chacune un micro ou un instrument. Toutes les entrées ont un réglage de volume et de tonalité indépendant.

— L'entrée haute impédance pour magnétophone est directement raccordée en stéréo et possède, elle aussi, un réglage de volume et de tonalité.

— Restent ensuite la commande de volume général et la balance. Deux V.U.-mètres permettent de contrôler le

niveau sur chaque canal. Les sorties permettent de raccorder cet appareil sur tout amplificateur HI-FI ou de sonorisation.

Il s'agit donc ici d'un appareil qui, nous l'espérons, intéressera tous les groupes soit théâtraux ayant l'habitude de se servir d'une sonorisation soit les musiciens. D'autre part notre appareil peut être utile à toute personne aimant réaliser des enregistrements de conférence ou de table.

ronde, ainsi qu'à tous les cinéastes amateurs, ces derniers ayant souvent beaucoup de problèmes avec la bande son.

ETUDE TECHNIQUE

Nous sommes, pour cette réalisation, en présence de 4 modules de types bien diffé-

rents adaptés à chaque fonction de notre appareil.

Ces 4 types de modules sont :

- Les modules d'entrée basse impédance ;
- Les modules d'entrée haute impédance ;
- Les modules de sortie ;
- Les modules V.U.-mètres.

— **Les modules d'entrée basse impédance :**

Leur schéma théorique est donné à la figure 2. Ils se com-

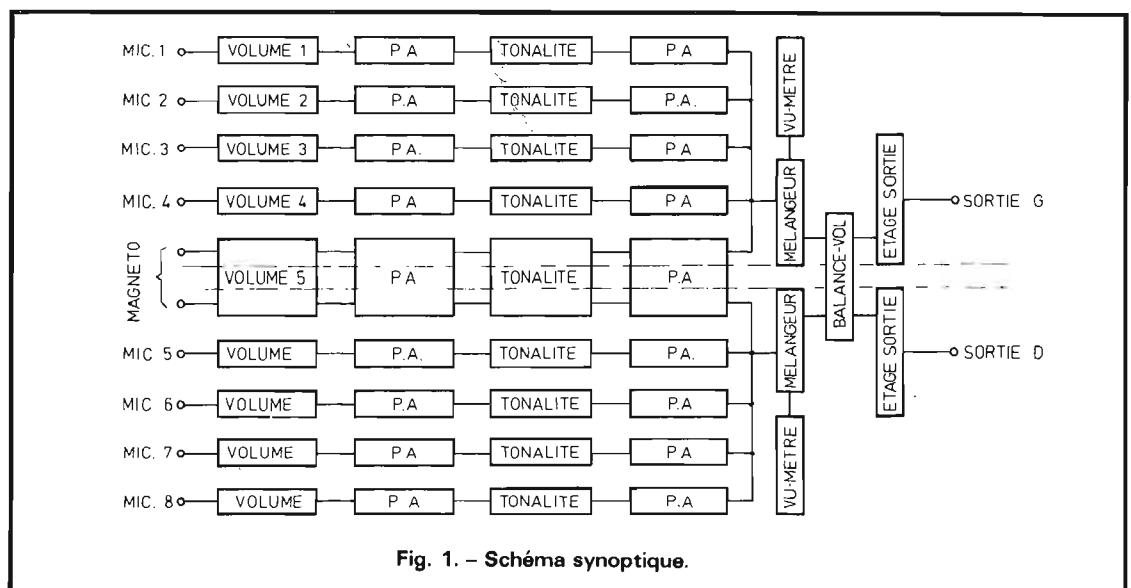


Fig. 1. — Schéma synoptique.

posent de deux transistors montés en charge répartie.

Le gain du premier étage est donné par le rapport :

$$\frac{R_2}{R_5} = \frac{4,7 \cdot 10^3 \Omega}{100 \Omega} = 47$$

La polarisation du transistor est assurée par la résistance R_1 . Cette polarisation est gardée constante à l'aide de C_1 monté entre le curseur du potentiomètre P_1 et la base du transistor.

L'impédance d'entrée de cet étage est donnée par la formule :

$$Z_e = P_1 // R_1 // \beta R_5$$

$$= \frac{P_1 \times R_1 \times \beta R_5}{P_1 R_1 + P_1 \beta R_5 + R_1 \beta R_5}$$

Pour les transistors utilisés nous avons $\beta \approx 300$.

Ce qui nous donne :

$$Z_e = \frac{22 \cdot 10^3 \times 1,7 \cdot 10^6 \times 300 \times 100}{(22 \cdot 10^3 \times 1,7 \cdot 10^6) + (22 \cdot 10^3 \times 300 \times 100) + (1,7 \cdot 10^6 \times 300 \times 100)}$$

$$= 12,5 \text{ k}\Omega.$$

Le gain du second étage sera égal à :

$$\frac{R_4}{R_6} = \frac{10 \cdot 10^3}{10^3} = 10$$

Le gain total de ce module sera donc :

$$A_v = A_{v1} \times A_{v2} = 47 \times 10 = 470$$

L'impédance de sortie est telle que :

$$Z_s = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

Le transistor T_2 est polarisé à l'aide d'un pont diviseur de tension composé de la résistance R_3 et du potentiomètre P_2 .

Une capacité est montée entre le curseur de P_2 et la masse pour former un filtre passe-bas.

La fréquence de coupure est la suivante :

$$F_o = \frac{1}{2 \pi R_2 C_3} = \frac{1}{2 \pi \times 4,7 \cdot 10^3 \times 0,22 \cdot 10^{-6}}$$

$$F_o = 154 \text{ Hz.}$$

Ces modules ne comprennent qu'un seul étage à transistor. Celui-ci est monté en charge répartie.

La polarisation de ce transistor est obtenue à l'aide d'un pont diviseur de tension composé de R_7 et P_4 . Le gain en tension de cet étage est donné par le rapport :

$$\frac{R_8}{R_9} = \frac{10^4}{2,2 \cdot 10^3} = 4,5$$

L'impédance de sortie de cet étage est égale à R_8 donc à $10 \text{ k}\Omega$.

Son impédance d'entrée est donnée par la formule :

$$Z_e = P_3 // P_4 // R_7 // \beta R_9$$

$$Z_e = 50 \text{ k}\Omega.$$

Les capacités C_5 et C_6 assurent la stabilité des polarisations du transistor. Le condensateur C_7 monté sur le curseur de P_4 sert de filtre passe-bas et permet donc le dosage des aigus.

— **Le module de sortie** (fig. 4) :

Ils comportent deux étages. Le premier est constitué d'un transistor monté en charge répartie, le second d'un transistor monté en collecteur commun.

Le gain du premier étage est donné par le rapport :

$$\frac{R_{11}}{R_{14}} = \frac{10^4}{10^3} = 10$$

Son impédance d'entrée sera :

$$Z_e = P_5 // R_B // \beta R_{14}$$

avec

$$R_B = R_{10} // R_{13}$$

$$= \frac{3,9 \cdot 10^5 \times 4,7 \cdot 10^4}{3,9 \cdot 10^5 + 4,7 \cdot 10^4}$$

$$R_B = 4,2 \cdot 10^4.$$

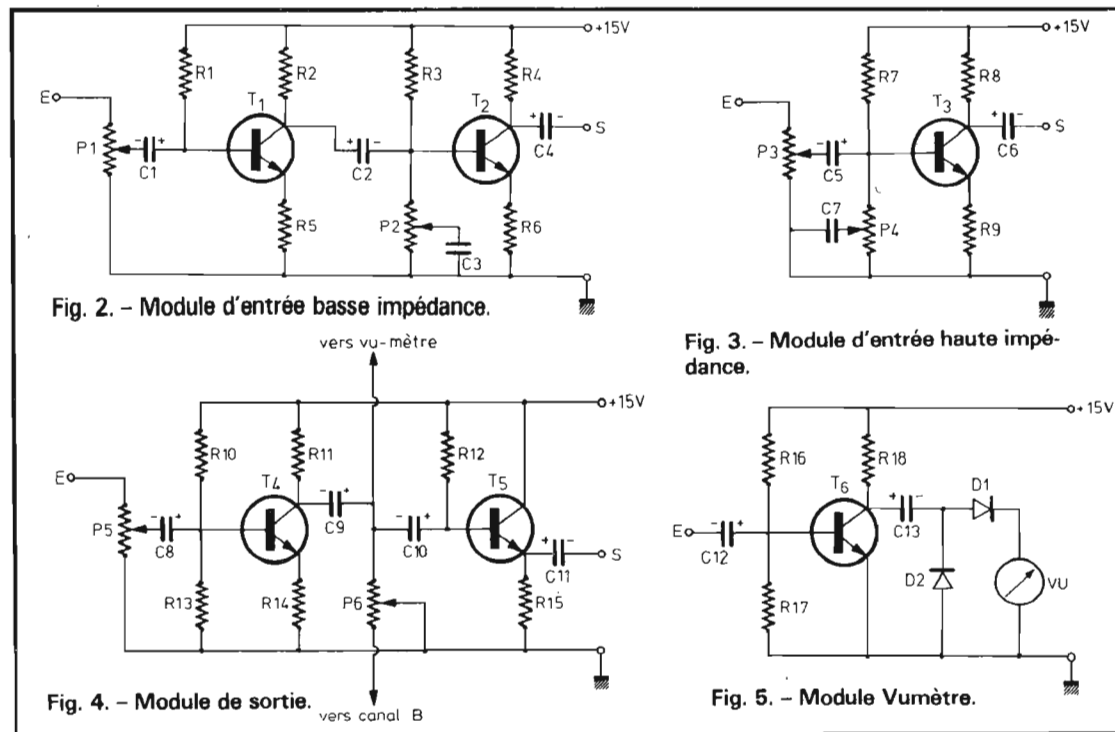
donc :

$$Z_e = \frac{P_5 \times R_B \times \beta R_{14}}{(P_5 \times R_B) + (P_5 \times \beta R_{14}) + (R_B \times \beta R_{14})}$$

$$Z_e = 2 \text{ k}\Omega.$$

Ce filtre permet donc d'atténuer très efficacement les fréquences élevées.

— **Les modules d'entrée haute impédance** (fig. 3) :



Les stabilités des polarisations sont assurées par les capacités C_8 et C_9 . Le potentiomètre P_6 permet de réaliser la balance.

L'étage en collecteur commun :

Puisque T_5 est monté en collecteur commun le gain de cet étage sera égal à 1.

La polarisation de T_5 est obtenue par R_{12} et R_{15} .

L'impédance de sortie de cet étage est donnée par la formule :

$$Z_s = \frac{h_{11c} + (R_{11} // R_8)}{\beta}$$

Nous avons $h_{11c} \approx 1,7$ pour le BC 109 C. Et,

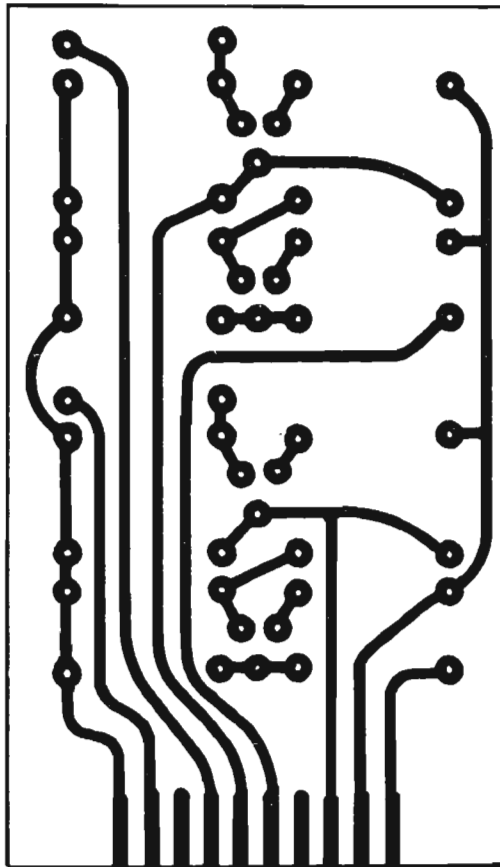
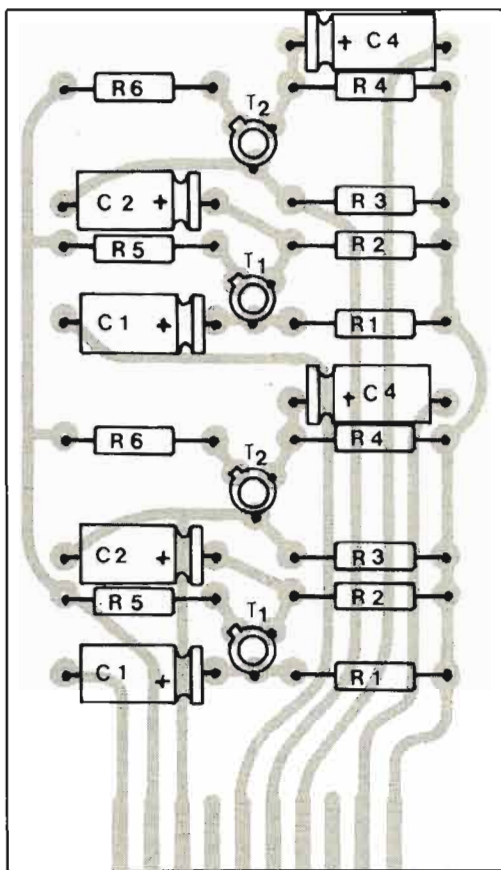


Fig. 6. - Module passe impédance : a - vu côté composants ; b - vu côté circuit.

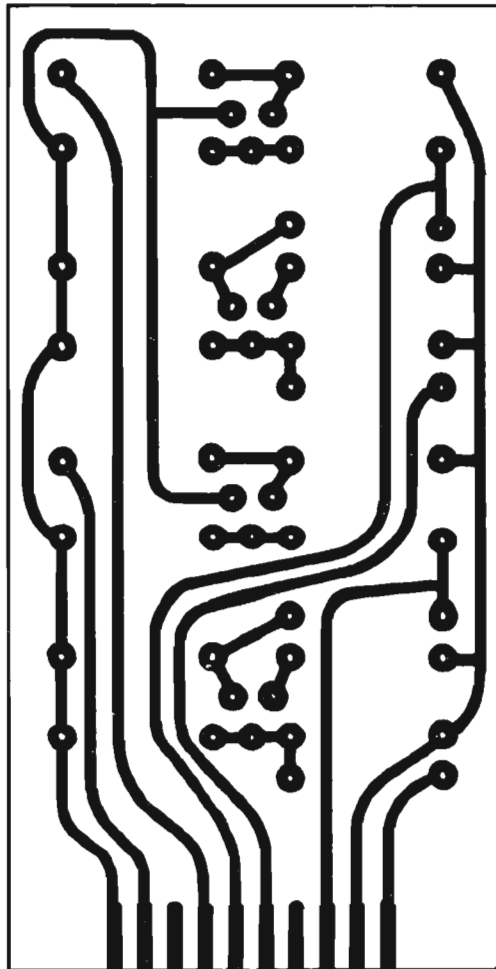
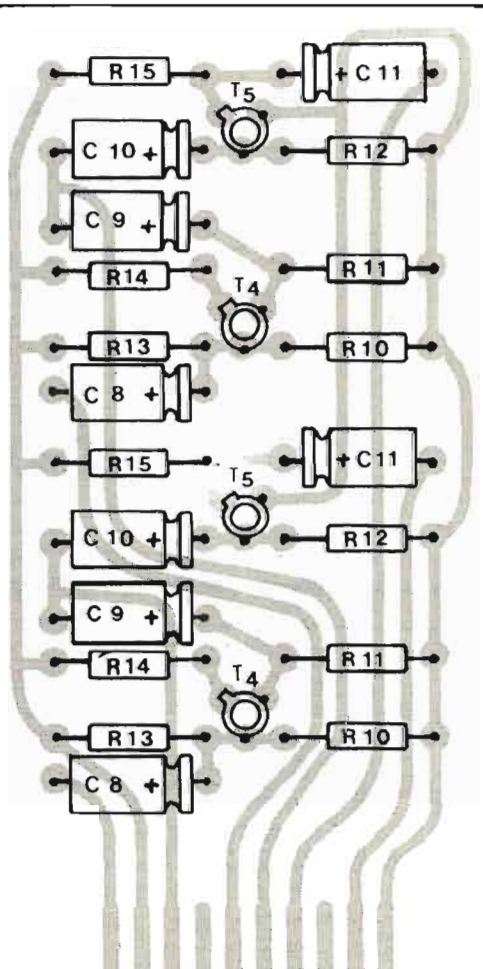


Fig. 8. - Module de sortie : a - vu côté composants ; b - vu côté circuit.

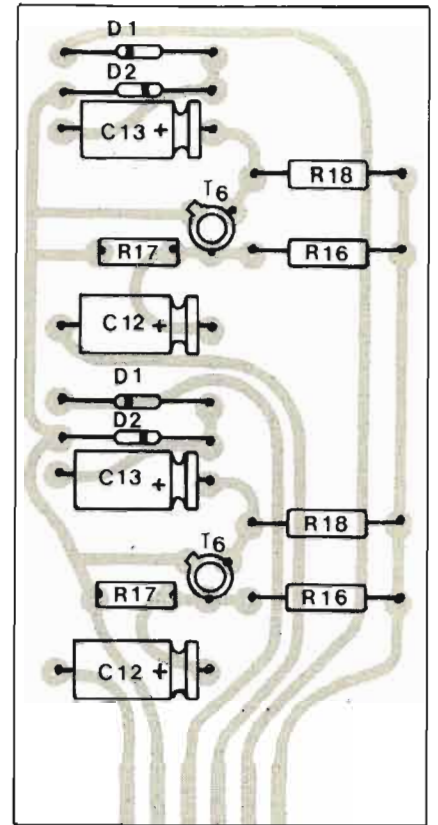


Fig. 9a. - Module vumètre vu côté composants.

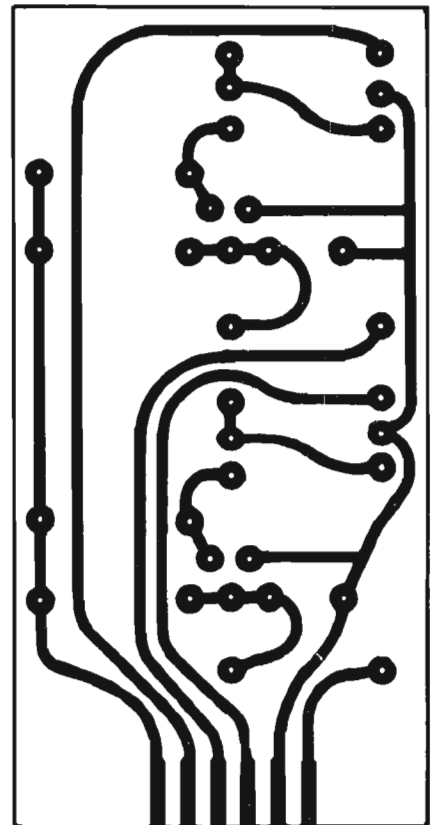


Fig. 9b. - Module vumètre vu côté circuit.

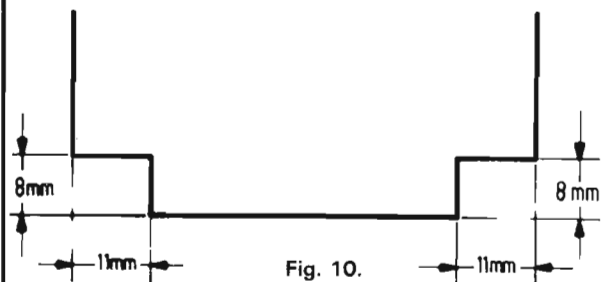


Fig. 10.

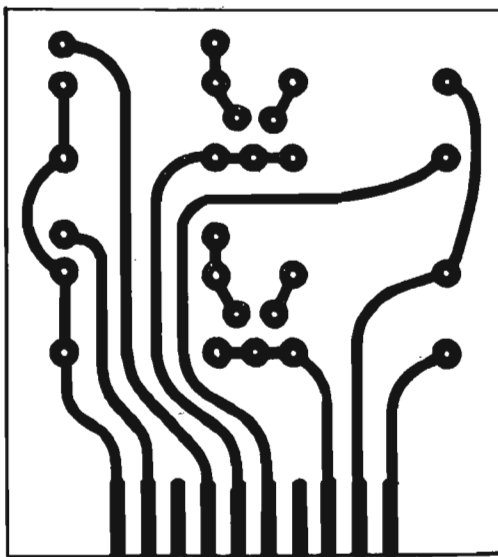
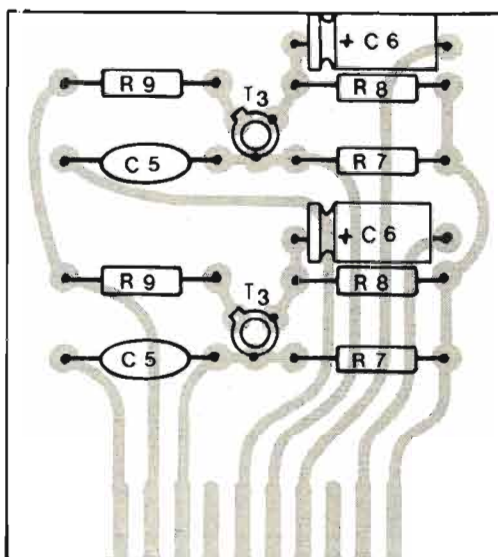


Fig. 7b.
Module
haute impédance
vu côté circuit.

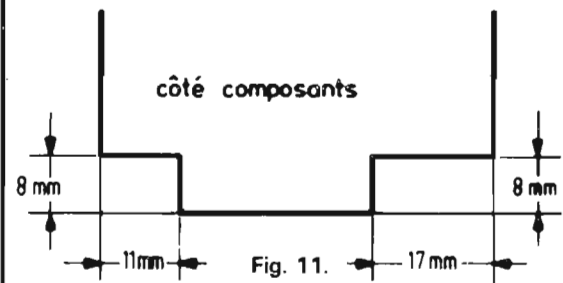
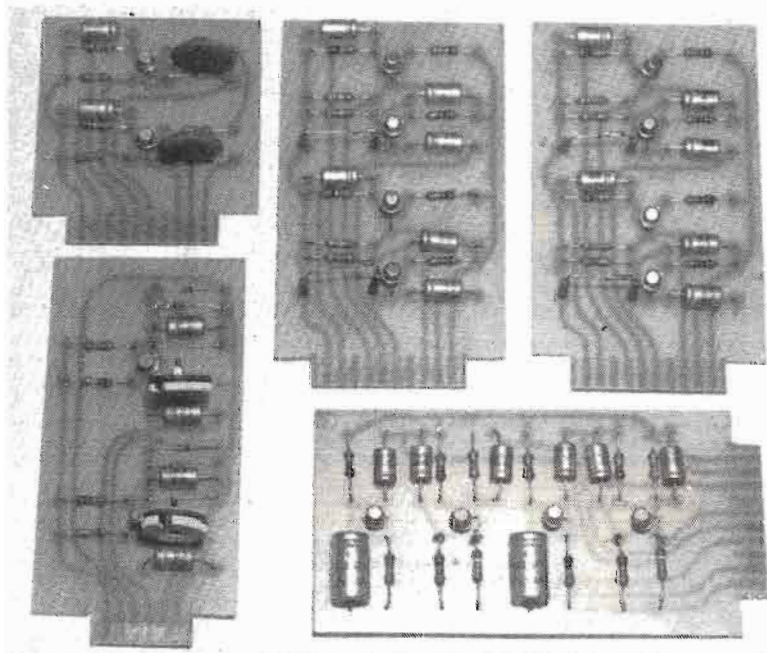


Fig. 11.



$$R_{11}/R_8 = \frac{R_{11} \times R_8}{R_{11} + R_8}$$

$$= \frac{10^4 \times 2,2 \cdot 10^5}{10^4 + 2,2 \cdot 10^5} = 9,5 \cdot 10^3$$

Donc :

$$Z_s = \frac{1,7 + 9,5 \cdot 10^3}{300} = 32 \Omega$$

Cette très faible impédance de sortie permet donc de raccorder notre régie de mélange sur n'importe quel amplificateur sans diminution du signal de sortie.

Les capacités C_{10} et C_{11} assurent la stabilité des polarisations de cet étage.

— Les modules V.U.-mètre :

Le schéma de ces modules est donné à la figure 5.

Ils comportent un transistor monté en émetteur commun.

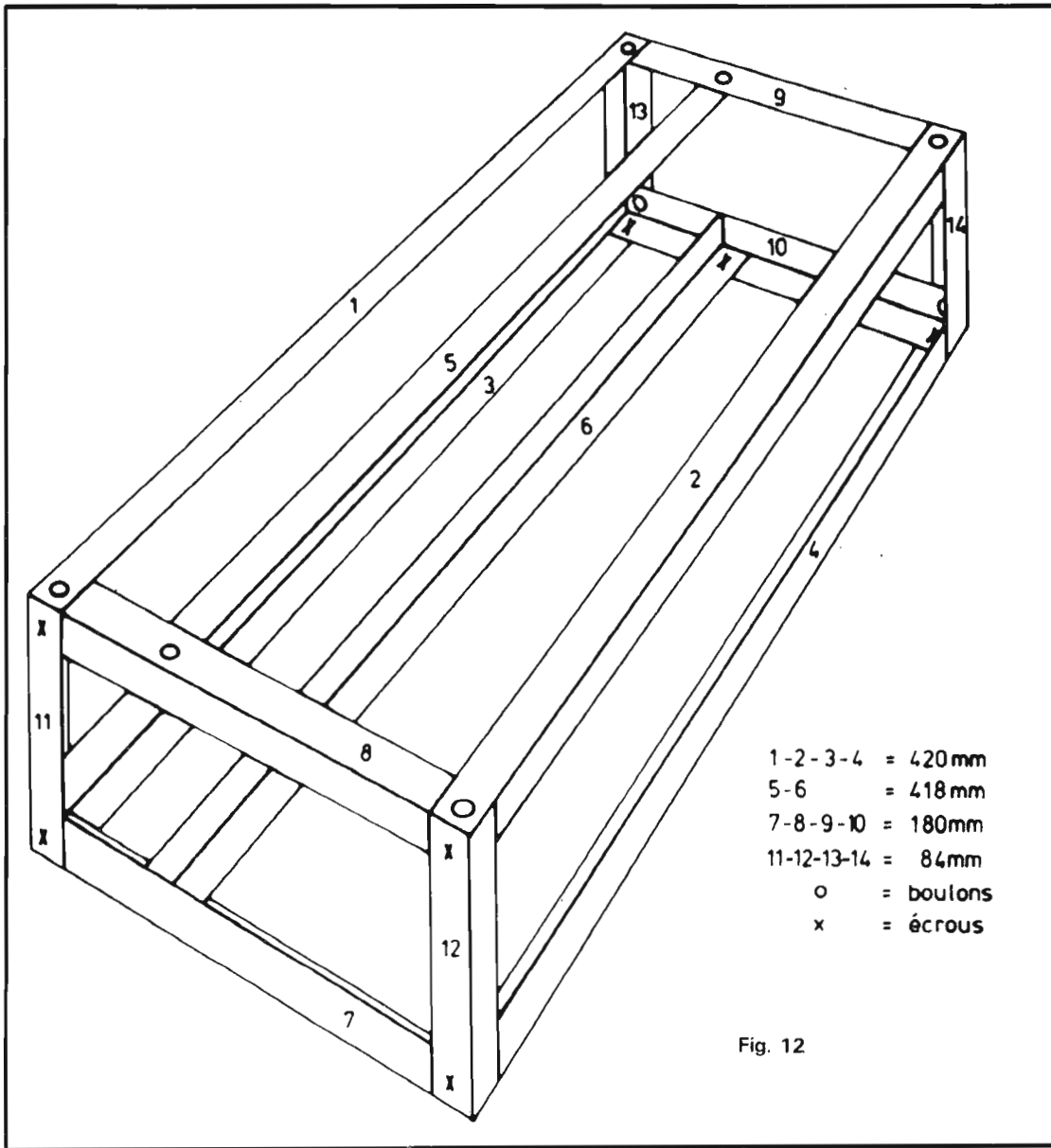
En sortie de cet étage on trouve une cellule redresseuse composée de C_{13} , D_1 et D_2 . Cette cellule attaque directement le V.U.-mètre.

RÉALISATION

1) Originalité de la réalisation :

Pour simplifier les opérations de câblage, nous vous proposons, ce mois-ci, un appareil réalisé à partir de modules enfichables. Les enficheurs se trouvant tous disposés vers la face arrière du châssis, la longueur des fils de câblage se trouve réduite à son minimum. De plus nous évitons ainsi la présence de fils devant traverser l'appareil. Ce système permet d'autre part, par l'échange de cartes imprimées, de faciliter la maintenance de cette régie de mélange.

Etant donné la large gamme d'utilisation prévue pour cet appareil, il nous a semblé utile de pouvoir le faire fonctionner sur piles, sur accumulateurs ou sur une batterie de voiture à condition toutefois que la tension de sortie, de ces diverses sources, soit comprise entre 12 V et 15 V continu. On prendra alors soin de repérer le pôle positif.



1-2-3-4 = 420 mm
 5-6 = 418 mm
 7-8-9-10 = 180 mm
 11-12-13-14 = 84 mm
 O = boulons
 X = écrous

Fig. 12

Notre montage vous est proposé dans un coffret du type rack réalisé à l'aide de cornières en aluminium ce qui abaisse sensiblement le poids de cet appareil et permet donc un transport beaucoup plus facile lors des utilisations en extérieur ou sur scène.

2) Réalisation des circuits imprimés :

Notre montage, comme nous l'avons indiqué précédemment, comporte :

- 8 modules pour micros ou instruments de musique,
- 1 module pour magnétophone stéréophonique,
- 1 module stéréophonique de sortie,
- 2 modules de lancement des V.U.-mètres,
- 1 module d'alimentation.

a) Les modules pour micros ou instruments de musique :

Ces huit modules sont présentés sous forme de quatre cartes enfichables groupant donc chacune deux modules. Le plan d'une de ces cartes vous est donné à la figure 6. Il faudra donc en réaliser quatre exemplaires. Les dimensions hors tout, de cette carte, sont 110 mm x 65 mm.

Les découpes supplémentaires pour permettre l'enfichage de cette carte vous sont données à la figure 10.

b) Le module pour magnétophone stéréophonique :

Le plan de ce circuit vous est donné à la figure 7. Ce circuit comporte les préamplificateurs des voies droites et

gauches. Il ne faudra donc réaliser qu'un seul circuit.

Les découpes à effectuer pour le connecteur sont celles de la figure 7bis. Les dimensions hors tout de ce circuit sont : 70 mm x 65 mm.

c) Le module stéréophonique de sortie :

Le plan de ce circuit vous est donné à la figure 8. Ce module étant stéréophonique il ne faut en réaliser qu'un.

Les dimensions hors tout de ce circuit sont : 125 mm x 65 mm. Les découpes restent les mêmes que pour les modules précédents et vous sont données à la figure 10.

d) Les modules de lancement des V.U.-mètres :

Les deux modules de lancement sont réunis sur la même

carte dont le plan vous est donné à la figure 9. Les dimensions hors tout de ce circuit sont : 110 mm x 55 mm. Les découpes nécessaires pour l'enfichage vous sont données à la figure 11.

Nous vous donnons maintenant quelques précisions sur les éléments utilisés pour la réalisation des circuits imprimés. Ces différents circuits ont été réalisés par méthode photosensible. Pour cela, nous avons tracé les plans de ces différents circuits sur une feuille de mylar (film plastique transparent de faible épaisseur) à l'aide d'éléments prépositionnés de marque brady : pastilles de 3,94 mm de diamètre, bandes d'environ 1,5 mm de largeur et éléments prépositionnés spéciaux pour connecteurs. Tous ces éléments sont disponibles à la Société Sonerel qui se charge également du tirage et du perçage des circuits imprimés. Tous les perçages sont faits à l'aide d'un foret de 0,8 mm.

Tous ces circuits étant destinés à être enfichés il est nécessaire de les réaliser sur verre epoxy, ce support offrant d'excellentes propriétés tant mécaniques qu'électriques.

3) Implantation des composants :

Afin de faciliter le travail et pour que celui-ci soit le plus propre possible on soudera les différents composants par ordre de taille. On commencera donc par les deux diodes du circuit de lancement des deux V.U.-mètres. On soudera ensuite toutes les résistances des différents modules puis les condensateurs en respectant leur polarité. En dernier lieu nous souderons les transistors en prenant soin de respecter leur brochage et en évitant de trop les chauffer lors des soudures. Par mesure de sécurité, sur les fers à souder de forte puissance, il est conseillé de débrancher ceux-ci du secteur afin que les courants de fuite des résistances chauffantes ne risquent pas d'endommager les jonctions

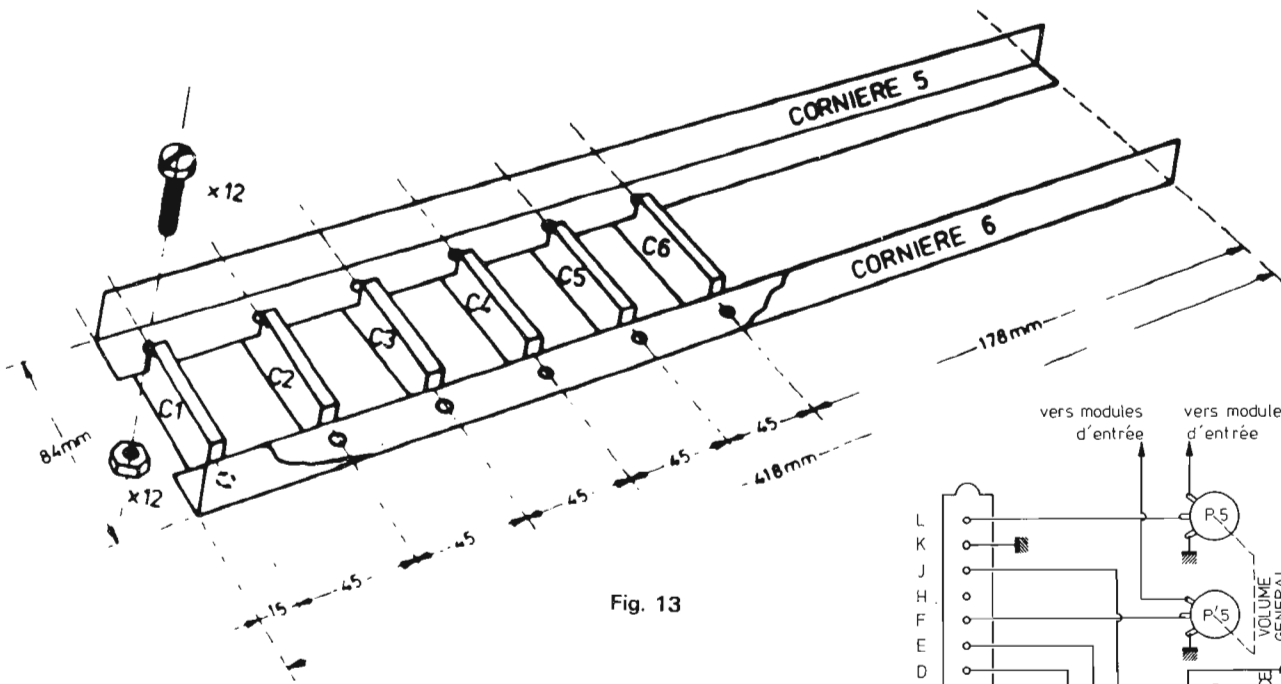
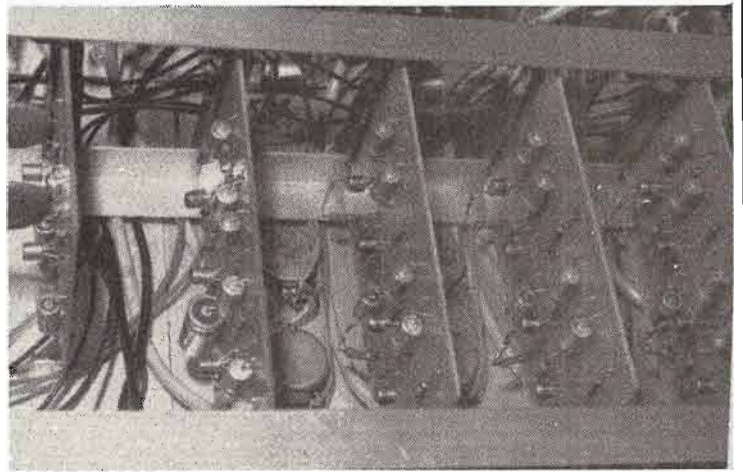
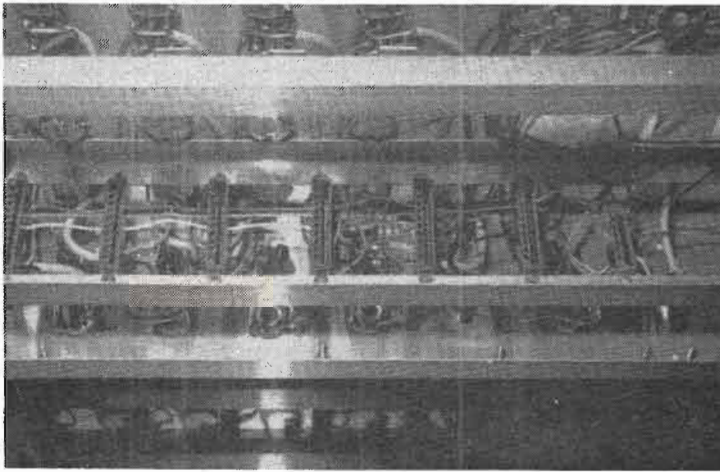


Fig. 13

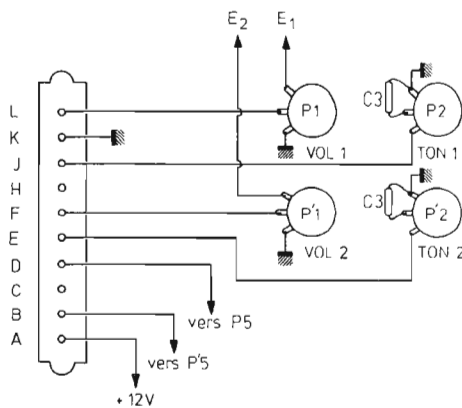


Fig. 14. - Brochage des connecteurs basse impédance réf. 8600-10 SP1DJ. Ce brochage est à réaliser quatre fois.

Fig. 15. - Brochage du connecteur du module haute impédance.

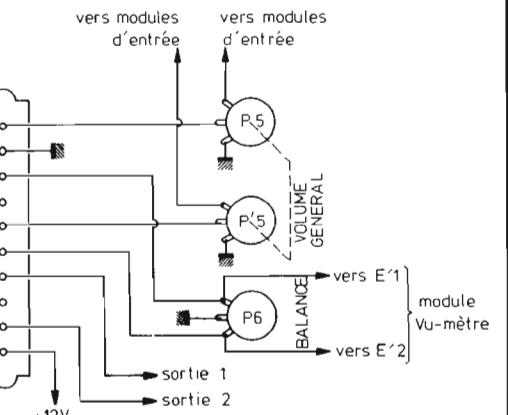
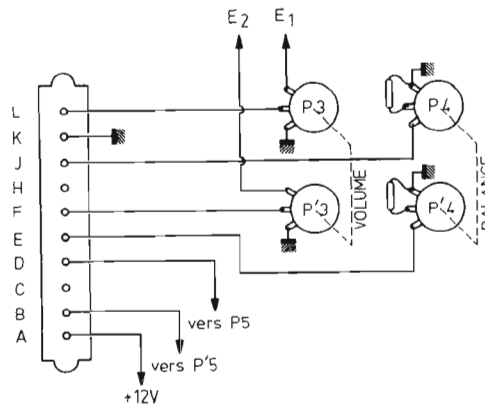


Fig. 16. - Brochage du connecteur du module de sortie.

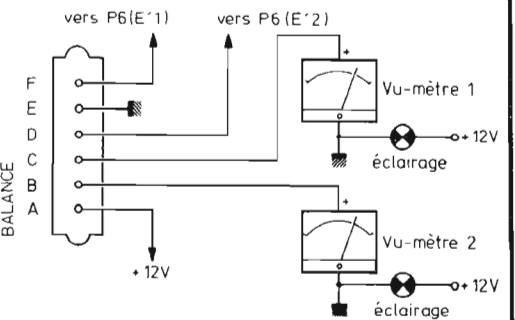


Fig. 17. - Brochage du connecteur du module vumètre réf. 8600-06 SP1EJ.

internes des transistors. Les transistors utilisés sont relativement résistants et si vous suivez nos conseils, leur implantation ne doit poser aucun problème. Nous vous conseillons d'utiliser pour cette réalisation des composants de qualité afin qu'elle suive les caractéristiques indiquées.

Tous les plans d'implantation des composants vous sont donnés à l'échelle 1.

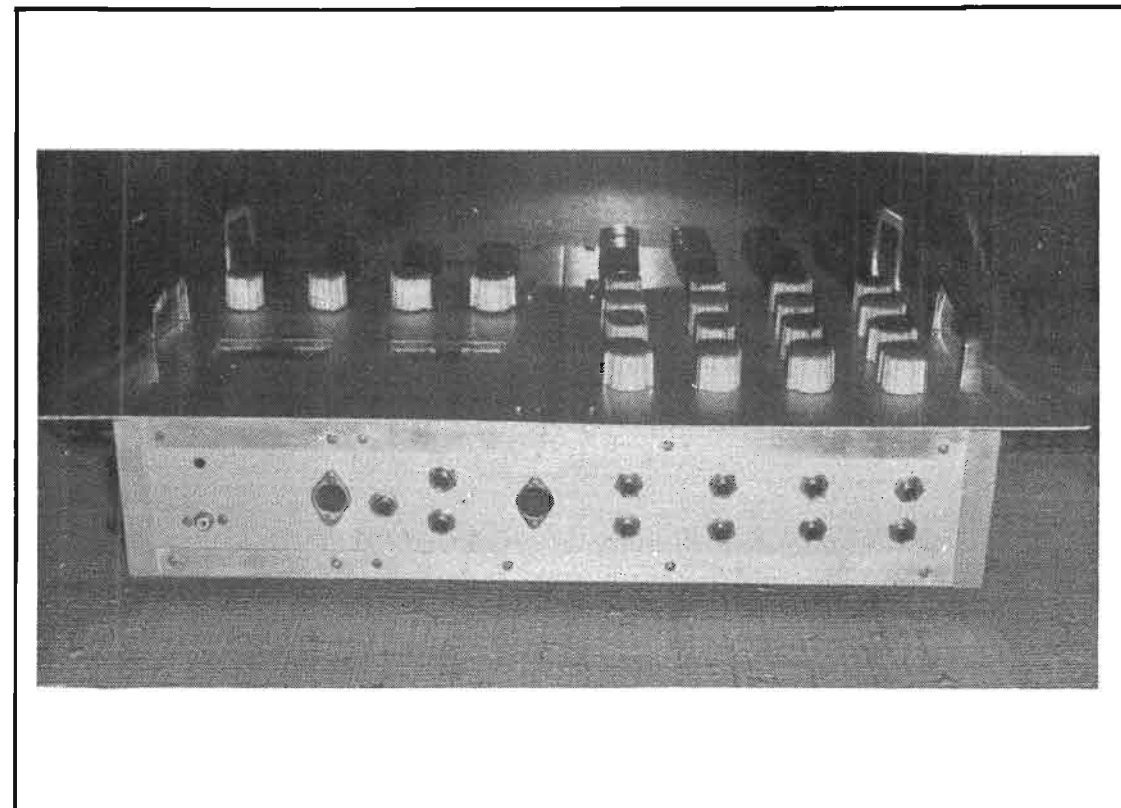
RÉALISATION DU COFFRET

Etant donné la présentation type rack que nous avons retenue pour cet appareil, le boîtier est constitué d'un châssis en cornière d'aluminium de : 420 mm x 180 mm x 84 mm. Ce châssis portera tous les enficheurs sur les cornières 5 et 6. Il sera ensuite fixé sur une plaque d'aluminium de 500 mm x 200 mm. Cette plaque constituera la face avant de l'appareil. Elle portera donc tous les potentiomètres et les deux V.U.-mètres. La fixation de cette plaque s'effectue à l'aide des boulons de fixation des poignées en acier inoxydable complétant la présentation. Une seconde plaque d'aluminium de 418 mm x 84 mm constituera la plaque arrière de l'appareil. Celle-ci sera fixée aux cornières 1 et 3 à l'aide de boulons de 3 mm. C'est cette plaque qui portera toutes les prises d'entrées et de sorties ainsi que la fiche RCA d'alimentation.

Une perspective du châssis vous est donnée à la figure 12 afin que l'assemblage des cornières ne vous pose aucun problème.

Le schéma de fixation des connecteurs sur les cornières 5 et 6 vous est proposé à la figure 13.

Sur ce schéma ne figure pas le connecteur du module de lancement V.U.-mètre. En effet étant donné que ses



dimensions sont plus réduites, il ne peut être monté en pont sur les cornières. Nous vous laissons libres de choisir la place de ce connecteur. Pour notre part, nous avons fixé

une de ses extrémités sur la cornière 6, l'autre extrémité étant en l'air. Le poids du module de lancement V.U.-mètre étant très faible, ce procédé s'est avéré satisfaisant.

CÂBLAGE DES CONNECTEURS

Tous les câblages seront effectués à l'aide de fil de câblage classique de différentes couleurs, rouge pour les entrées où l'on utilisera du fil blindé. Tous les câblages vous sont donnés aux figures 14 à 17.

MISE SOUS TENSION

Pour obtenir un bon résultat, nous vous conseillons d'employer deux piles de 6 V Wonder type Elektra montées en série. Avec ce type de piles l'autonomie de notre régie sera d'environ 500 heures. Si vous avez suivi nos conseils pour cette réalisation, l'appareil doit fonctionner dès la mise sous tension.

NOMENCLATURE

$R_1 = 1,7 \text{ M}\Omega$

$R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 470 \text{ k}\Omega$

$R_4 = 10 \text{ k}\Omega$

$R_5 = 100 \Omega$

$R_6 = 1 \text{ k}\Omega$

$R_7 = 680 \text{ k}\Omega$

$R_8 = 10 \text{ k}\Omega$

$R_9 = 2,2 \text{ k}\Omega$

$R_{10} = 390 \text{ k}\Omega$

$R_{11} = 10 \text{ k}\Omega$

$R_{12} = 220 \text{ k}\Omega$

$R_{13} = 47 \text{ k}\Omega$

$R_{14} = 1 \text{ k}\Omega$

$R_{15} = 1 \text{ k}\Omega$

$R_{16} = 150 \text{ k}\Omega$

$R_{17} = 10 \text{ k}\Omega$

$R_{18} = 1 \text{ k}\Omega$

$C_1 = 10 \mu\text{F} \text{ 25-30 V}$

$C_2 = 10 \mu\text{F} \text{ 25-30 V}$

$C_3 = 0,22 \mu\text{F} \text{ 150 V}$

$C_4 = 10 \mu\text{F} \text{ 25-30 V}$

$C_5 = 0,47 \mu\text{F} \text{ 150 V}$

$C_6 = 10 \mu\text{F} \text{ 25-30 V}$

$C_7 = 0,1 \mu\text{F} \text{ 150 V}$

$C_8 = 10 \mu\text{F} \text{ 25-30 V}$

$C_9 = 10 \mu\text{F} \text{ 25-30 V}$

$C_{10} = 10 \mu\text{F} \text{ 25-30 V}$

$C_{11} = 25 \mu\text{F} \text{ 25-30 V}$

$C_{12} = 10 \mu\text{F} \text{ 25-30 V}$

$C_{13} = 10 \mu\text{F} \text{ 25-30 V}$

$T_1 = T_2 = \text{BC 109 B}$

$T_3 = T_4 = T_5 = T_6 = \text{BC 109 C}$

$D_1 = D_2 = 1 \text{ N 914}$

$P_1 = 22 \text{ k}\Omega \text{ A}$

$P_2 = 47 \text{ k}\Omega \text{ A}$

$P_3 = 2 \times 100 \text{ k}\Omega$

$P_4 = 2 \times 100 \text{ k A}$

$P_5 = 2 \times 47 \text{ k A}$

$P_6 = 47 \text{ k}\Omega \text{ A}$

P.S. : Cet appareil ne peut fonctionner qu'avec tous ses modules.

LA CHAÎNE



SONY HMK 50

LA dénomination anglosaxonne « Stéréo Music System » convient parfaitement à cette chaîne compacte qui regroupe tous les éléments d'une chaîne que les amateurs ont souvent beaucoup de difficultés à rassembler et à associer en maillons séparés.

L'ensemble HMK 50 regroupe une platine tourne-disque 2 vitesses, un magnétophone à cassettes, un amplificateur à 3 gammes d'ondes PO-GO-FM, et 2 enceintes 2 voies.

L'appareil offre donc toutes les possibilités pour un encombrement raisonnable, avec des performances globales le situant en début de gamme HI-FI.

CARACTERISTIQUES

Tuner. Trois gammes : FM,

87,5 - 108 MHz ; PO, 530 - 1605 kHz, GO, 150 - 350 kHz.

Sensibilité : FM, 2,2 μ V pour 30 dB de S + B/B ; PO, 250 μ V/m GO, 400 μ V/m sur cadre, 20 μ V et 180 μ V sur antenne extérieure.

Séparation des canaux FM : 35 dB.

Antenne : 75/300 Ω en Fm ; cadre ferrite ou extérieure en AM.

Amplificateurs. Puissance maximale : 2 x 10 W/8 Ω .

Distorsion harmonique : < 1 % à la puissance maximale.

Correction RIAA : \pm 2 dB autour de la courbe standardisée.

Bande passante : 70 Hz - 40 kHz à 1 W en sortie.

Entrées : microphone : 0,775 V/9 k Ω ; magnétophone, 440 mV/50 k Ω .

Sortie enregistrement : 250 mV/10 k Ω ; 30 mV/80 k Ω (DIN).

Correcteurs de tonalité : \pm 10 dB à 100 Hz ; \pm 10 dB à 10 kHz.

Correction physiologique : + 6 dB à 100 Hz ; + 3 dB à 10 kHz à 30 dB en sortie.

Magnetocassette. Stéréo 4 pistes 2 canaux.

Vitesse : 4,8 cm/sec.

Fréquence de prémagnétisation : 84,5 kHz.

Bande passante : cassettes normales, 30 Hz-13 kHz ; cassettes avec bandes au bioxyde de chrome : 30 Hz-17 kHz (Valeur à \pm 15 dB).

Platine. A 2 vitesses, 33-45 tours.

Entraînement : par moteur synchrone 4 pôles, par l'intermédiaire d'un galet.

Cellule de lecture : type VL30G magnétique, à pointe diamant.

Pression de lecture : 3 grammes.

Enceintes. Système 2 voies. Impédance : 8 Ω .

Haut-parleurs : grave de 16 cm à cône, tweeter de 5 cm à cône.

Encombrement : 255 x 405 x 185 mm, pour un poids de 4 kg.

Encombrement du HMK50 : 632 x 195 x 446 mm, pour un poids de 16,2 kg.

Alimentation : 110-127-220-240-50-60 Hz.

PRESENTATION

Très basse et tout en longueur, la chaîne HMK50 est d'un aspect agréable, avec une bonne distribution des diverses sections. Le magnétophone à cassettes est disposé à gauche de la platine, alors que sur les appareils européens c'est généralement l'inverse qui se produit.

Toutes les sources sont disponibles sur la chaîne, avec en

outre la possibilité d'exploiter des maillons extérieurs, magnétophones ou lecteurs de cartouches si cela est nécessaire.

Possibilité supplémentaire, très appréciable sur une petite chaîne, la lecture des cassettes au bioxyde de chrome est prévue.

La face avant reçoit le cadran rapporté du tuner, au-dessus du bandeau qui comporte toutes les commandes.

Les divers sous ensembles sont largement dimensionnés, la technologie employée est moderne, nous rencontrons transistors fet et filtres céramique sur le tuner, avec décodeur intégré.

L'agencement des circuits est détaillé sur le schéma synoptique de la figure 1 pour la partie amplituner, sur la figure 2 pour le magnéto cassette.

LE SCHEMA

Nous détaillerons simplement la partie tuner ci-après (fig. 3). En FM, nous avons une tête HF dotée de 3 étages, amplificateur HF à transistor Q001, suivi du mélangeur Q002 et de l'oscillateur local Q003, asservi par un signal d'AFC provenant du détecteur de rapport.

La chaîne FI à 4 étages,

Q101... Q104 n'appelle pas de commentaire particuliers, les liaisons sont assurées à travers des filtres céramique. Le décodage stéréo est assuré par le circuit intégré IC201 à bobinaiges d'accord.

En AM, les signaux parviennent au changeur de fréquence Q105, dont le gain est commandé par l'amplificateur d'AGC Q106. L'oscillateur local séparé Q051 permet d'obtenir conjointement au

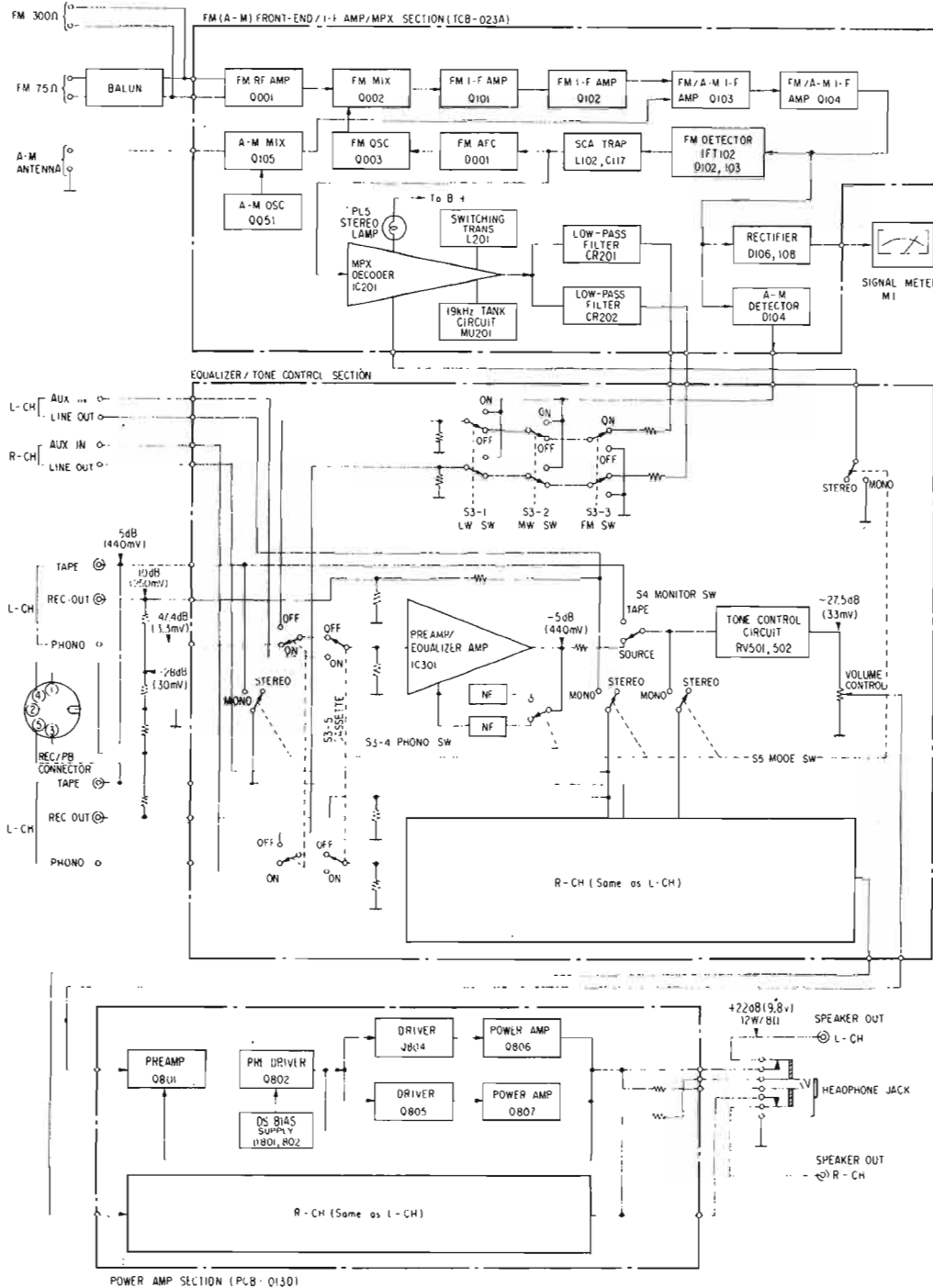


Fig. 1

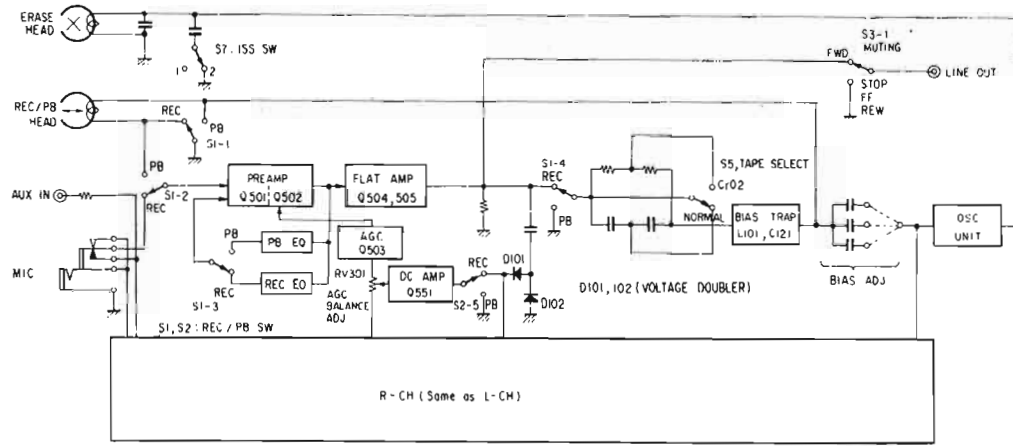


Fig. 2

4.3. SCHEMATIC DIAGRAM - Fm (A-m) Front-End/I-f Amp/MPX Section -

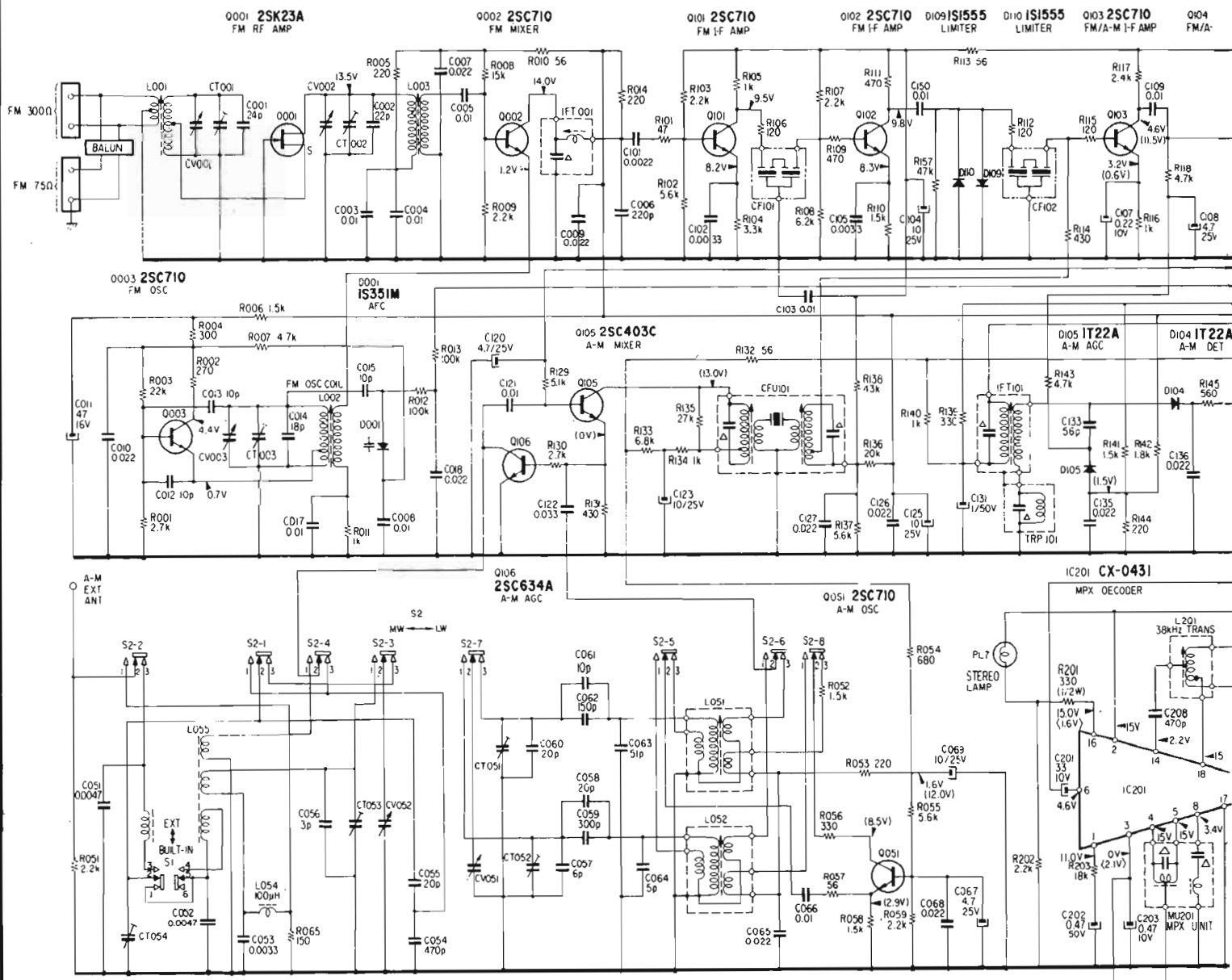


Fig. 3

montage de Q105-Q106 de bonnes performances, sans transmodulation.

Un filtre céramique est utilisé sur la chaîne FI, qui utilise les étages communs AM/FM Q103-Q104.

La section basse fréquence comporte des circuits intégrés en préamplificateurs correcteurs R1AA, et un bloc de puissance monté en circuit quasi-complémentaire, avec liaison aux enceintes à travers des condensateurs.

Une régulation électronique est installée pour les circuits du tuner.

Les circuits du magnétocassette sont classiques, leur agencement est indiqué figure 2.

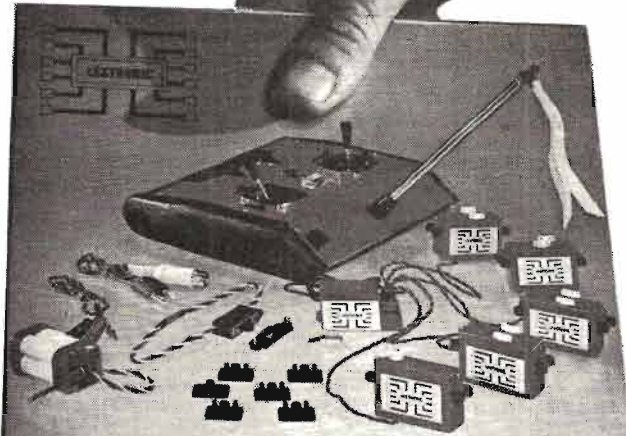
CONCLUSION

Les diverses sections du HMK50 sont homogènes, l'écoute sur les enceintes fournies et bonne, bien que la puissance soit limitée à 2 x 10 W. Les caractéristiques de la section tuner sont très confortables aussi bien en FM qu'en AM.

La chaîne HMK50 offre à l'utilisateur un maximum de possibilités avec un ensemble de caractéristiques satisfaisantes pour cette catégorie d'appareils.

J. BERCHATSKY

vient de paraître



CATALOGUE GENERAL

LEXTRONIC-TELECOMMANDE
25, RUE DU DOCTEUR-CALMETTE - 93370 - MONTFERMEIL - Tél. 938 10 01

NOTRE NOUVEAU

CATALOGUE 1976

(prix Fabricant)

C'est une DOCUMENTATION indispensable aux MODELISTES car il comporte la description de nos :

- ENSEMBLES DE R/C PROPORTIONNELLES
- RECEPTEURS DIGITAUX
- SERVOMECHANISMES DIGITAUX
- RADIOCOMMANDE "TOUT OU RIEN"
- ACCESSOIRES et, entre autres :
accumulateurs au cadmium - nickel et au plomb
- Enfin un grand choix de
COMPOSANTS ELECTRONIQUES

PRIX FRANCO:10F

en joignant le BON CI-DESSOUS

bon à découper

pour recevoir notre CATALOGUE 1976
(veuillez joindre 10 F en chèque Postal ou chèque bancaire)

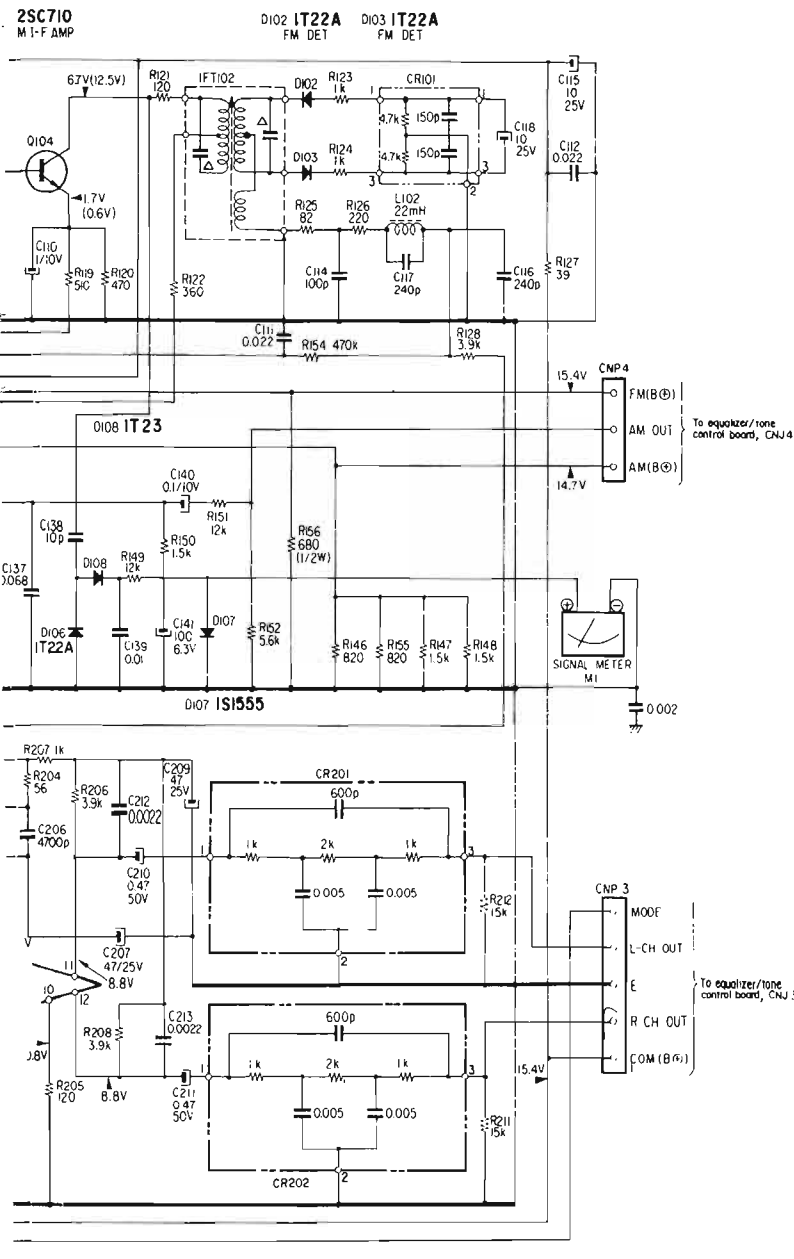
NOM _____ PRENOM _____

ADRESSE _____



LEXTRONIC TÉLÉCOMMANDE

25, rue du Docteur-Calmette, 93370 MONTFERMEIL
Téléphone 936 10 01 - CCP LA SOURCE 30576.22

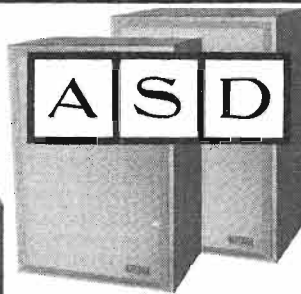


Commencez
donc l'année avec
une bonne chaîne!

INTER-HIFI-SON

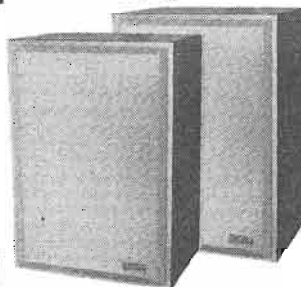
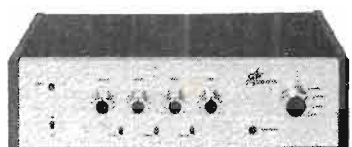
avec 3 grandes marques

4 chaînes exceptionnelles à des PRIX CHAQUEUX



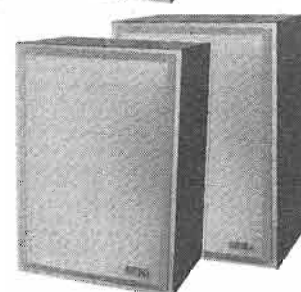
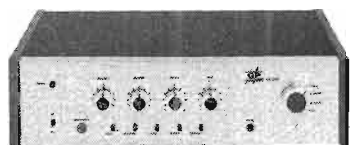
Ampli GP AS 216
2 x 14 W - RMS
Bande Passante 25 Hz à 25 KHz
Platine ERA 444
(à entraînement par courroie)
avec cellule magnétique.
2 enceintes ASD 20.
(25 W - 2 voies).

PRIX T.T.C.
1.330F



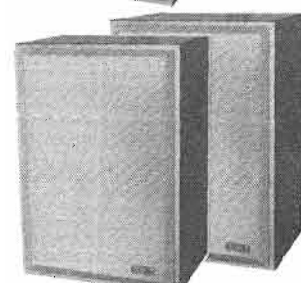
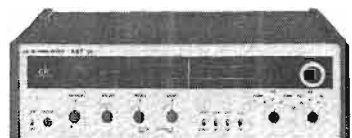
Ampli GP AS 230
2 x 20 W - RMS.
Bande Passante 20 Hz à 30 KHz
Platine ERA 444
(à entraînement par courroie)
avec cellule magnétique.
2 enceintes ASD 20.
(25 W - 2 voies).

PRIX T.T.C.
1.590F



Ampli GP AS 250
2 x 25 W - RMS.
Bande Passante 15 Hz à 35 KHz.
Platine ERA 444
(à entraînement par courroie)
avec cellule magnétique.
2 enceintes ASD 40
(35 W - 3 voies).

PRIX T.T.C.
1.870F



Ampli-Tuner GP AST 232
2 x 20 W - RMS
Bande Passante 25 Hz à 30 KHz
Tuner PO - GO - FM -
Sensibilité 1,5 V.
Platine ERA 444
(à entraînement par courroie)
avec cellule magnétique
2 enceintes ASD 20
(25 W - 2 voies).

PRIX T.T.C.
2.190F

dtp

DÉMONSTRATION PERMANENTE DE TOUTES LES GRANDES MARQUES

Tout matériel hi-fi - Amplis - Platines - Magnétophones - Radio-Tuners - Enceintes - Micros, etc.



INTER-HIFI-SON

23, rue Lambert, 75018 PARIS
Tél.: 255.87.07 - M° Chateau-Rouge

Ouvert tous les jours de 10h à 12h
et de 14h30 à 20h

Fermé Dimanche et Lundi

FACILITÉS DE PAIEMENT

LIVRAISON - INSTALLATION GRATUITE - OCCASIONS - REPRISE

EXPEDITIONS dans toute la FRANCE

Règlement : ① Comptant. Envoyer le montant total.
② Crédit CETELEM (immédiat). Envoyer le comptant légal (20%).

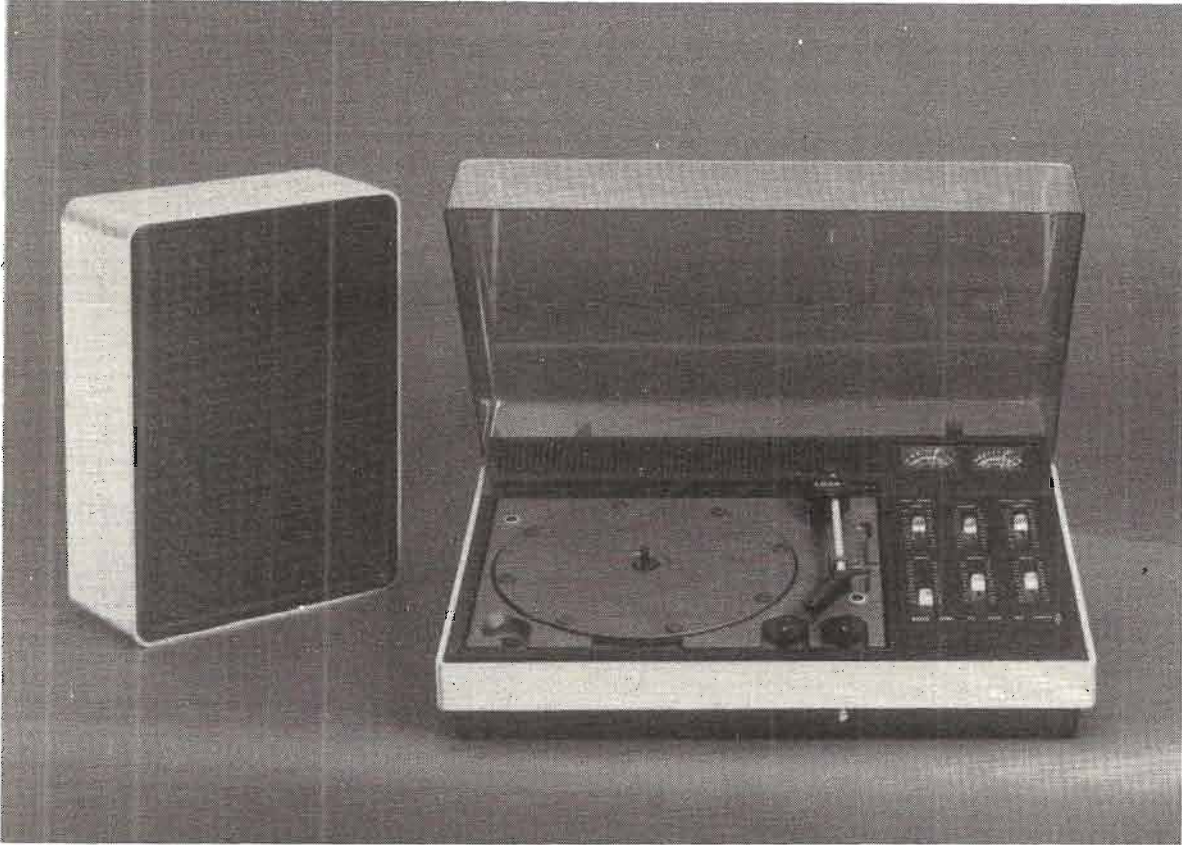
NOM _____

ADRESSE complète _____

Chaîne à _____

Mode de Paiement. Comptant Crédit Chèque Mandat

LA CHAÎNE BRANDT CH 641



CONÇUE pour offrir la stéréo à un maximum d'utilisateurs pour une somme réduite, la chaîne CH 641 a des performances qui la situeraient outre Rhin très près de la norme DIN 45 500. A ce titre, nous considérons que ses performances sont bonnes, l'amplificateur pouvant alimenter 2 ou 4 enceintes en pseudo-quadrisé.

L'ensemble est livré avec ses enceintes deux voies, sa ligne est sobre et réussie.

CARACTÉRISTIQUES

Amplificateur :

Puissance de sortie : 2 x 6 W eff à 1 kHz

Distorsion harmonique : \leq

1 %, de 40 Hz à 12 500 Hz à la puissance nominale

Bande passante : 40 Hz à 20 kHz - 3 dB à 1 W de puissance

Correcteur de tonalité : graves ± 13 dB à 100 Hz, aigus ± 15 dB à 10 kHz

Correction physiologique : + 10 dB à 100 Hz, + 10 dB à 10 kHz

Rapport signal/bruit : > 50 dB à 1 kHz pour 6 W en sortie

Séparation des canaux : 40 dB à 1 kHz

Entrées : tuner, 200 mV/220 k Ω ; magnétophone, 0,6 mV/k Ω

Sorties : 2 paires d'enceintes 4 Ω , casque 400-600 Ω , magnétophone 200 mV/220 k Ω

Platine :

Type CPN 610 LESA

Deux vitesses, 33/45 t/mn, à changeur automatique

Cellule de lecture : céramique à pointe saphir

Encombrement : 522 x 135 x 380 mm

Poids : 7,5 kg

Alimentation : 110-120 - 220-240 V 50 Hz

Enceintes :

Impédance, 4 Ω - 2 voies

H.P. : 2 de 12 cm, dont un bicône

Encombrement : 270 x 375 x 120 mm

PRÉSENTATION

Bien que d'un prix réduit, voisin de 1 300 F, la présentation très soignée et la ligne

réussie classent cette chaîne dans une catégorie supérieure.

La platine tourne-disque est installée de façon à ce que son plateau soit encastré sans saillie dans l'appareil. L'architecture a été conçue autour de celle-ci. Les commandes sont disposées symétriquement sur un pupitre, les fonctions sont sélectionnées par des boutons poussoirs, et les potentiomètres sont du type à déplacement linéaire.

Deux grands Vumètres parfaitement lisibles sont installés, accessoires que l'on ne pensait pas rencontrer sur une chaîne de ce prix.

La prise casque et le poussoir de mise en route sont disposés sous la ceinture de la

chaîne à l'avant ; à l'arrière les 4 prises HP et les entrées sont accessibles sur prises DIN.

Un volet transparent obture l'emplacement des fusibles et la carte d'adaptation à la tension réseau.

La réalisation des circuits est soignée, le constructeur a utilisé des éléments discrets et intégrés.

LE SCHÉMA

Très classiques, les circuits comportent un préamplificateur à deux étages, suivi des correcteurs de tonalité, et un circuit intégré drivant les étages de puissance complémentaires.

Les Vumètres sont tout à fait simplifiés, ils remplissent

le rôle d'indicateurs du niveau de sortie sur chaque canal. Nos lecteurs désireux d'installer cet équipement sur leur chaîne peuvent s'inspirer de ce schéma.

La protection est assurée par fusibles rapides, au secondaire du transformateur d'alimentation.

A noter, la liaison directe aux enceintes sans condensateur.

Lorsque les deux paires d'enceintes sont employées la puissance totale peut atteindre près de 20 watts.

Une astucieuse disposition permet l'écoute au casque enceintes branchées par retournement de la prise casque, ou l'écoute simultanée casque-enceintes.

MESURES

La puissance atteint 2 x 6,5 W à 1 kHz en stéréo, sur les 4 sorties H.P. 2 x 6 W + 2

x 3,2 W avec des charges de 4 Ω.

La distorsion harmonique est de 0,8 % à 50 Hz - 1 kHz - 10 kHz pour 6 W en sortie.

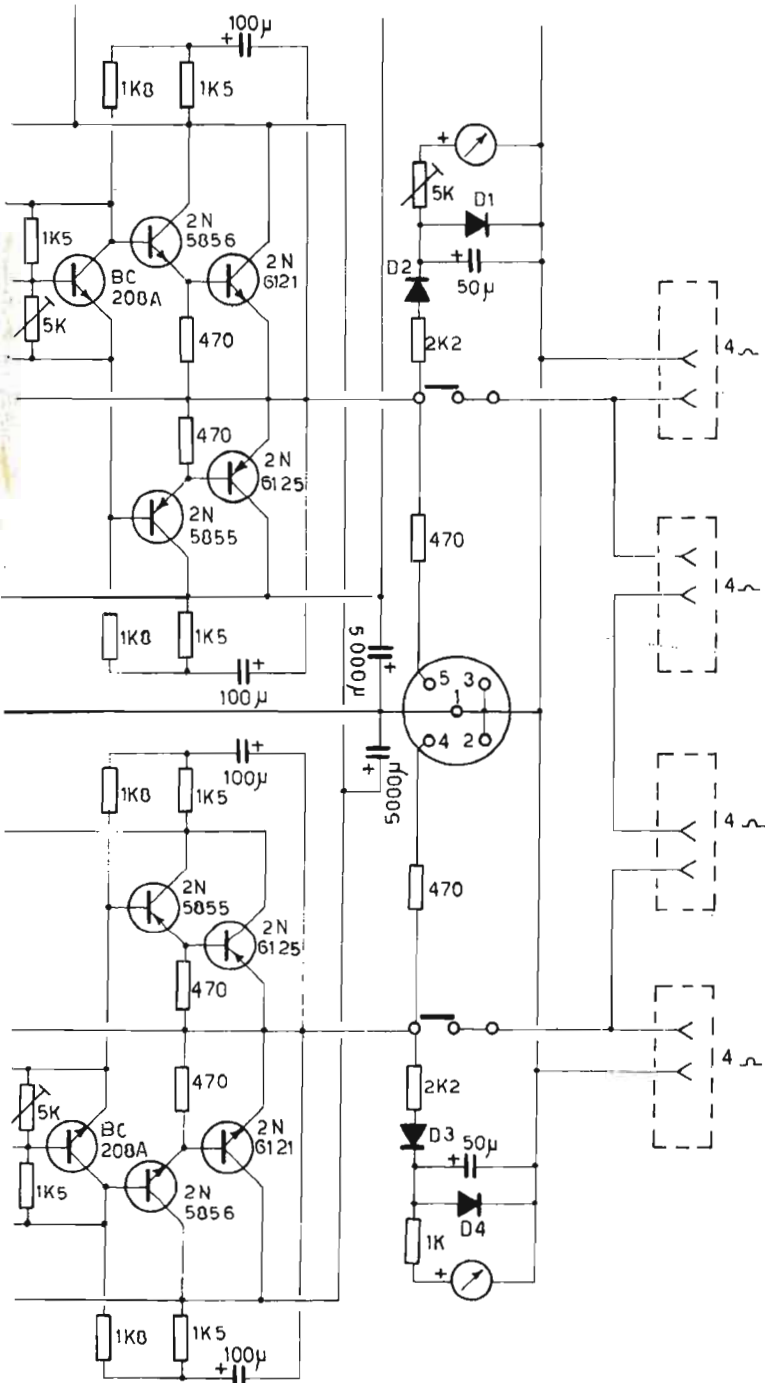
La bande passante à -1 dB s'étend entre 45 Hz et 16 kHz, toujours pour 2 x 6 W de sortie.

L'action de la correction physiologique commutable est très énergique, le relevé est de + 8 dB à 100 Hz, + 7,5 dB à 10 kHz.

CONCLUSION

Petite chaîne bien présentée, la CH 641 possède des performances satisfaisantes pour sa catégorie. Ses lignes sont très réussies, l'écoute est bonne.

J. BERCHATSKY



POUR LES MODELISTES PERCEUSE MINIATURE DE PRECISION



Indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, METAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 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 V (franco 100,00) **95,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. **144,00**

Prix (franco 150,00)

Facultatif pour ces deux modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizont.) (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 timbre Outre-Mer et Etranger : franco 15 F

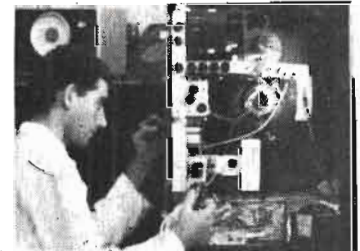
RENDEZ-NOUS VISITE - CONSULTEZ-NOUS

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS
C.P. LA SOURCE 31.656.85

En plein centre de Paris, face à «France-Soir»
M^o Sentier et Réaumur-Sébastopol
Tél. : 236-70-37 et 231-31-03
Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS
PAR CORRESPONDANCE

L'INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES
RADIO-ELECTRONICIENS

MONTEUR - CHEF MONTEUR
SOUS-INGENIEUR - INGENIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

**PREPARATION AUX
EXAMENS DE L'ETAT**

(FORMATION
THEORIQUE)
PLACEMENT

Documentation sur demande

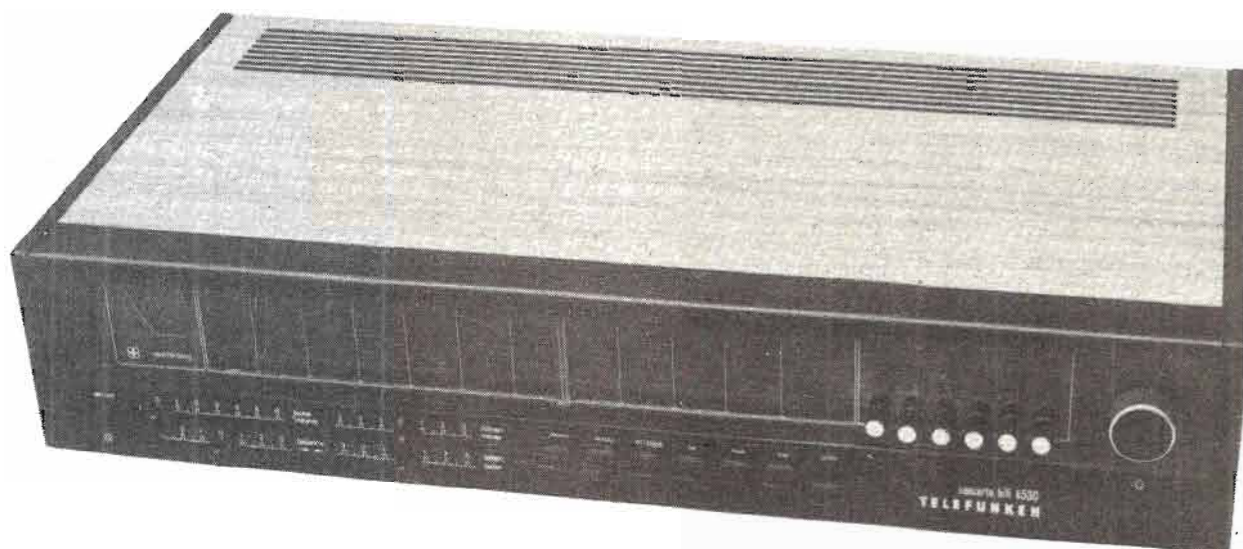
infra

BON à découper ou à recopier. Veuillez m'adresser :
NOM
ADRESSE
Date
HAB23

infra

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

LE TUNER - AMPLIFICATEUR



TELEFUNKEN CONCERTINO 4530

L'AMPLI-TUNER Concertino 4530 de Telefunken est un modèle classique, expression devenue un lieu commun. Cet appareil est allemand et possède toutes les fonctions des appareils d'Outre-Rhin : les stations préréglées, les grandes ondes, les ondes moyennes et aussi les ondes courtes, cette dernière gamme venant satisfaire les amateurs des bandes 49, 41, 31, 25 et 19 m. La prise casque de façade est, elle aussi, aux normes DIN et contribue à la vocation grand public du 4530.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Gammes MF : 87,6 à 108 MHz, 5 touches préréglées. OC : 5,9 à 15,5 MHz (49 à 19 m); PO : 520 à 1 630 kHz; GO : 148 à 330 kHz.
Circuits accordés : 5 en AM, 9 en MF.
FI, MA : 460 kHz; MF : 10,7 MHz.
Largeur de bande : MA, 4,5 kHz, MF, 170 kHz.

Sélectivité : OC : 34 dB à 6,9 MHz, ± 9 kHz; PO : 40 dB à 600 kHz ± 9 kHz; GO : 45 dB à 162 kHz ± 9 kHz; MF 56 dB à ± 300 kHz.

Sensibilité : MF : 2,4 μ V mono, 8 μ V stéréo, S/B = 26 dB, 1 000 Hz, ± 40 kHz sur 240 Ω ; OC : 8 μ V pour S/B de 10 dB à 6,9 kHz; PO : 12 μ V pour S/B de 10 dB à 600 kHz; GO : 30 μ V pour S/B de 10 dB à 162 kHz.

Taux de distorsion MF : moins de 0,4 % mono, 0,5 % stéréo; AF : 40 kHz.

Diaphonie : plus de 30 dB à 1 kHz, 22 dB à 12,5 kHz.

Indicateurs : galvanomètre de champ en MF et MA; voyant stéréo.

Section AF :
Puissance nominale : 2 x 30 W.

Puissance musicale : 2 x 45 W.
Taux de distorsion : moins de 0,5 %.

Impédance nominale : 4 Ω .
Taux d'intermodulation inférieur à 1 % (250 Hz/8 000 Hz 4/1).

Bande passante : 20 Hz à 20 kHz $\pm 1,5$ dB.

Largeur de bande : 24 Hz/35 000 Hz pour 1 % de distorsion.

Entrées : phono magnétique 47 k Ω , 4 mV, surcharge 19 dB; phono piézo : 600 k Ω , 250 mV; Magnétophone : 600 k Ω , 250 mV.
Sorties : magnétique 700 mV; casque d'écoute 200 Ω ; enceintes : 4 à 16 Ω .

Commandes AF : balance + 3,5/- 10 dB; aigus + 11 dB/- 14 dB à 15 kHz; graves + 14 dB/- 14 dB à 40 Hz.

Rapport signal/bruit : meilleur que 53 dB.

Facteur d'amortissement : 1 à 15 à 1 kHz, 3,2 à 40 Hz.

Semi-conducteurs : 6 circuits intégrés (équivalent de 238 semi-conducteurs) 23 transistors, 7 diodes, 2 redresseurs.

Tension secteur : 110/220 V 50/60 Hz.

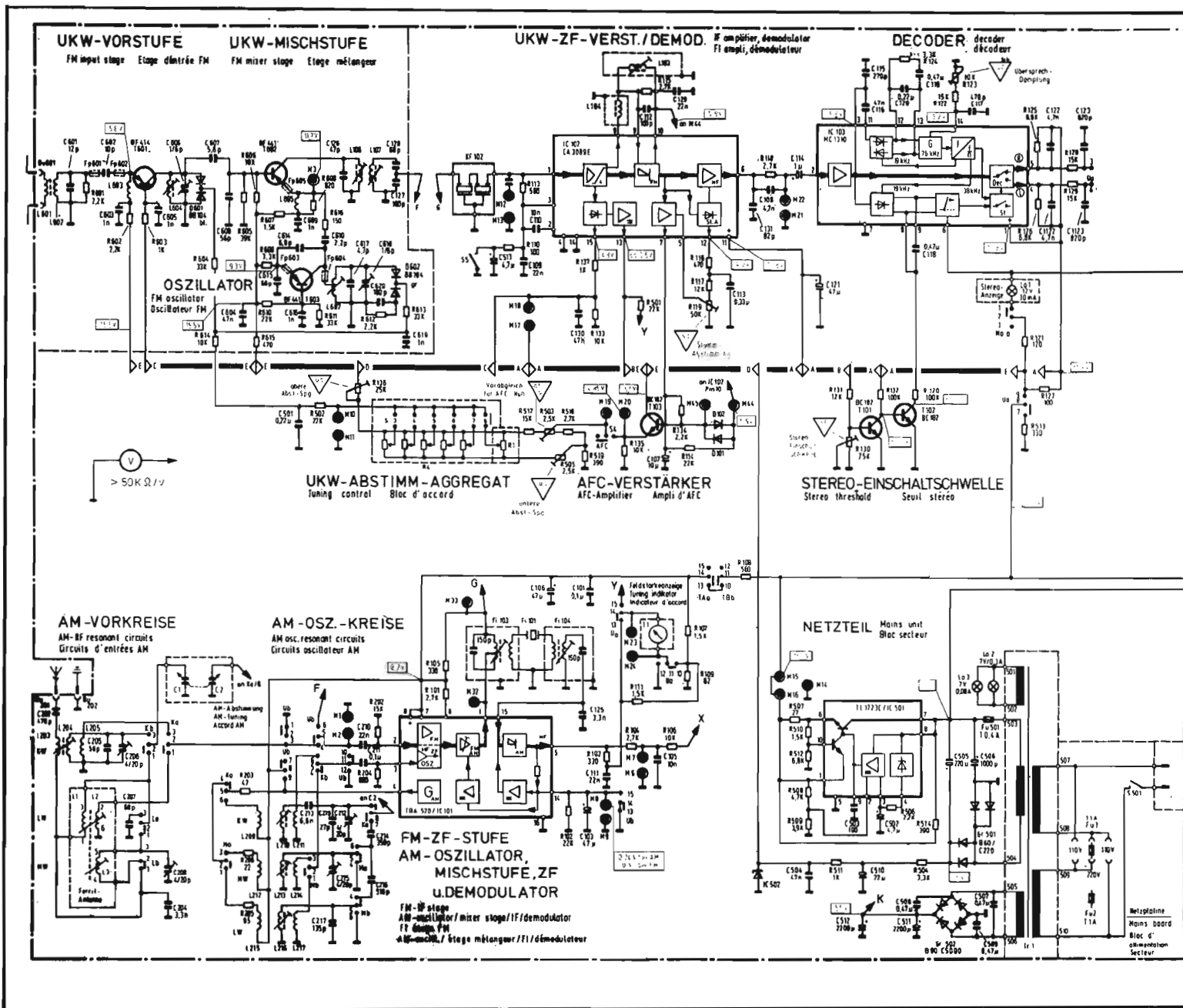
Dimensions : 546 x 120 x 270 mm.

PRESENTATION

Après les façades argentées des séries précédentes, les faces noires, plus sobres, plus

distinguées. Le cadran de repérage des stations est toujours sérigraphié en vert sur le fond tandis qu'une série de barres verticales très fines divise la longueur du cadran en dix sections égales destinées à faciliter le repérage d'une station. A l'extrême gauche est placé un grand galvanomètre indicateur de champ. L'ensemble de présélection des stations utilise un bloc classique à touches mécaniques, les touches électroniques étant réservées aux modèles plus chers de la gamme. Le bandeau inférieur comporte les potentiomètres à glissière déjà rencontrés sur les appareils de la gamme précédente. On retrouve aussi les touches de commande de fonction à manœuvre verticale. La recherche manuelle des stations est assistée par volant gyroskopique.

Façade arrière moulée en matière plastique et perforée pour permettre l'aération du radiateur. La partie supérieure est, fait curieux dans un monde de plastification, en bois véritable. Par contre les deux faces latérales sont mou-



lées, quand il s'agit de réaliser des formes arrondies, la matière plastique reprend le dessus.

ETUDE TECHNIQUE

La technique est le point fort de l'Allemagne, pays où les appareils figurent parmi les plus perfectionnés du monde.

Section MF.

L'entrée des signaux en modulation de fréquence se fait uniquement sur une prise symétrique, les gens disposant d'une antenne externe

devront intercaler un transformateur d'adaptation si leur câble de descente a une impédance de 75 Ω. Les circuits d'entrée sont à large bande, ils attaquent l'émetteur d'un transistor HF PNP monté en base commune. La base de ce transistor est mise à la masse par un condensateur de 1 nF tandis que la polarisation est prise sur le circuit intégré qui envoie une tension de CAG. L'accord du circuit de collecteur est réalisé par diode à capacité variable double. Le transistor T₆₀₂ est monté en changeur de fréquence, il reçoit sur son émetteur les tensions de l'oscillateur local. Des perles de ferrite, enfilées

sur certaines connexions limitent les risques d'oscillations parasites, ces transistors ont en effet une fréquence de transition de l'ordre de 600 MHz, ils risquent donc de traiter certaines ondes indésirables qu'il est nécessaire d'atténuer. L'oscillateur local est lui aussi accordé par diodes. Les deux diodes d'accord reçoivent une tension composée de la somme de la tension d'accord et de celle destinée à la CAF.

Le secondaire de sortie de la tête VHF attaque directement un filtre céramique double, KF 102 « moulant » la courbe de réponse de la section FI. Le filtre attaque ensuite un circuit intégré dont les blocs fon-

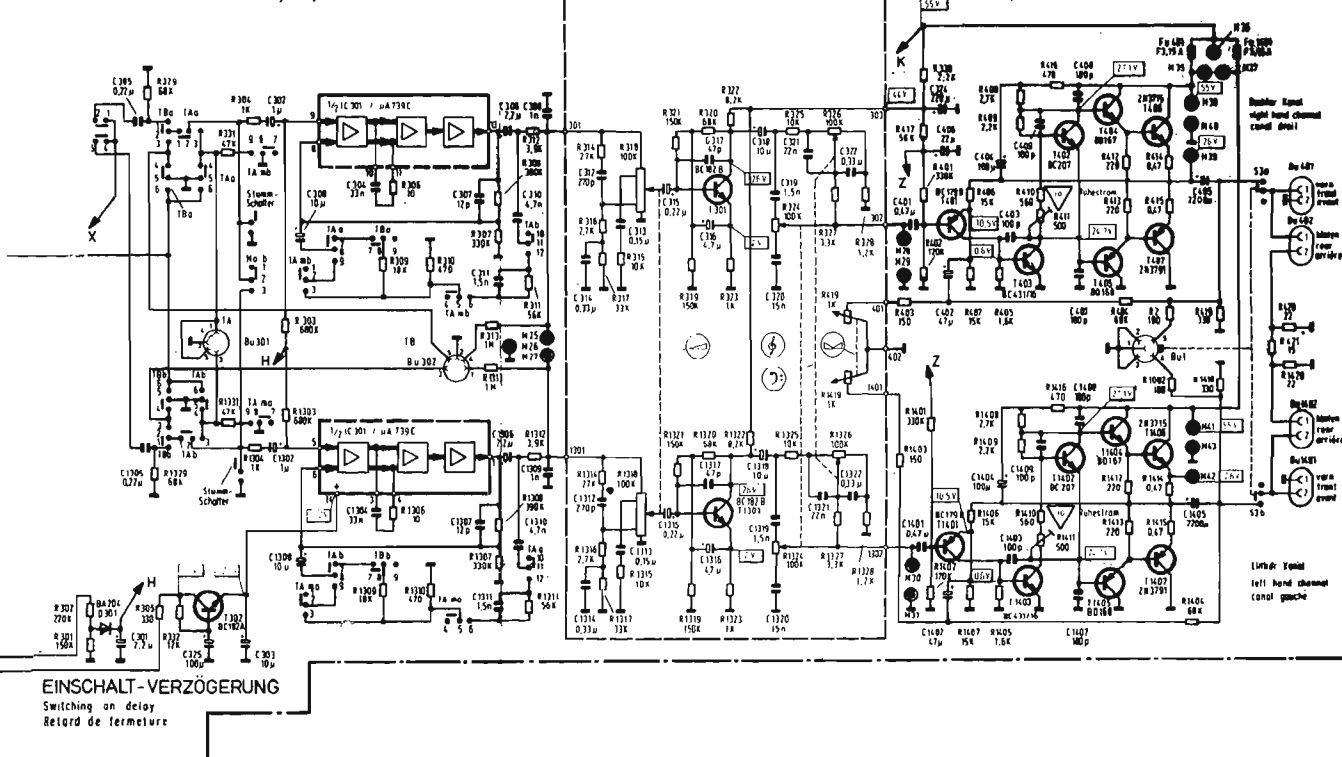
ctionnels ont été représentés, fait exceptionnel, sur le schéma de principe. Le CA 3089E est composé d'un étage limiteur à quatre étages, il attaque un discriminateur de phase puis le signal démodulé est amplifié. Deux autres fonctions auxiliaires sont offertes par ce circuit intégré : il délivre une tension de CAG destinée à la tête VHF et permet le muting, silencieux interstations. La tension de CAG, amplifiée commande également l'indicateur de champ.

La phase du signal multiplex est corrigée par le condensateur C108 avant que le signal ne pénètre dans le

NF-VORSTUFE / ENTZERREER
preamplifier / equalizer
préamplificateur / correcteur

EINSTELLER-PLATTE
control board
plaque de commandes

NF-ENDSTUFE
power output amplifier
ampli final



- | | | | | | | |
|---------------------------------------|---|---|--|----------------------------------|----------------------|----------------------------|
| | | | | | | |
| VERSTÄRKER
AMPLIFIER | GELEGTER VERSTÄRKER
AMPLIFIER WITH AGC | GLEITKIPP-VERSTÄRKER
SLIDE CONTROL AMPLIFIER | BEGRENZER (c. stage)
LIMITER (c. stage) | DEMODULATOR
DEMODULATOR | LAUTSTARKE
VOLUME | HOHEN
TREBLES
AIGUES |
| | | | | | | |
| PHASERVERGLEICH
PHASE COMPENSATION | OSZILLATOR
OSCILLATOR | FREQUENZTEILER
FREQUENCY DIVIDER | SCHMELZWERT-SCHALTER
LEVEL SWITCH | STEREO-SCHALTER
STEREO SWITCH | BALANCE | TIEFEN
BASSES
GRAVES |
| | | | | | | |
| DECODER-SCHALTER
DECODER SWITCH | STABILISIERUNG
STABILIZATION | STIMMAUSGLEICH
TUNING | GLEITKIPP-SCHALTER
SLIDE CONTROL SWITCH | MISCHSTUFE
MIXER STAGE | | |

décodage à boucle de phase asservie. Ce circuit est le 1310 bien connu de Motorola. L'accord de ce décodeur sur la fréquence pilote se règle par une simple résistance variable R₁₂₃. Nous n'entrons pas dans les détails de ce décodeur, nous en avons fréquemment parlé dans nos colonnes. Ce décodeur est commutable, les transistors T₁₀₁ et T₁₀₂ reçoivent la tension destinée à l'indicateur de champ et agissent sur le dispositif de blocage du décodage stéréo. La commutation du décodeur se fait automatiquement lorsque l'intensité du champ est suffisante pour assurer une réception sans trop de souffle. Il reste malgré tout la possibilité d'agir sur l'interrupteur mono-stéréo qui se charge de mélanger les signaux et d'annuler l'action du décodeur.

Le bloc d'accord préreglé

dispose de cinq potentiomètres dont les curseurs sont commandés par les touches de présélection. La tension de commande est réglée par le circuit intégré IC₅₀₂, circuit conçu pour assurer la compensation en température des diodes varicaps.

Section MA.

La réception des ondes moyennes et longues se fait sur un cadre en ferrite non orientable et placé à l'intérieur de l'appareil. L'utilisation de l'antenne externe est possible, mais le cadre reste actif en permanence et risque de ce fait de capter les parasites émis dans la pièce (gradateurs de lumière par exemple). Cette section est très simple ; un circuit intégré TBA 570 qui remplit toutes les fonctions nécessaires. Ce circuit comprend un oscillateur local relié par des commutateurs aux divers bobinages. Ce

circuit dispose également de circuits MF qui n'ont pas été employés ici. L'amplificateur dispose évidemment d'une commande automatique de gain directement intégrée au circuit, exception faite du condensateur de filtrage de la tension. La forme de la courbe de réponse est fixée par un filtre constitué de deux bobines couplées par un filtre céramique. Les bobines permettent d'éliminer les résonances parasites multiples propres aux filtres céramiques. Le circuit de démodulation AM sort également une tension continue servant à l'entraînement de l'aiguille du galvanomètre.

Section BF et alimentation.

Là encore, Telefunken a fait appel à un circuit intégré connu : le TBA 231 ou μA 739 ou SN76 131, circuit double préamplificateur à faible bruit.

Ce préamplificateur est utilisé pour toutes les entrées, des commutateurs permettent de faire varier sa courbe de réponse, son gain et son impédance d'entrée. Le circuit composé de plusieurs étages attaque le potentiomètre de volume équipé d'une correction physiologique qui n'est pas commutable et peut donner, un son « lourd » avec des enceintes de rendement élevé. La correction de timbre est classique, elle est située immédiatement devant l'amplificateur de puissance. La commande de balance consiste à modifier le taux de contre-réaction des amplificateurs de puissance, solution intéressante à condition de disposer de bons potentiomètres. Signalons que la tension de contre-réaction en alternatif est prise après le condensateur de liaison, elle permet donc de compenser les pertes dues à ce

condensateur, en particulier aux très basses fréquences.

Les amplificateurs de sortie sont à symétrie complémentaire, avec comme nous venons de le voir un condensateur de liaison. La stabilisation du point de fonctionnement est assurée par un transistor. Chaque amplificateur dispose d'un fusible de protection dans sa ligne d'alimentation. Les enceintes se branchent sur des prises DIN; deux paires de prises sont prévues, l'une pour les enceintes principales, l'autre pour les enceintes arrière, ce qui permet d'obtenir un effet ambiphonique par le truchement d'un réseau de résistances R_{420} , I_{420} et 421, mélangeant les signaux gauche et droit. Les enceintes peuvent être mises hors-circuit par l'intermédiaire d'un commutateur commandé par l'insertion de la prise casque dans son embase. Suivant le sens de l'insertion, les enceintes resteront ou non en service.

L'alimentation est un peu plus sophistiquée que celle de beaucoup d'appareils de la même catégorie. L'alimentation de puissance est simple: filtrage par deux condensateurs de $2\ 200\ \mu\text{F}$ en parallèle. Par contre l'alimentation des circuits HF est assurée par une véritable alimentation régulée par circuit intégré. Le préamplificateur dispose d'un filtrage électronique par le transistor T_{302} .

FABRICATION

Les appareils Telefunken font appel à des techniques de fabrications élaborées. Pas de module ici, à l'exception des circuits intégrés qui sont montés sur des rapports, à l'exception du TBA 570 dont les pattes interdisant les erreurs d'insertion sont disposées en quinconce. L'ensemble de l'électronique est disposée sur deux circuits imprimés: un grand qui comporte toute la HF, l'alimentation, les étages de sortie et un petit circuit solidaire des potentiomètres

de commande de volume et de timbre. Ce dernier circuit est plaqué contre la face interne de la façade. Le transformateur d'alimentation possède un circuit magnétique en C, circuit de qualité professionnelle, ce transformateur est fixé directement sur le châssis de l'appareil tandis qu'un circuit imprimé auxiliaire permet le raccordement des fils de sortie. Le câblage inter-circuits se fait par câbles plats multiples de toutes couleurs. Peu de connecteurs, un seul pour débrancher l'alimentation, les autres fils sont soudés. L'accès aux deux faces du circuit est possible grâce à un panneau de carton métallisé qui recouvre le fond du châssis. Les opérations de maintenance et de dépannage n'exigeront donc pas de démontage du grand circuit imprimé. Les transistors de puissance, en boîtier métal sont vissés sur une plaque d'aluminium de quelques millimètres d'épaisseur. Les éléments, dont les connexions ont été pliées à la machine sont tous installés quelques millimètres au-dessus du circuit imprimé. Toute une série de points de test argentés sont disponibles pour la mise au point, le circuit porte une sérigraphie complète: repérage des résistances, des circuits intégrés, etc. Les commutateurs utilisent la technique des circuits imprimés enfoncés dont les conducteurs affleurent la surface de bakélite. Les transistors drivers possèdent eux aussi leur petit dissipateur thermique. Les éléments lourds sont correctement maintenus; bref, la qualité de la fabrication est indéniable, même si les quelques fils ont l'air de se promener au milieu de l'électronique.

MESURES

Le constructeur annonce une puissance nominale de $2 \times 30\ \text{W}$, sur $4\ \Omega$, nous en avons trouvé 38, ce qui constitue une marge de sécurité importante. Cette mesure a été faite à

1 000 Hz et les deux canaux en service. Un seul canal en service, nous retrouvons la puissance musicale annoncée, c'est-à-dire 45 W, ce qui correspond sensiblement aux méthodes de mesures allemandes qui consistent à remplacer l'alimentation de l'appareil par une alimentation stabilisée. Comme c'est la plupart du temps l'alimentation qui limite la puissance, si on tire moins de puissance sur un canal, l'autre sera alimentée avec une tension plus élevée, ce qui permet de délivrer une puissance supérieure. C'est un peu ce qui se passe en musique où les pointes d'une puissance de 45 W peuvent parfaitement passer sur cet appareil si elles sont précédées d'un passage peu puissant.

Sur une charge de $8\ \Omega$, impédance fréquemment rencontrée en France, la puissance disponible est de $2 \times 27,5\ \text{W}$.

Le taux de distorsion harmonique mesuré sur $4\ \Omega$ est toujours supérieur à celui sur $8\ \Omega$, ici, par exemple, à la puissance maximale et 1 000 Hz, nous avons relevé un taux de distorsion de 0,24 % sur $4\ \Omega$, 0,15 % sur $8\ \Omega$. Ces deux valeurs sont basses, nettement meilleures que celles imposées par DIN 45500. A 25 Hz, nous trouvons un taux de distorsion inférieur: 0,16 % sur $4\ \Omega$ à mi-puissance, c'est-à-dire 3 dB au-dessous du niveau mesuré précédemment, on trouve 0,14 %, cette distorsion ne se modifie pas beaucoup en fonction de la puissance, à condition toutefois de ne pas atteindre la saturation. A 10 kHz, la distorsion sur $4\ \Omega$ est de 0,18 % à pleine puissance, 0,12 %, 3 dB au-dessous.

Le rapport signal sur bruit est excellent, il est de 82 dB sur les entrées haut niveau (sensibilité 270 mV). Sur les entrées phono-magnétique, le rapport S/B est de 66 dB, la sensibilité d'entrée 4,2 mV. Cette valeur de rapport S/B est très bonne, la sensibilité un peu faible compte tenu du niveau de sortie de certaines

cellules et de celui de gravure de certains disques classiques.

Le taux d'intermodulation, mesuré suivant les données du constructeur (250 Hz/8 000 Hz) est de 0,7 %, au lieu des 1 % annoncés. Avec les signaux habituels, à 50 et 6 000 Hz, la valeur de la distorsion par l'intermodulation est plus importante.

La bande passante de l'amplificateur est de 15 Hz à 23 kHz, inférieure donc à celle d'autres appareils concurrents, mais proche de celle annoncée.

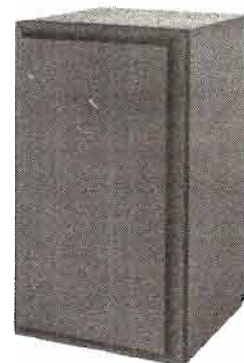
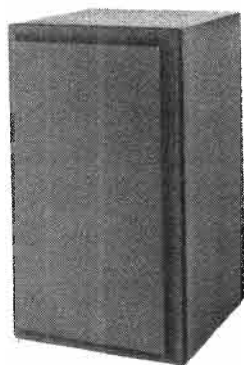
Nous avons fait un dernier test, celui de résistance de l'amplificateur aux surcharges. Ce dernier supporte parfaitement un court-circuit à sa sortie, il se manifeste par une émission de fumée due uniquement à l'échauffement des résistances d'émetteur des transistors de puissance, portées à haute température.

CONCLUSION

Les constructeurs de matériel grand public savent très bien faire les appareils Hi-Fi. Ce Telefunken Concertino 4530 en est une preuve. On retrouve cependant sur cet appareil un certain germanisme en particulier pour ce qui est de la courbe de compensation physiologique qui n'est pas commutable et interdit d'utiliser, en principe des enceintes ayant un rendement différent des enceintes de la marque. La section HF est bien étudiée, la maintenance à la portée de tout laboratoire quelque peu équipé. La puissance de sortie est confortable et le constructeur a respecté son cahier des charges. En conclusion, encore un appareil qui se hisse, sans difficulté, à un niveau Hi-Fi et dont la conception prouve, s'il en était besoin l'actualité technologique du constructeur.

Etienne LEMERY

SELECTION DE CHAINES HI-FI



CHAINES MARANTZ

A - Chaîne Marantz 1030 :

Cette chaîne comprend : un amplificateur Marantz 1030, une table de lecture Lenco B 55, deux enceintes acoustiques Arten BS3.

L'amplificateur Marantz 1030

Puissance : 2 x 15 W/8 Ω
Distorsion d'intermodulation : 0,5 %

Distorsion harmonique : 0,5 %
Courbe de réponse : 15 à 40 000 Hz

Rapport signal/bruit : 93 dB.

La table de lecture Lenco B55

Vitesses : 16 2/3, 33 1/3, 45, 78 trs/mn

Pleurage et scintillement : ± 1,2 %

Rumble : - 37 dB

Rapport signal/bruit : 44 dB

Variation de la vitesse : + 2,5 - 3 %

Moteur à 4 pôles à axe conique
Vitesses ajustables de manière continue entre 30 et 86 tours/mn.

Dimensions : 375 x 300 x 114 mm.

L'enceinte acoustique Arten BS3

Enceinte 3 voies

Puissance nominale : 30 W

Bande passante : 35 à 22 000 Hz

Impédance : 8 Ω

Dimensions : 570 x 330 x 250 mm.

B - La chaîne Marantz 1040 :

Cette chaîne comprend : un amplificateur Marantz 1040, une table de lecture Akai AP001, deux enceintes acoustiques Siare B3X.

L'amplificateur Marantz 1040

Puissance : 2 x 20 W

Distorsion d'intermodulation : 0,3 %

Distorsion harmonique : 0,3 %

Courbe de réponse : 20 Hz à 20 kHz ± 1 dB

Entrées : 2,1 mV/47 kΩ et 150 mV/100 kΩ

Contrôle de tonalité : basses 50 Hz ± 12 dB - aigus : 10 kHz ± 12 dB.

La table de lecture Akai AP001

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.

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.

C - La chaîne Marantz 2230 :

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Marantz 2230, une table de lecture Thorens TD166, deux enceintes acoustiques 3A Apogée.

Le tuner amplificateur Marantz 2230

Partie tuner :

Gammes : PO - FM

Sensibilité FM : 2 μV

Distorsion harmonique : 0,3 % (stéréo)

Rapport signal/bruit : 53 dB (pour 5 μV)

Sélectivité : 60 dB

Séparation stéréo : 42 dB (à 1 000 Hz).

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 30 W/8 Ω

Distorsion harmonique : 0,5 %

Distorsion d'intermodulation : 0,5 %

Courbe de réponse : 20 Hz à 20 kHz ± 0,5 dB

Sensibilité des entrées : 1,8 mV / 47 kΩ et 180 mV/100 kΩ

Dimensions : 425 x 127 x 360 mm.

La table de lecture Thorens TD166

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 trs/mn

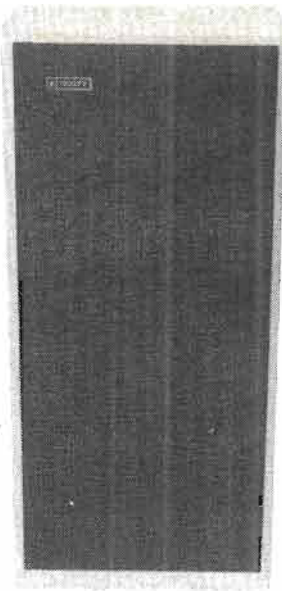
Pleurage et scintillement : 0,06 %

Ronronnement - non pondéré - 43 dB, pondéré - 65 dB

Longueur du bras : 230 mm

Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.

L'enceinte acoustique 3A Apogée.



CHAINES PIONEER

A - La chaîne Pioneer SA 7500 :

Cette chaîne comprend : un amplificateur Pioneer SA 7500, une table de lecture Thorens TD166, deux enceintes acoustiques 3A Apogée.

L'amplificateur Pioneer SA 75000

Puissance : 2 x 40 W/8 Ω
Distorsion harmonique : < 0,3 %

Distorsion d'intermodulation : < 0,3 %

Bande passante : 5 Hz à 40 kHz

Courbe de réponse aux. : 10 Hz à 50 kHz (+ 0, - 1 dB)

Rapport signal/bruit : PU > 70 dB ; tuner aux. : > 90 dB

Sensibilité des entrées : phono 1 et 2 : 2,5 mV/50 kΩ ; tuner aux. : 150 mV/50 kΩ ; micro : 7,5 mV/85 kΩ

Consommation max. : 375 W

Dimensions : 420 x 150 x 345 mm.

La table de lecture Thorens TD166

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 trs/mn

Pleurage et scintillation : 0,06 %

Ronronnement - non pondéré - 43 dB, pondéré - 65 dB

Longueur du bras : 230 mm
Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.

L'enceinte acoustique 3A Apogée

B - La chaîne Pioneer SA 8500 :

Cette chaîne comprend : un amplificateur Pioneer SA 8500, une table de lecture Thorens TD 160, deux enceintes acoustiques 3A Allegretto ou Scott S11.

L'amplificateur Pioneer SA 8500

Puissance : 2 x 60 W/8 Ω

Distorsion harmonique : < 0,1 %

Distorsion d'intermodulation : < 0,1 %

Bande passante : 5 Hz à 40 kHz

Courbe de réponse aux. : 7 Hz à 40 kHz (+ 0, - 1 dB)

Rapport signal/bruit : > 70 dB (PU) ; > 90 dB (aux.)

Sensibilité des entrées : phono 1 : 2,5 mV/50 kΩ ; phono 2 : 2,5 à 5 mV/50 kΩ ; tuner : 150 mV/50 kΩ ; micro : 7,5 à 15 mV/85 kΩ

Consommation max. : 485 W

Dimensions : 420 x 150 x 345 mm.

La table de lecture Thorens TD160

Entraînement du plateau par courroie

Moteur 16 pôles synchrone bi-phasé

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn

Plateau en alliage de zinc non magnétique

Régularité de vitesse : 0,06 %

Niveau de bruit : non pondéré 43 dB, pondéré, 65 dB

Dimensions : 440 x 140 x 340 mm.

L'enceinte acoustique Scott S11

Enceinte 3 voies

Bande passante : 35 à 20 000 Hz

Impédance : 8 Ω

3 H.-P. dont un boomer de 25 cm de diamètre

Dimensions : 600 x 294 x 362 mm.

C - La chaîne Pioneer SA 9900 :

Cette chaîne comprend : un amplificateur Pioneer SA 9900, une table de lecture Thorens TD145, deux enceintes acoustiques 3A Arioso.

L'amplificateur Pioneer SA 9900

Puissance : 2 x 110 W/8 Ω

Distorsion harmonique : < 0,1 %

Distorsion d'intermodulation : < 0,1 %

Bande passante : 5 Hz à 40 kHz

Courbe de réponse aux. : 7 Hz à 40 kHz (+ 0, - 1 dB)

Rapport signal/bruit : PU > 70 dB ; tuner, aux. : > 95 dB

Sensibilité des entrées : PU 1 : 2,5 mV/50 kΩ ; PU 2 : 2,5 à 10 mV/35, 50, 75 kΩ ; tuner, aux. tape : 150 mV/50 kΩ

Consommation max. : 890 W

Dimensions : 420 x 165 x 403 mm.

La table de lecture Thorens TD145

Système d'entraînement par courroie

Moteur 16 pôles synchrone à vitesse lente, système d'embrayage incorporé pour un démarrage sans vibrations.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn

Plateau en alliage non magnétique

Régularité de vitesse : 0,06 %

Niveau de bruit : - 45 dB (non pondéré) - 65 dB (pondéré)

Arrêt automatique : système électronique à vitesse : commande l'arrêt du moteur et le relèvement du bras-lecteur

Dimensions : 440 x 340 x 140 mm.

L'enceinte acoustique 3A Arioso

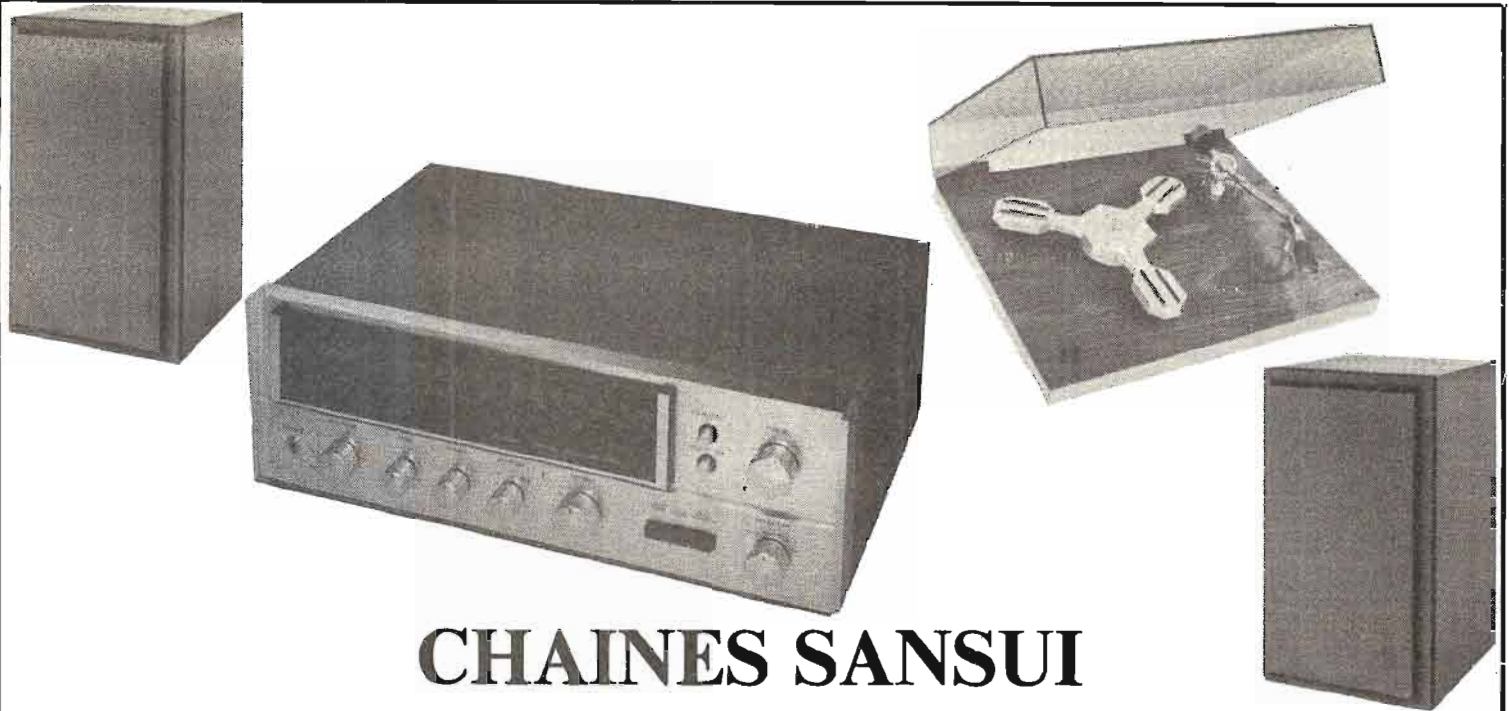
Enceinte 3 voies : boomer de 38 cm de diamètre - médium de 13 cm - chambre de compression pour l'extrême aigu

Courbe de réponse : 25 à 20 000 Hz

Distorsion : < 1,5 %

Puissance nominale : 80 W

Dimensions : 690 x 450 x 370 mm.



CHAINES SANSUI

A - Chaîne Sansui AU 551 :

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Sansui AU 551, une table de lecture Amstrad TP12D, deux enceintes acoustiques Arten BS3.

Le tuner-amplificateur Sansui 551

Partie tuner :

Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : $2,5 \mu\text{V}$
Distorsion harmonique : 0,4 % (mono) ; 0,7 % (stéréo)
Rapport signal/bruit : 65 dB
Sélectivité : 60 dB
Séparation stéréo : 40 dB
Réponse en fréquence : 30 à 15 000 Hz.

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 20 \text{ W}/8 \Omega$
Distorsion harmonique : 0,8 %
Bande passante en puissance : 25 à 30 000 Hz
Réponse en fréquence : 15 à 30 000 Hz
Impédance de sortie : 4 à 16Ω
Séparation des canaux : 45 dB
Rapport signal/bruit : 70 dB
Dimensions : 424 x 135 x 285 mm.

La table de lecture Amstrad TP12D

Table de lecture 2 vitesses à entraînement du plateau par courroie
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Moteur 16 pôles

Changement de vitesse manuel

Pleurage et scintillement : < 0,1 %

Rapport signal/bruit : > 47 dB

Dimensions : 444 x 356 x 125 mm.

L'enceinte acoustique Arten BS3

Enceinte 3 voies
Puissance nominale : 30 W
Bande passante : 35 à 22 000 Hz
Impédance : 8Ω
Dimensions : 570 x 330 x 250 mm.

B - Chaîne Sansui AU661 :

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Sansui AU661, une table de lecture Thorens TD166, deux enceintes acoustiques KEF Choral.

Le tuner-amplificateur Sansui 661

Partie tuner :

Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : $2,2 \mu\text{V}$
Distorsion harmonique : 0,7 % (stéréo)
Rapport signal/bruit : 60 dB.

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 20 \text{ W}/8 \Omega$
Distorsion harmonique :
Rapport signal/bruit : 70 dB (phono)
Courbe de réponse : 15 à 30 000 Hz (+ 1, - 2 dB)

Diaphonie : 45 dB (phono)

Entrées : phono : $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - aux. : $100 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - magnéto : $100 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$
Dimensions : 444 x 135 x 300 mm.

La table de lecture Thorens TD166

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 trs/mn
Pleurage et scintillation : 0,06 %
Ronronnement - non pondéré - 43 dB, pondéré - 65 dB.
Longueur du bras : 230 mm
Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.

L'enceinte acoustique KEF Choral

Puissance : 30 W
Bande passante : 35 à 40 000 Hz
Impédance : 8Ω
Équipement : 2 haut-parleurs
Dimensions : 470 x 281 x 221 mm.

C - Chaîne Sansui AU 771 :

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Sansui AU771, une table de lecture AKAI AP 001, deux enceintes acoustiques 3A Apogée.

Le tuner amplificateur Sansui AU771

Partie tuner :

Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : $2 \mu\text{V}$
Distorsion harmonique : 0,6 % (stéréo)
Rapport signal/bruit : 60 dB

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 32 \text{ W}/8 \Omega$
Distorsion harmonique : 0,5 %
Rapport signal/bruit : 70 dB (phono)
Courbe de réponse : 15 à 30 000 Hz (+ 1, - 2 dB)
Diaphonie : 45 dB
Entrées : $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - aux. : $100 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - phono : $100 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$
Dimensions : 480 x 135 x 300 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 trs/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.

Notre Courrier Technique



Par R.A. RAFFIN

RR - 9.21 - M. Vincent JUAN, 06 Roquebrune, nous demande conseil pour l'utilisation de l'équalizer BF décrit dans notre n° 1513.

Il est tout à fait hors de question de songer à utiliser correctement cet égalizer entre un préamplificateur et un amplificateur à lampes. Les impédances d'entrée et de sortie sont beaucoup trop basses pour un appareil à lampes ; la faible impédance d'entrée provoquerait une charge inadmissible et la tension du signal BF de sortie serait certainement trop faible pour une attaque convenable de l'entrée d'un amplificateur à lampes.

RR - 9.23 - M. René COGNE, 31 Villemur-sur-Tarn, sollicite divers renseignements techniques.

1) Il est possible que les parasites du secteur dérèglent votre horloge électronique ; mais cela dépend essentiellement de la conception, du schéma, de cette horloge. Or, nous n'avons aucune précision de votre part à ce sujet. Vous pourriez essayer le classique filtre en double π sur les fils du réseau ; mais ce dispositif, s'il agit assez bien sur les parasites proprement dits, est cependant peu efficace sur les transitoires du secteur. Un GE-MOV monté en parallèle sur les fils du réseau est beaucoup plus efficace dans ce

domaine (fabrication « General Electric »). Il est peut-être également possible d'intervenir sur l'horloge elle-même (limitation de l'impulsion de commande) ; mais encore nous faudrait-il avoir connaissance de son schéma.

2) Les variateurs de vitesse classiques ne conviennent pas, ou très mal, pour les moteurs alternatifs à condensateur de démarrage ; il faut utiliser dans ce cas un variateur spécial, assez complexe d'ailleurs, dont une description doit être faite dans cette revue.

3) On ne peut pas « fabriquer » des aiguës si elles n'existent pas ; un correcteur d'aiguës ne peut pas générer ces fréquences élevées. Ce que vous pouvez faire pour rétablir l'équilibre, c'est atténuer les graves et relever ensuite l'ensemble du registre sonore (à condition que les aiguës soient présentes, nous le répétons). Il y a peut-être aussi possibilité d'intervenir techniquement sur le magnétophone ; mais là également, il nous faudrait avoir connaissance du schéma de l'appareil.

RR - 9.24 - M. Jacques PONS (?), 81 Albi, nous demande conseil pour l'installation de haut-parleurs dans une enceinte.

Etant donné que la sortie de votre amplificateur doit être chargée par une impédance de 8Ω , vous ne pouvez pas utiliser les deux haut-par-

leurs HIF - 17 - H de 8Ω chacun. Le groupement que nous vous proposons est le suivant : un haut-parleur du type précédemment cité sera connecté directement à la sortie 8Ω de votre amplificateur ; en parallèle, vous connecterez le tweeter TW 80 en intercalant un condensateur de $16 \mu F$.

RR - 9.25 - M. Claude BAREUL, 27 Evreux, nous demande conseil au sujet d'une modification qu'il a apportée à son téléviseur.

Le montage d'un tuner UHF et VHF à transistors à la place des organes à lampes précédents ne peut pas vous fournir une image de qualité inférieure. C'est très certainement une question de réglage des circuits qu'il importe de vérifier. De toute façon, ce n'est pas le montage d'un étage amplificateur IF supplémentaire qui vous apportera une amélioration de la qualité des images reçues. Veuillez donc vérifier l'installation des tuners VHF et UHF à transistors, câblage, tensions appliquées, réglages des différents circuits, etc.

Bien entendu, nous supposons que les tuners employés sont prévus pour les valeurs IF « son » et « vision » de votre téléviseur.

RR - 9.26 - M. Julien JASSIN, 69 Lyon, sollicite des renseignements complé-

mentaires au sujet de l'indicateur visuel d'accord pour récepteur FM décrit à la page 93 du n° 1414.

1) La diode D1 est une diode zener de 12 V.

2) La résistance R3 est une thermistance CTN.

3) La résistance R6 est en série avec un potentiomètre ajustable R5 de 1 k Ω . C'est le curseur de ce potentiomètre R5 qui aboutit à la base du transistor T3, tout comme le curseur du potentiomètre R8 aboutit à la base du transistor T4. Ces potentiomètres servent à régler la sensibilité et l'équilibrage du montage pour l'éclairage des ampoules.

4) La résistance R15 présente bien une valeur de 1,6 k Ω .

5) Le dispositif proposé doit obligatoirement être alimenté sous 24 V.

RR - 9.27 - M. Serge TOURET, 63 Clermont-Ferrand, nous demande des renseignements concernant une modification qu'il se propose de faire sur un modulateur de lumière.

1) Sur le modulateur de lumière que vous avez construit (montage de la page 238 de notre n° 1454), vous pouvez facilement adjoindre un canal négatif complémentaire en vous inspirant du montage de la page 326 du n° 1495. Il suffit simplement d'ajouter les composants se rapportant à ce canal négatif.

2) La puissance BF nécessaire au déclenchement de votre modulateur de lumière actuel est ce qu'elle est... et elle ne sera pas modifiée par l'adjonction du canal négatif.

3) Nous avons décrit des « chenillards » dans nos nos 1379, page 253 et 1503, page 268. Voyez aussi « Radio Plans » n° 328.

RR - 9.28 - M. Michel CANET, 59 Cysoing, nous demande notre opinion au sujet d'un assemblage de montages qu'il se propose de réaliser.

Effectivement vous pouvez très bien faire suivre le préamplificateur pour cellule magnétique décrit à la page 37 du n° 1506 d'« Electronique Pratique » par le montage d'égaliser décrit à la page 69 de notre n° 1513.

RR - 9.29 - M. Guy CORDA, 76 St-Etienne-du-Rouvray, nous demande conseil au sujet de l'égaliser à 7 fréquences décrit à la page 69 de notre n° 1513 pour le modifier en un montage à 13 fréquences !

Un montage est un montage, et nous ne pouvons pas envisager de le modifier pour un seul lecteur.

De plus, les filtres proposés dans le montage d'origine ne sont pas d'une sélectivité telle (heureusement d'ailleurs !) qu'il soit nécessaire ou intéressant d'en multiplier le nombre ; il y aurait inévitablement d'importants chevauchements.

RR - 9.30 - M. Maurice DEMAILLY, 62 Foncquevillers, désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré LM380.

Veillez vous reporter à la réponse RR - 4.02 - F, page 296 du n° 1459.

RR - 9.31 - M. BORIVANT, 95 Eaubonne, demande des renseignements pour le remplacement du transformateur « lignes et THT » de son téléviseur.

Pour que nous puissions vous répondre utilement, il faudrait tout d'abord nous communiquer le schéma de votre téléviseur.

A toutes fins utiles, nous vous rappelons la suite d'articles se rapportant au remplacement des transformateurs « lignes et THT » que nous avons publiés dans les nos 1355 (page 124), 1364 (page 111), 1374 (page 181) et 1379 (page 308).

RR - 9.32 - M. Patrick LAMARTINIE, 75 Paris, nous demande le brochage du circuit intégré TDA 1415 - L 131.

Hélas, nous ne possédons pas le brochage du circuit intégré TDA 1415 - L 131 parmi nos documentations. Nous savons simplement qu'il s'agit d'un régulateur de tension 15 V pour une intensité réglée maximale de 600 mA.

Puisqu'il s'agit d'une fabrication de la S.G.S., veuillez vous adresser directement à cette société : S.G.S. - ATES, 17, avenue de Choisy - 75643 Paris Cedex 13.

RR - 9.33 - F - M. Bruno BREUILLER, 77 St-Souplets, sollicite divers renseignements techniques et désire connaître les caractéristiques de divers semi-conducteurs.

1) Pourquoi doit-on adapter les impédances ? La réponse vous est donnée dans l'article que nous avons publié

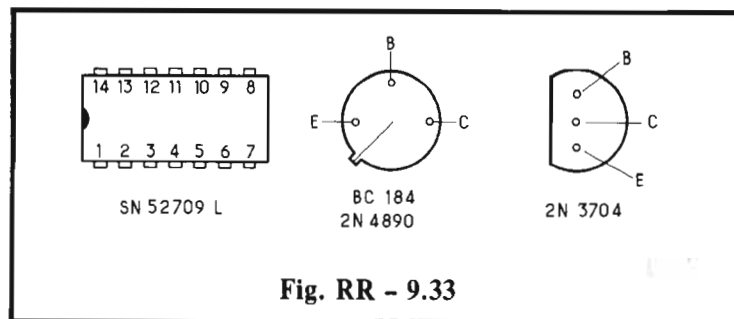


Fig. RR - 9.33

à la page 116 de notre n° 1243 ; veuillez vous y reporter.

2) Un transistor classique (ou bipolaire) présente une certaine impédance de sortie qui n'est pas négligeable. Cette impédance de sortie se trouve bien être en parallèle sur l'impédance dite de charge constituée par la résistance matérielle intercalée dans le circuit de collecteur (cas du montage à émetteur commun, évidemment).

3) Toutes vos autres questions (bien que certaines nous semblent pour le moins curieuses) trouvent réponses dans nos ouvrages « Cours Elémentaires de Radiotechnique » et « Cours Moyen de Radiotechnique » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

4) Circuits intégrés logiques : veuillez vous reporter à notre article « Logique Combinatoire » - Les différents Types de Porte » publié à la page 140 de notre n° 1296. Voyez également l'ouvrage « Logique - Informatique », même librairie que ci-dessus.

5) Nous allons publier les codes des couleurs actuellement en vigueur pour le marquage des valeurs des résistances et des condensateurs.

6) **Caractéristiques des circuits intégrés :**

NE 555 : voir n° 1490, page 292.

SN 52709 L : amplificateur opérationnel ; tension d'alimentation ± 15 V ; V offset = 6 mV ; I offset = 0,5 μ A ; polarisation = 1,5 μ A. Boîtier TO116 :

3 = entrée compensation de fréquence 1 ;
12 = entrée compensation de fréquence 2 ;
4 = entrée - ;

5 = entrée + ;
11 = + Vcc ;
10 = sortie ;
9 = sortie pour compensation de fréquence ;
6 = - Vcc ;

Voir figure RR - 9.33.

52709 L : comme ci-dessus.

ML 941 CT - 7410 : ne figure pas dans notre documentation.

7) **Transistors :**

BC 184 : NPN, basse puissance silicium ; Pd max = 300 mW max ; F = 150 MHz ; BV cbo = 45 V ; BV ceo = 30 V ; BV ebo = 5 V ; Ic = 200 mA max ; h fe = 250 pour V cb = 5 V et Ie = 2 mA ; boîtier TO 18.

2N4890 : silicium PNP ; Pc max = 1 W ; Ic max = 5 mA ; BV cbo = 60 V ; BV ebo = 5 V ; BV ceo = 40 V ; h fe = de 50 à 250 pour V cb = 10 V et Ic = 150 mA ; boîtier TO 5 avec collecteur relié au boîtier.

2N2904 : silicium PNP ; Pc max = 600 mW ; F = 200 MHz ; BV cbo = 60 V ; BV ceo = 40 V ; BV ebo = 5 V ; Ic max = 600 mA ; h fe = 25 pour V cb = 10 V et Ie = 1 mA ; boîtier TO 5, même brochage que ci-dessus.

2N 3704 : silicium NPN ; Pc max = 360 mW ; F = 100 MHz ; BV cbo = 50 V ; BV ceo = 30 V ; BV ebo = 5 V ; Ic max = 800 mA ; h fe = 300 pour Ie = 50 mA et V cb = 2 V. Boîtier TO 92.

Les autres transistors cités dans votre lettre ne figurent pas dans nos documentations.

8) **Diodes :**

1N935 A : diode zener, tension de zener = 9 V ; puissance dissipée max = 500 mW.

1N169 B : diode zener, tension de zener = 20 V, puissance dissipée max = 1 W.

1N4164 B : diode zener, tension de zener = 12 V ; puissance dissipée max = 1 W.

1N60 : diode de signal, tension inverse max = 40 V ; intensité directe max = 50 mA.

1N 715 A : diode zener, tension de zener = 11 V ; puissance dissipée max = 250 mW.

M 12 : diode redresseuse, tension inverse de crête = 100 V ; intensité redressée max = 200 mA.

Les autres types de diodes citées dans votre lettre ne figurent pas parmi nos documentations.

RR - 9.34 - M, Jean PETITE, 49 Beaupréau, sollicite des renseignements pour l'alimentation d'un magnétophone.

1) Votre magnétophone n'a pas fait l'objet d'une description dans notre revue ; nous avons recherché dans les tables des matières et n'avons rien trouvé.

2) D'autre part, il semble extrêmement curieux que la tension d'alimentation de ce magnétophone ne soit pas la même selon qu'on alimente par piles (7,5 V) ou par batterie d'accumulateur (6 V) ?

3) Le schéma d'un réducteur de tension stabilisée en partant d'un accumulateur de 12 V a été publié à la page 225 de notre n° 1351 (réponse RR - 2.25 - F.) Selon qu'il s'agit d'obtenir 6 V ou 7,5 V, il suffit d'employer le type de diode zener adéquat.

4) Dans le cas de l'alimentation par le secteur, il suffirait de réaliser une petite alimentation auxiliaire comportant un transformateur avec secondaire 6 V, un redresseur en pont moulé type BY 164 et un condensateur de filtrage de 1 000 μ F/12 V. La batterie d'accumulateur interne de 6 V pourrait rester en tampon (en parallèle) et serait ainsi automatiquement rechargée.

RR - 9.35 - F - M. Christian LACIPIERE, 12 Decazeville, nous demande le schéma d'un émetteur-récepteur et les caractéristiques de divers transistors.

1) Vous trouverez de tels schémas dans notre ouvrage « L'émission et la Réception d'amateur » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris). Toutefois, nous attirons votre attention sur le fait que la fréquence de 24,7 MHz (?) spécifiée dans votre lettre n'est pas attribuée aux amateurs.

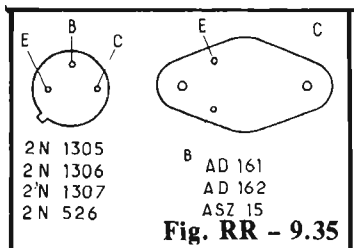
2) Caractéristiques des semi-conducteurs suivants :
2N1305 : germanium PNP ; Pc max = 150 mW ; BV cbo = 30 V ; BV ebo = 25 V ; Ic max = 300 mA ; h fe = 40 pour V cb = 1 V et Ie = 10 mA. Boîtier TO5 avec base reliée au boîtier. Voir figure RR - 9.35.

2N1306 : germanium NPN ; Pc max = 150 mW ; F max = 10 MHz ; BV cbo = 25 V ; BV ceo = 15 V ; BV ebo = 25 V ; Ic max = 300 mA ; h fe = 60 pour V cb = 1 V et Ie = 10 mA. Boîtier TO 5 même brochage que ci-dessus.

2N1307 : identique à 2N1305, mais avec h fe = 60 pour V cb = 1 V et Ie = 10 mA.

AD 161 : germanium NPN ; Ic max = 1 A ; Ib max = 100 mA ; BV cbo = 32 V ; BV ebo = 10 V ; BV ceo = 20 V ; h fe = de 80 à 320 pour V cb = 1 V et Ic = 500 mA. Boîtier MD 17 C.

AD 162 : germanium PNP ; Ic max = 3 A ; Ib max = 100 mA ; BV cbo = 32 V ; BV ebo = 10 V ; BV ceo = 20 V ; h fe = de 74 à 300 pour V cb = 1 V et Ic = 50 mA. Même brochage que le transistor précédent.



ASZ 15 : germanium PNP ; Ic max = 6 A ; Ib max = 1 A ; BV cbo = 80 V ; BV ebo = 40 V ; BV ceo = 60 V ; h fe = de 20 à 55 pour V cb = 1 V et Ic = 1 A ; Même brochage que AD 161.

2N526 : germanium PNP ; Pc max = 225 mW ; F max = 1 MHz ; BV cbo = 45 V ; BV ceo = 30 V ; BV ebo = 15 V ; Ic max = 500 mA ; h fe = 44 pour Ie = 1 mA et V cb = 5 V. Brochage identique à celui de 2N1305.

RR - 9.36 - M. J.-S. BERGER, 68 Riedisheim, nous soumet des schémas (d'origine commerciale) sur lesquels il nous demande des précisions complémentaires.

1) Les transistors BC214 peuvent être remplacés par les types BC159, BC179, BC259, BC309, BC150, BC253, BC263, BC206, MPS 6523.

2) Le transistor S2385 peut se remplacer par le type 2N2386 A ou le type 2N2499 (Texas Instruments).

3) Les condensateurs C13, 14, 15, 16 et 28 sont du type à film polyester ou mylar.

4) Les résistances R43, 44, etc., sont des ajustables à variation linéaire.

5) Où désirez-vous monter un casque et un « vu-mètre » ? Si ces organes doivent être montés à la sortie du mélangeur ou du préamplificateur (et non pas à la sortie de l'amplificateur BF de puissance), il faudrait prévoir un amplificateur auxiliaire adéquat pour chacun d'eux et sur chaque voie. En outre, votre casque de 2 x 8 Ω est sans doute prévu pour être utilisé à la sortie normale d'un amplificateur BF ; s'il s'agit d'un contrôle à la sortie du préamplificateur, ce type de casque n'est pas très indiqué.

RR - 9.37 - M. Louis MARIANY, 74 Veyrier-du-Lac, se plaint d'une tension

de secteur trop élevée (137 ou 237 V) qui se trouve appliquée au primaire (110 ou 220 V) d'une petite alimentation pour récepteur à transistors dont le transformateur chauffe anormalement.

Certes, dans l'essai que vous avez fait, il n'y a aucun danger à placer le cavalier de l'alimentation sur 220 V et de l'alimenter sous votre tension de secteur de 137 V. Le transformateur ne doit pratiquement plus s'échauffer, mais la régulation de tension en sortie doit en souffrir ; c'est la raison pour laquelle dans ces conditions vous avez mesuré une tension de sortie de 7 V (au lieu de 9 V normalement requis). Et il est vraisemblable que dans les crêtes de modulations BF du récepteur, cette tension doit s'affaïsser encore davantage.

Une solution consisterait à intercaler une résistance en série avec le primaire du transformateur.

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSA IV

Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4 X, composée de 2 lentilles applanées.
- Grand champ de vision (90 mm de large x 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureusement sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement).
- Mise au point rigoureuse.
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION

BUREAU EXPOSITION et VENTE
89, rue Cardinet, PARIS (17^e)
Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, avenue du Général-Leclerc
91-BALLANCOURT
Téléphone : 498-21-42

GALLUS

Si nous partons de 237 V, cela fait 17 V à chuter pour 220 V. Il vous suffit de mesurer l'intensité consommée sur le secteur, et la valeur de la résistance à intercaler est donnée par la formule $R = E/I$.

Supposons que cette intensité soit de l'ordre de 10 mA (c'est-à-dire de 0,01 A), nous trouvons une résistance de $17/0,01 = 1\,700 \Omega$ qui devra pouvoir dissiper une puissance de 0,2 W au moins. Toutefois, cette solution risque d'entraîner une mauvaise régulation de la tension de sortie lors des appels d'intensité.

Une meilleure solution consisterait à employer un petit survolteur-dévolteur à réglage manuel qui vous permettrait de réduire à votre gré la tension du secteur appliquée à l'alimentation.

Vous pourriez également utiliser plus modestement un transformateur quelconque dont le primaire comporterait les prises habituelles à 110, 130, 220, 250 V. Ce transformateur auxiliaire serait positionné sur 130 V (ou sur 250 V) et vous pourriez prélever la tension destinée à l'alimentation du récepteur sur 110 V (ou sur 220 V).

RR - 9.38 - M. François GRANIZO, 81 Cognac-les-Mines, reçoit sur son téléviseur vers les canaux 9, ou 10, ou 11 européens, un ou plusieurs émetteurs espagnols de télévision qu'il nous demande d'identifier.

Nous ne pouvons pas identifier le ou les émetteurs reçus ; tout ce que nous pouvons faire est de vous communiquer la liste des émetteurs espagnols fonctionnant sur les canaux indiqués :

Cuidad-Real ...	canal 9 E
Parapanda	canal 9 E
Tortosa	canal 10 E
Caceres	canal 11 E
Centa	canal 11 E
Montanchez ...	canal 11 E
Albacete	canal 11 E
Teruel	canal 11 E

RR - 9.39 - M. DUBOIS, 59 Caudry, nous demande des renseignements :

1) **Sur les micro-piles utilisées dans les appareils de surdité ;**

2) **Sur les microphones piézo-électriques ;**

3) **Sur les bobinages pour radio-récepteurs.**

1) Il s'agit de piles au mercure ; tous les éléments constitutifs sont montés à l'intérieur d'un double boîtier en acier nickelé étanche, résistant à la corrosion et indéformable. Le couvercle serti sur un joint en plastique moulé exclut tout risque de fuite ou de gonflement. Ce type de pile présente des rapports « énergie-volume » et « énergie-poids » excessivement élevés. Quand on les décharge dans les limites des spécifications d'emploi, ces piles n'ont nullement besoin de périodes de repos pour garder leur efficacité de fonctionnement.

La force électromotrice d'un élément de pile au mercure est de 1,345 V ; cette tension reste pratiquement constante tout au long du temps de l'utilisation.

Pour plus de détails, veuillez vous reporter à la page 82 de notre n° 1138.

2) Le microphone piézo-électrique est ainsi nommé parce que son fonctionnement repose sur le principe de piézo-électricité suivant : lorsqu'on soumet certains cristaux ou céramiques à une pression, on obtient une différence de potentiel entre les deux faces du cristal.

Les vibrations sonores recueillies par une membrane provoquent des variations de pression sur le cristal, d'où des variations de tension correspondantes entre les faces du cristal, tensions recueillies par des feuilles métalliques qui y sont fixées, et donc tensions disponibles aux bornes de sortie du microphone.

Dans un autre type de microphone piézo-électrique, les ondes sonores attaquent directement le cristal ; la membrane est supprimée et

ainsi disparaît en même temps la fréquence de résonance propre de ladite membrane. Ce qui signifie que le microphone sera certes moins sensible, qu'il nécessitera une plus grande amplification, mais qu'il sera beaucoup plus fidèle. Pour minimiser la perte de sensibilité due à l'attaque directe du cristal sans membrane, en pratique on n'utilise plus un seul cristal, mais plusieurs cristaux superposés et connectés électriquement en série parallèle.

Comme documentation en général sur les microphones, vous pouvez vous reporter à nos numéros 1278, 1322 et 1407.

3) Concernant les bobinages pour radio-récepteurs, veuillez vous reporter aux numéros 314, 315, 316 et 317 de la revue « Radio Plans ».

RR - 9.40 - M. J.-J. OSTERMEIER, 90 Rougemont-le-Château, nous demande :

1) **Le schéma d'un interphone HF utilisant les lignes de l'installation électrique comme ligne de liaison ;**

2) **Les équivalences récentes de différents transistors.**

1) Des schémas d'interphone HF sur le secteur ont été publiés dans les numéros suivants du Haut-Parleur : 1114, 1123, 1129, 1165. Voyez également les N°s 271 et 304 de Radio Plans.

2) Equivalences des transistors :

OC 70 = AC 125.
OC 71 = AC 125.
OC 72 = AC 132.
OC 73 = AC 126.
OC 74 = AC 128.
OC 75 = AC 126.
AD 149 = AD 166, AD 142,
2N1022, 2N3615, 2N2869,
2SB425, 2SB471, BDY78.

RR - 9.41 - M. Roger LOBATTE, 69 Bron-Parilly, nous demande :

1) **De lui définir les**

expressions « balayage relaxé » et « balayage déclenché » ;

2) **L'adresse des Etablissements Matel (fabrication de quartz).**

1) Ces deux expressions concernent généralement les oscilloscopes. Le **balayage relaxé** se rapporte au balayage horizontal classique, signal en dents de scie de fréquence réglable généré en permanence par un oscillateur à relaxation (base de temps) ; en l'absence de signal appliqué à la déviation verticale, ce balayage se traduit par un trait horizontal sur l'écran de l'oscilloscope.

Le **balayage déclenché**, en l'absence de signal appliqué à la déviation verticale, ne produit aucune trace sur l'écran ; on peut dire que la base de temps est en attente de fonctionnement. Dans ce cas, et d'une manière générale, un signal appliqué à la synchronisation - soit intérieure par le phénomène à observer lui-même, soit extérieure par un signal auxiliaire de déclenchement - provoque le fonctionnement de la base de temps générant un balayage linéaire unique.

Le phénomène peut se produire, soit une seule fois, soit se répéter à une cadence quelconque (selon les signaux en observation).

Sur un oscilloscope, un tel dispositif est destiné à l'observation, soit de phénomènes transistors isolés, soit de phénomènes répétés dont la durée est brève vis-à-vis de la période.

2) Voici l'adresse demandée : MATEL, 26 bis, avenue du Clos - 94210 Saint-Maur - La Varenne.

RR - 9.42 - M. Joël CHAMPAGNE, 77 Rebais, nous demande conseil pour l'élaboration d'une alimentation.

En admettant un rendement égal à 100 % (ce qui est

loin de la réalité !), avez-vous songé que 300 W sous 6 V cela correspond à une intensité de 50 A ? En conséquence, pour qu'un accumulateur puisse débiter d'une façon permanente une telle intensité, il faudrait utiliser une batterie d'au moins 500 A/heure !

Vous nous parlez de l'alimentation d'un « poste de radio »... de quel genre de poste de radio s'agit-il donc ? S'il s'agit d'un radio-récepteur moderne à transistors, il n'est pas nécessaire de prévoir une puissance de 300 W ; une vingtaine de watts suffisent généralement.

Nous restons, le cas échéant, à votre disposition (après quelques éclaircissements de votre part).

RR - 9.43 - F - M. Serge REBOURS, 94 Bry-sur-Marne, désire connaître les caractéristiques du circuit intégré S.G.S. type L 036 (T1) et du transistor E3192 GE.

1) Le circuit intégré L 036 (T1) est un régulateur de tension +12 V pour une inten-

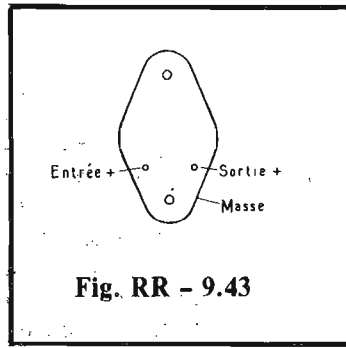


Fig. RR - 9.43

sité maximale de l'ordre de 500 mA ; puissance maximale dissipée = 3,25 W ; gamme de température de fonctionnement = 0 à +70 °C ; tension d'entrée = +27 V. Brochage : voir figure RR - 9.43.

2) Le transistor E3192 GE ne figure pas sur nos documentations ; il doit s'agir d'un marquage industriel quelconque, et non pas d'une véritable immatriculation.

RR - 9.44 - Suite à des demandes précédentes, M. José ROBAT à Liège (Belgique) nous communique les renseignements suivants dont nous le remercions.

1) Le circuit intégré TMS 3112 est un registre à décalage 32 bits.

2) Concernant le circuit intégré LS8038, il doit s'agir d'un V.C.O.

3) Le transistor SK2527 doit pouvoir être remplacé par 2N3439, 2N3499, 2SC66, ECG154 et SK3045.

4) D'après une documentation, le transistor 2SA296 pourrait se remplacer par AF127. Ici, il y a certainement une erreur ; en effet, dans la demande qui nous avait été faite, le transistor 2SA296 serait soi-disant monté dans un étage push-pull complémentaire BF de puissance. Le transistor AF 127 étant un type de faible puissance généralement employé en amplificateur MF, il y a peut-être une erreur de correspondance. Mais nous pensons plutôt à une erreur dans le relevé de l'immatriculation par le lecteur nous ayant formulé la demande.

RR - 9.45 - M. Jacques BOUCHENY, 75 Paris, nous demande les raisons d'un défaut constaté sur son magnétophone.

Faute de pouvoir examiner votre magnétophone, nous ne pouvons pas vous dire ce qui provoque les claquements (enregistrés sur la bande) lors de chaque arrêt.

Ce pourrait être un bruit mécanique recueilli par le microphone. Mais nous pensons plutôt à une étincelle dans un contact électrique

d'une commutation quelconque.

N'oubliez pas que le dépannage à distance avec diagnostic certain n'est pas possible.

RR - 9.46 - F - M. Jacques HORNAIN, 59 Lille, désire le schéma d'un étage push-pull BF comportant deux lampes type 4654.

Veuillez prendre connaissance d'un tel schéma sur la figure RR - 9.46.

Toutes les caractéristiques des éléments sont données directement sur le schéma. La haute tension d'alimentation anodique est de 375 V. Le primaire du transformateur de sortie TR S doit présenter une impédance de plaque à plaque de 5 000 Ω. Le brochage des tubes 4654 est également indiqué sur la figure.

RR - 9.47 - M. Yves SAN-SEAU, 56 Lorient, sollicite des renseignements au sujet des transformateurs d'impulsion nécessaires au montage de fondu enchaîné décrit dans notre n° 1503.

Si vous ne pouvez pas vous procurer exactement le type nécessaire préconisé pour les transformateurs d'impulsion, sachez que vous pouvez employer n'importe quel transformateur de rapport 1/1 ; en fait, il ne s'agit que

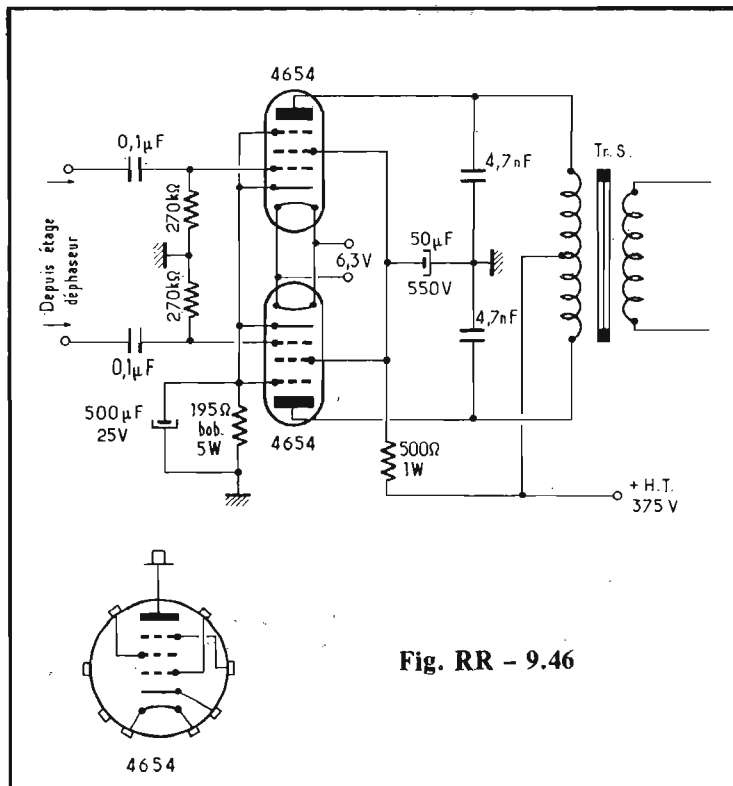


Fig. RR - 9.46

* 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

de transformateurs d'isolement.

Vous pouvez également réaliser vous-même facilement un tel transformateur en utilisant un noyau X 22 (3 H 1) en ferrocube : primaire 50 spires en fil de cuivre émaillé de 25/100 mm ; secondaire 50 spires en fil de cuivre émaillé de 15/100 de mm.

RR - 10.01 - Sous la référence RR - 5.21 publiée dans le N° 1517, on nous demandait le code des couleurs employé dans les câbles des P.T.T.

Nous avons reçu quatre lettres d'aimables lecteurs nous communiquant des renseignements à ce sujet.

Hélas, les renseignements donnés ne se recouvrent absolument pas ; ils sont même totalement différents les uns des autres. De ce fait, nous hésitons à les publier... Nous sommes contraints de supposer qu'il n'existe pas de code P.T.T. proprement dit (?), mais plutôt des codes **selon le fabricant du câble** (chaque fabricant ayant le sien, bien entendu !).

RR - 10.02 - Suite à la demande RR - 5.59 publiée dans le N° 1517, nous avons reçu de nombreux renseignements de la part de nos amis lecteurs ; nous les remercions tous bien vivement pour leur correspondance.

Les tubes horticoles « GRO-LUX » se trouvent chez la plupart des revendeurs d'aquariums et de poissons exotiques. Ces tubes sont fabriqués par Sylvania et distribués en France aux revendeurs par G.T.E. Sylvania BP 11, 95380 Louvres.

Ces tubes fonctionnent exactement comme des tubes fluorescents normaux, seule la poudre fluorescente qui les recouvre intérieurement change de composition ; ils

s'utilisent donc aussi avec des « ballasts ».

Les tubes « GRO-LUX » ont un rayonnement maximal dans le rouge (6 600 Å) et dans le bleu (4 500 Å) ; ces radiations facilitent la multiplication, la croissance et le développement des végétaux cultivés. De plus, ils améliorent la coloration des poissons et des plantes exotiques.

RR - 10.03 - M. BELLE, 69 Limonest désire faire l'essai d'une autre platine tourne-disque sur son amplificateur.

Nous ne pouvons évidemment pas vous garantir les résultats. Par ailleurs, en ce qui concerne le branchement, il conviendrait simplement de vérifier si les connexions de la prise sur l'amplificateur correspondent bien à celles de la fiche du second tourne-disque (en principe, la broche médiane est la masse, les deux autres correspondant aux canaux droite et gauche).

En cas de non fonctionnement, cela indiquerait simplement que les connexions ne correspondent pas entre prise et fiche, mais vous ne risquez absolument aucune destruction des appareils !

RR - 10.04 - M. CHARPENTIER, 78 Houilles demande des renseignements pour la mise au point d'un cadenceur d'essuie-glace pour automobile.

D'après le schéma joint à votre lettre, nous remarquons que la tension d'alimentation appliquée au dispositif n'est pas stabilisée ; c'est très vraisemblablement ce qui explique ses déclenchements intempestifs. Nous vous suggérons de monter une diode Zener type BZX 87/C 11 entre la masse et le + 12 V **après la résistance** de 15 Ω (côté cathode de la diode Zener connecté après cette résistance, bien entendu).

RR - 10.05 - M. GACHE, 86 Leucloître.

Votre demande de février n'avait pas dû être adressée au responsable de la présente rubrique... Depuis, nous nous sommes penchés sur la question et nous avons pu renseigner nos lecteurs. Bien que la réponse RR - 5.55 ne vous était pas destinée, elle vous a tout de même donné satisfaction, et c'est bien là le principal !

RR - 10.06 - M. PHILIP-POT, 08 Givet nous demande comment calculer le nombre de tours pour réaliser des bobinages sur pots en ferrite et présentant telle ou telle inductance.

La formule à appliquer est la suivante :

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L \times 10^{-8}}}$$

dans laquelle nous avons :

N = nombre de tours ;

L = inductance à obtenir (en millihenrys) ;

A_L = inductance spécifique nominale du circuit magnétique.

Cette dernière grandeur dépend de la forme du circuit magnétique (Pot) et de la qualité de la ferrite (renseignement qui figure sur les documentations des fabricants de ferrite ou qui peut vous être communiqué par le fabricant).

RR - 10.07 - M. MILLAT, 69 Vénissieux demande une précision concernant le montage de l'alimentation publiée dans le N° 1346, de Radio Pratique, page 23.

Nous l'avons déjà signalé à plusieurs reprises, la représentation de la diode Zener 50 V (fig. 3) a malencontreusement été inversée.

RR - 10.08 - M. LICARI, 13 Marseille nous demande le schéma d'un détecteur à monter sur sa voiture et l'avertissant de la présence d'un radar cinémomètre (mesure de la vitesse des véhicules par les services de police).

Ces « radars dopplers » fonctionnent généralement dans la bande des 9 GHz avec un oscillateur à diode à effet Gunn.

Ces ondes se détectent comme les autres, si l'on peut dire. C'est ainsi que l'on peut concevoir un petit cornet-récepteur (servant d'antenne et d'amplificateur par son gain propre) monté sur une cavité accordée dans la bande citée et munie d'une diode détectrice hyperfréquence. Ensuite, on peut concevoir un amplificateur de courant continu actionnant ce que l'on souhaite comme indicateur ou avertisseur (sonore ou visuel).

En réalité, ces détecteurs de présence de « radars » sont sans intérêt... En effet, lorsque ces détecteurs fonctionnent, ou commencent à fonctionner, lors de l'approche d'un « radar doppler », le récepteur du contrôle de mesure (souvent beaucoup plus sensible) a fonctionné aussi... En d'autres termes, lorsque vous êtes avertis, votre vitesse est en même temps mesurée (ou est déjà mesurée !).

De plus, il existe d'autres types de cinémomètres exploitant des principes différents et pour lesquels un tel détecteur est évidemment inopérant.

Enfin, vous devez savoir que l'installation de tels détecteurs à bord des voitures est désormais interdite et punie d'amendes.

RR - 10.09 - M. FRANOT, 13 Marseille sollicite des renseignements pour la remise en état d'un amplificateur BF à transistors.

1) Le transistor japonais type D 315 E/6 D ne figure pas dans nos documentations ;

nous ne pouvons donc pas vous en donner la correspondance éventuelle.

Si vous pouvez nous soumettre le schéma de l'amplificateur, nous pourrions peut être déterminer un type de transistor européen susceptible de le remplacer. Nous restons, le cas échéant, à votre disposition.

2) Il existe des petits manuels tels que « TVT 74-75 » ou « Equivalences des Transistors » de Lefumeux qui indiquent la correspondance de certains types de transistors japonais ; malheureusement, ils n'y figurent pas tous...

RR - 10.10 - M. Badan, 92 Asnières nous demande des renseignements au sujet des antennes de réception.

1) On ne peut pas concevoir une antenne **unique** convenant **parfaitement** à une bande de fréquences s'étalant de 30 à 470 MHz qui vous intéressent, il vous faudrait construire trois antennes différentes, chacune étant dimensionnée pour la gamme correspondante. Il reste à préciser si la polarisation est verticale ou horizontale.

2) En ce qui concerne le récepteur 2 à 30 MHz, si le trafic qui vous intéresse se situe dans les bandes d'amateurs (3,5 - 7 - 14 - 21 - 28 MHz), vous ne pourriez utiliser qu'une seule antenne (genre W 3 DZZ ou 5 BDQ), car ces gammes sont en relation harmonique.

RR - 10.11 - M. BRUNET, 94 Cachan sollicite divers renseignements.

1) Malgré beaucoup d'efforts, nous ne sommes pas parvenus à comprendre ce que vous désirez faire ou obtenir ; nous sommes désolés...

Il serait nécessaire de nous soumettre **d'abord** le schéma de l'appareil que vous envisagez de modifier. Nous pour-

rions sans doute mieux comprendre ce que vous souhaitez faire et par ailleurs, voir si cela est possible. Nous restons à votre disposition le cas échéant.

2) Il paraît curieux que vous soyez parvenus à construire pour 500 F un appareil qui est vendu dans le commerce 20 000 F. Si vos chiffres sont exacts... bravo !

3) Nous ne pouvons pas vous communiquer les prix demandés, car nous ne vendons aucun matériel ; veuillez consulter directement nos divers annonceurs.

4) Il n'est pas dans notre pouvoir de faire réduire la TVA appliquée aux pièces électroniques.

5) Le mode de fabrication de circuits imprimés que vous envisagez est impensable.

RR - 10.12-F - M. MULOT, 10 Vendreuvre-sur-Barse nous demande les caractéristiques et brochages de différents circuits intégrés logiques.

FCH 131 : double porte ET - NON (avec résistance de charge)

FCH 161 : triple porte ET - NON (avec résistance de charge)

FCJ 121 : double bascule JK maître esclave

FCH 191 : quadruple porte ET - NON (avec résistance de charge)

FCJ 201 : bascule JK maître esclave

FCH 311 : sextuple inverseur (sans résistance de charge)

FCH 181 : quadruple porte ET - NON (sans résistance de charge)

FCJ 111 : bascule JK maître esclave

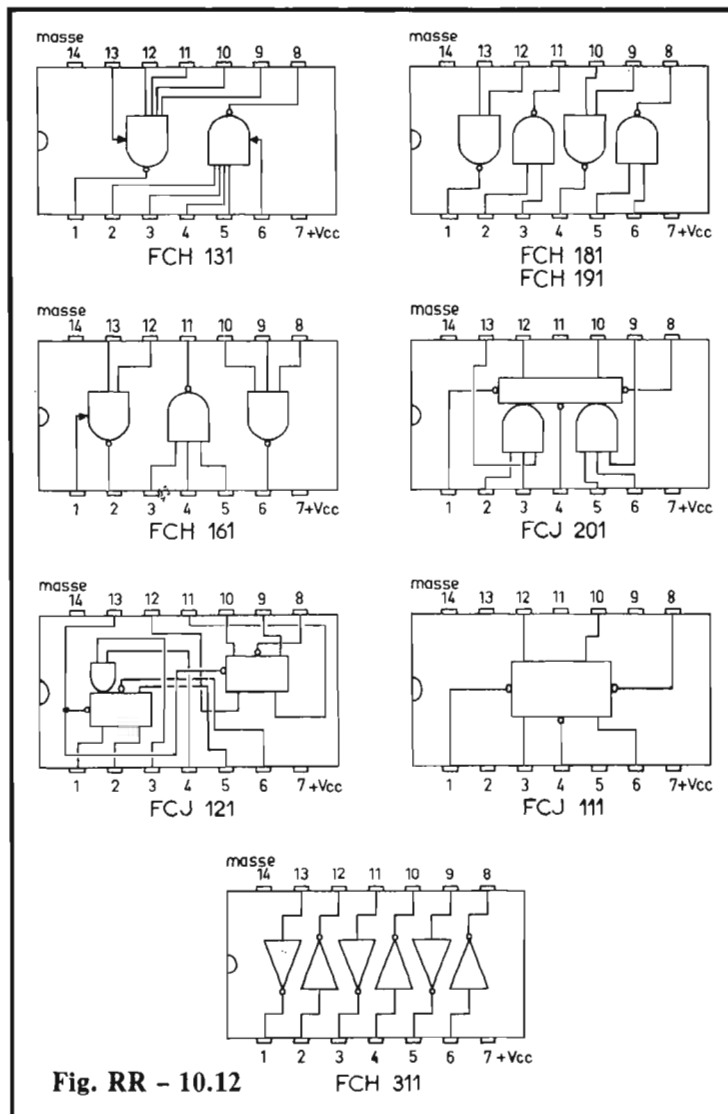


Fig. RR - 10.12 FCH 311

Caractéristiques générales de la série FC :

Tension d'alimentation = +6 V ± 5 %

Gamme de température = 0 à +75 °C

Caractéristiques à 25 °C pour une porte ET - NON :

Délai de propagation = 30 ns ;

puissance moyenne consommée = 11 mW ; sortance = 11 ; immunité statique = 1,2 V.

Les brochages de ces circuits intégrés sont représentés sur la figure RR - 10.12-F.

Par ailleurs, vous nous demandez l'adresse des Etablissements Beric ; la voici : 43, rue Victor-Hugo, 92240 Malakoff.

Une haute qualité optique !

Marexar®

objectifs multicouche ø 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

980F

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

1.890f



LA MESURE au service des OM

MISE AU POINT DES ÉMETTEURS AM-FM

I - CONTRÔLE D'UN MULTIPLICATEUR DE FRÉQUENCE

POUR doubler ou tripler une fréquence, il convient de faire travailler un étage amplificateur H.F. en classe C. Le transistor utilisé n'est pas polarisé tant et si bien que seules les alternances positives du signal d'atta-

que débloquent le transistor (voir fig. 1 pour le cas d'un transistor NPN). Deux contrôles peuvent être effectués sur un tel étage : celui du courant instantané traversant le transistor et celui de la tension HF disponible à la sortie.

Dans le premier cas, il suffit d'insérer dans l'émetteur une très faible résistance (0,5 ou 1 ou 10 Ω selon la puissance de l'étage) on doit observer des crêtes d'alternances si l'excita-

tion est faite en sinusoïdal (fig. 2-A) ; ces crêtes sont à l'image du courant de base : si la résistance R_e est trop forte, une découpe dans le temps plus faible que la demi-période réduira le temps de passage (angle θ d'ouverture). On dose ainsi la classe C. Il faut signaler que cette résistance R_e favorise aussi la proportion de l'harmonique qui intéresse l'accord du circuit collecteur ; son action pourra être éven-

tuellement ajustée afin d'obtenir à la fois le maximum de tension de sortie sur l'harmonique désirée et la pureté du signal. Cette pureté est par ailleurs d'autant meilleure que le circuit sélectif du collecteur possède une grande surtension.

L'amortissement dû à la charge sera donc limité à la valeur de puissance de sortie optimale et la forme du signal constamment contrôlée.

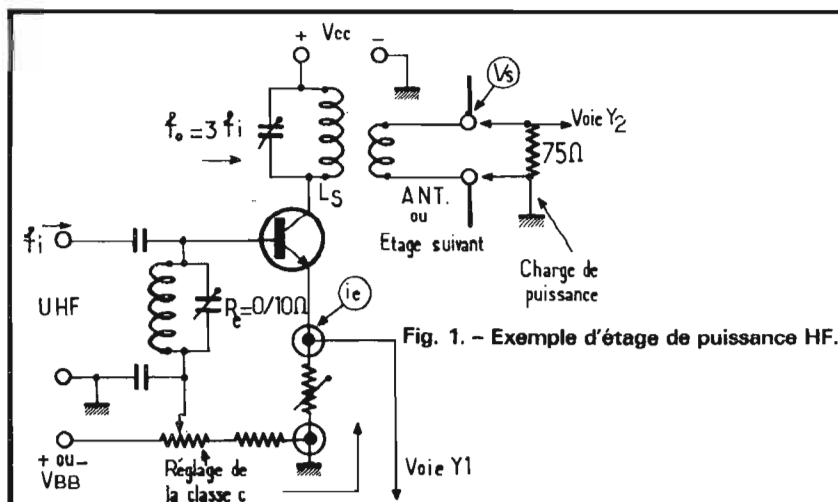


Fig. 1. - Exemple d'étage de puissance HF.

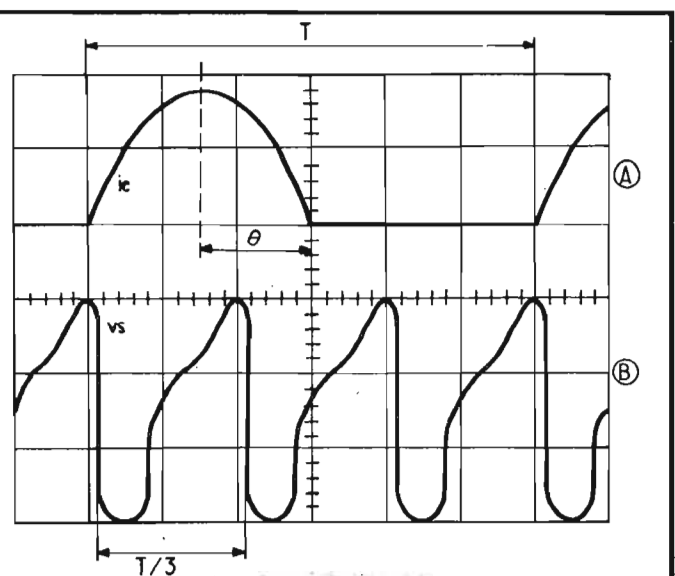


Fig. 2. - Courant émetteur et tension de sortie d'un étage HF triplieur de fréquence.

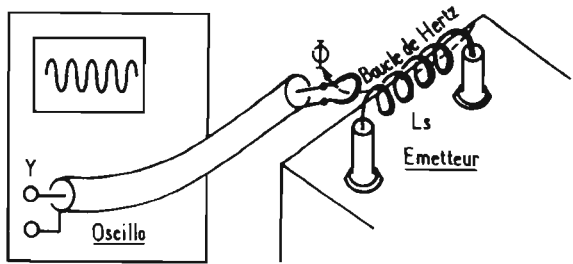


Fig. 3. - Mode de couplage par boucle de « Hertz » sur un émetteur puissant.

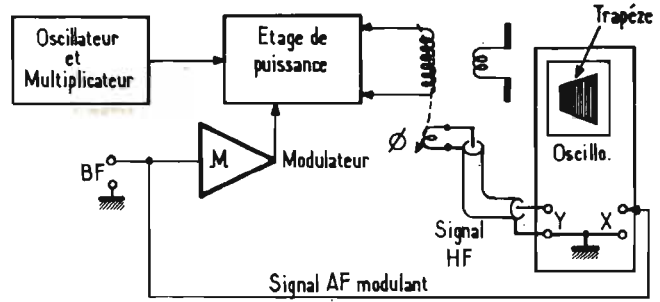


Fig. 5. - Banc d'essai mettant en application la méthode du trapèze.

Cela n'est toutefois possible que si la fréquence de repos tombe dans la bande passante de l'oscilloscope.

Sinon, on intercalera un changeur de fréquence analogue à celui d'un récepteur de radio-diffusion.

II - CONTROLE DE LA MODULATION AM

Il est toujours possible de prélever une parcelle d'énergie H.F. soit au moyen d'une

capacité soit par une boucle couplée à l'étage de sortie de l'émetteur. Cette tension est conduite au moyen d'un câble à l'oscilloscope qui reproduira la tension modulée. Le contrôle permet à la fois la vérification des courbes enveloppes, notamment leur symétrie, et la mesure du taux de modulation (fig. 3).

Par définition, le taux de modulation s'exprime par la relation :

$$m (\%) = \frac{A_{BF}}{A_{HF}} \cdot 100$$

Les estimations sont faites sur les enveloppes de modulation et non sur les tensions

appliquées au modulateur (fig. 4).

Or, une estimation de longueur faite au jugé sur l'écran n'est pas précise : c'est le cas pour A_{HF} . Par contre, les creux et maximum de modulation sont très aisés à apprécier. On a donc :

$$A = A_{HF} + A_{BF}$$

$$B = A_{HF} - A_{BF}$$

D'après la relation précédente, on tire l'expression du taux de modulation :

$$m (\%) = \frac{A - B}{A + B} \cdot 100$$

ce procédé est appelé méthode de la « courbe enveloppe ».

III - CONTROLE DE LA SYMETRIE

Au cours des mises au point sur le modulateur, non seulement on recherche la plus grande profondeur de modulation compatible avec la plus basse distorsion possible mais aussi une symétrie parfaite des courbes enveloppes.

La forme sinusoïdale ne se respecte que dans la mesure où le modulateur est lui-même linéaire ; dans ce cas, la symétrie des enveloppes est naturellement réalisée.

Par contre, la moindre alté-

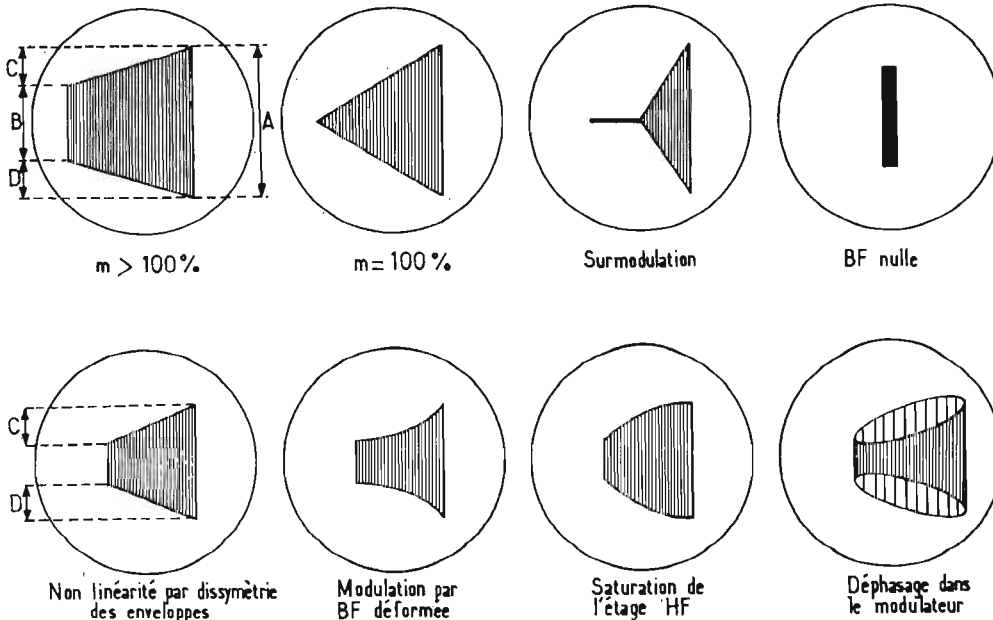


Fig. 6

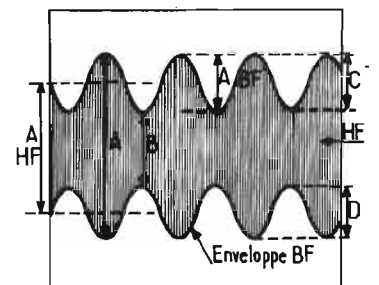


Fig. 4. - Signal HF modulé en amplitude.

ration de la forme sinusoïdale apporte généralement une dissymétrie. Celle-ci se mesure par un taux de distorsion résultant de la mesure des enveloppes. On suppose que la vraie dimension correspond à la valeur moyenne arithmétique :

$$\frac{C + D}{2}$$

On a donc :

$$d_e = \frac{C + D}{2} - D / \frac{C + D}{2}$$

Une simplification conduit à la relation :

$$d_e (\%) = \frac{C - D}{C + D} \cdot 100 \text{ (fig. 4)}$$

... si $D < C$ par convention initiale.

IV - METHODE DU TRAPEZE

La forme sinusoïdale ne se qualifie que très approximativement : une allure observée sur un écran n'est pas une mesure ! Pour pallier cet inconvénient on a recours à une méthode qui résulte d'une **figure de Lissajous** entre le signal modulé et celui qui sert à la modulation : figure 5.

La figure obtenue est caractéristique de la qualité de modulation : si celle-ci est convenablement réalisée, on obtient un trapèze isocèle dont les côtés, **parallèles**, donnent le taux de modulation et le taux de non-linéarité, au moyen des formules précédentes. L'intérêt d'une telle représentation réside dans la forme particulière qu'elle revêt lorsqu'une anomalie apparaît. Le diagnostic devient facile dès lors qu'on pratique un répertoire analogue à celui de la figure 6.

V - CAS D'UN EMETTEUR FM

La modulation de fréquence n'entraîne qu'une figure banale sur l'écran d'un (Suite page 337)

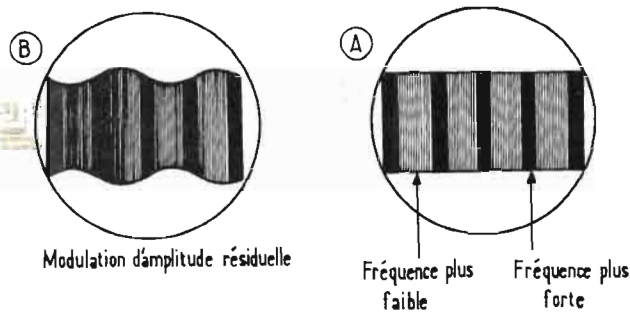


Fig. 7. - Une modulation de fréquence apparaît comme une suite de parties ombrées et claires.

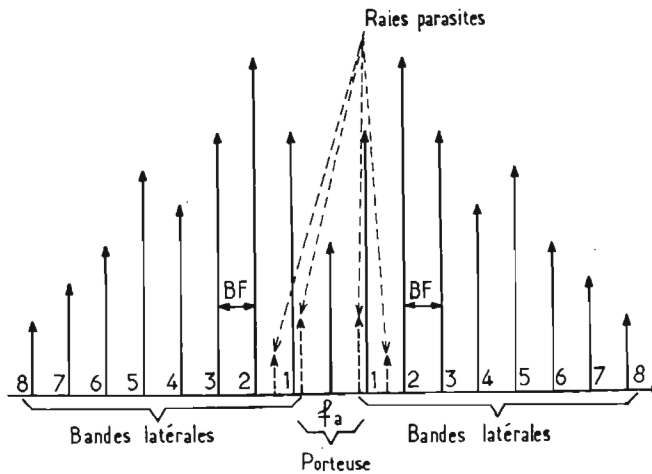


Fig. 8. - Un spectre de fréquence modulée doit montrer une symétrie des raies par rapport à la porteuse (symétrie d'emplacement et d'amplitude) et présenter une relative protection contre les raies perturbatrices (modulation parasite).

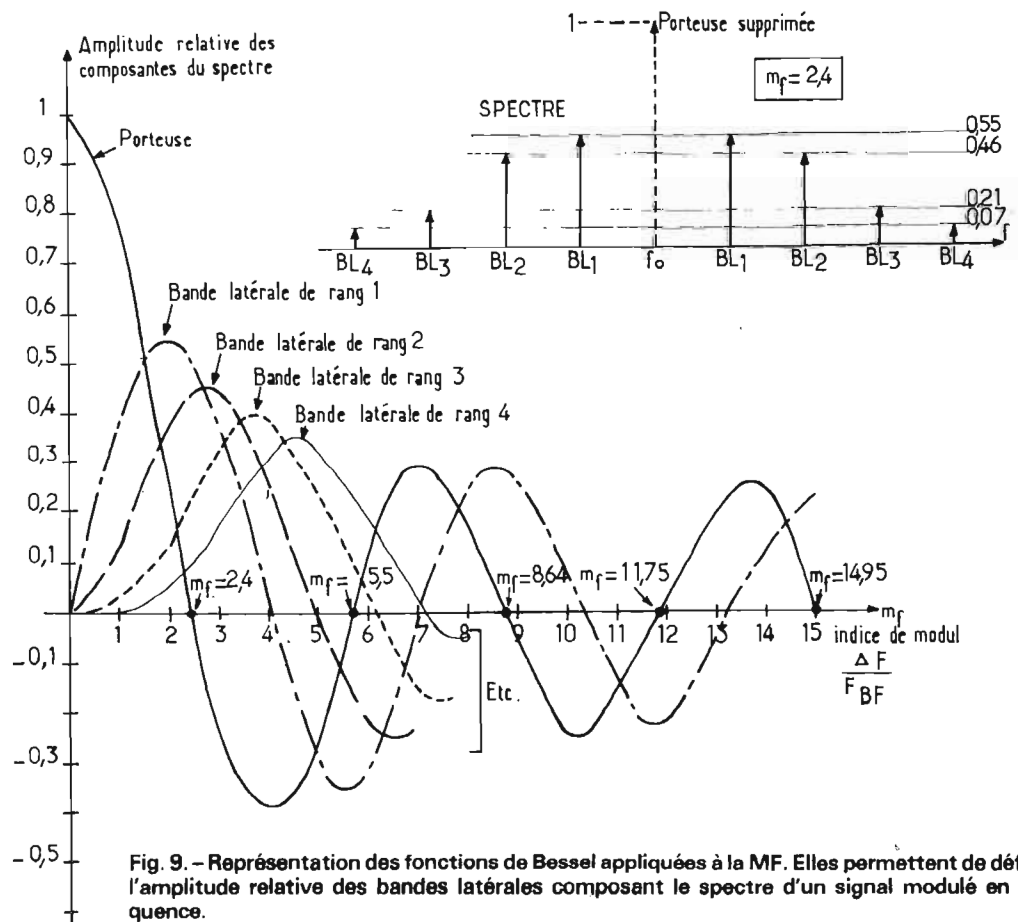


Fig. 9. - Représentation des fonctions de Bessel appliquées à la MF. Elles permettent de définir l'amplitude relative des bandes latérales composant le spectre d'un signal modulé en fréquence.

L'antenne

« BIG WHEEL »

L'ANTENNE VHF type « Big Wheel » (grande roue) pour 144-146 MHz est une antenne omnidirectionnelle d'une très haute efficacité et à rayonnement polarisé horizontalement.

Son emploi est particulièrement intéressant en « mobile » précisément parce qu'elle est omnidirectionnelle, mais aussi parce que son rendement est important.

Certes, cette antenne est d'un encombrement non négligeable ; elle présente un

diamètre de 1,20 m environ (alors que l'antenne « Halo » ne fait que 0,35 m de diamètre environ) ; mais installée au milieu du toit d'une voiture, cela n'est cependant pas prohibitif. D'autre part, son gain est notablement supérieur à celui d'une antenne « Halo ».

Un autre emploi intéressant de l'antenne « Big Wheel » s'est révélé en poste fixe, lorsque l'OM défavorisé réside à travers une forêt d'immeubles en béton (genre HLM). Avec une antenne directive type Yagi, on constate alors une

multitude de réflexions un peu **dans toutes les directions**, mais rien de bien accusé dans la direction normale et réelle du correspondant. Dans ce cas particulier, nous nous sommes aperçus qu'il était bien plus favorable d'utiliser une antenne omnidirectionnelle présentant un gain notable (par rapport au dipôle de référence), une antenne qui « ramasse tout » dans toutes les directions simultanément, qui émet également dans les mêmes conditions, ou qui recueille toutes les réflexions

en même temps. Ceci a été particulièrement démonstratif en réception où après avoir reçu tel correspondant sur antenne « Yagi » soigneusement orientée au mieux, on passait sur antenne « Big Wheel » et où l'on voyait le « S-mètre » se gonfler !

Enfin, cette antenne présente une bande passante relativement large (plus large que celle de l'antenne « Halo ») et aucune retouche au réglage de l'aérien n'est nécessaire même si l'on passe de 144-146 MHz. Le T.O.S. reste faible (1,2 à

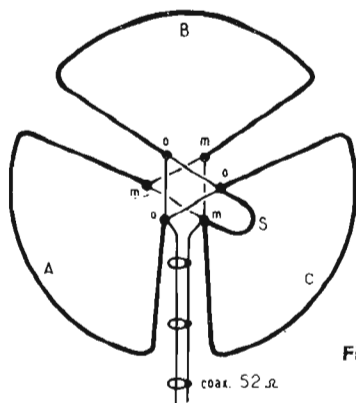


Fig. 1

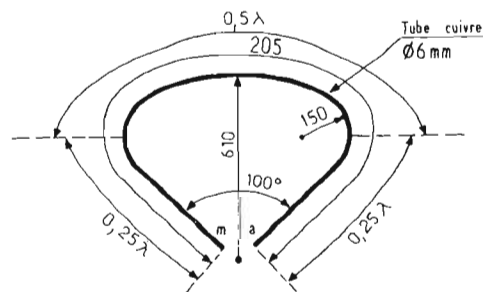


Fig. 2

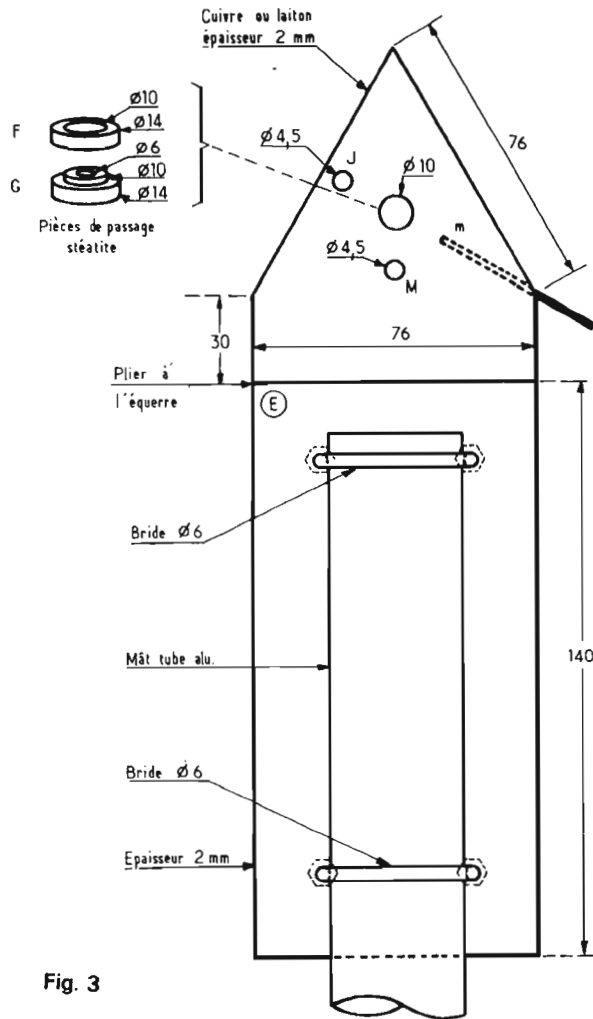


Fig. 3

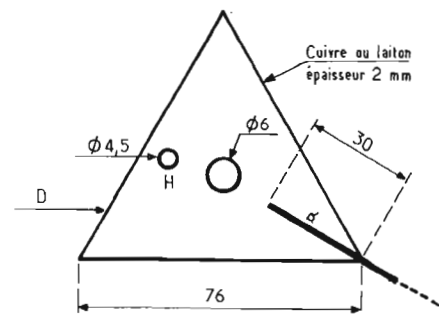


Fig. 4

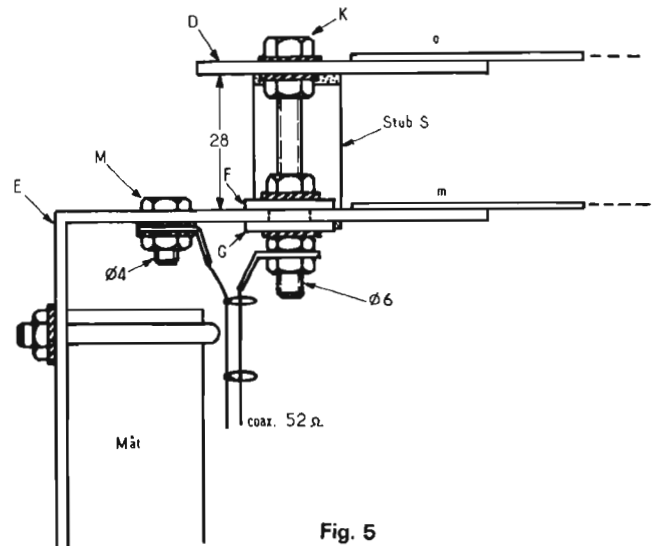


Fig. 5

1,3) pour toute l'étendue de la bande.

L'antenne « Big Wheel » se présente sous la forme de trois éléments ABC en feuille de trèfle placés dans un plan horizontal ; cette disposition est illustrée par la figure 1 où l'on est sensé voir l'antenne par dessous. Fondamentalement, chaque élément de cette antenne peut être considéré, soit comme un radiateur demi-onde alimenté à ses extrémités par deux brins quart d'onde en V, soit comme un radiateur onde entière alimenté par ses extrémités ; voir figure 2.

La longueur du conducteur de chaque élément ABC est égale à 204 cm. La figure 2

donne tous les détails de fabrication, cotes, angle de pliage, etc., pour un élément.

Les trois éléments étant attaqués en parallèle comme l'indique la figure 1, l'impédance présentée est naturellement très basse (environ 10Ω). La longueur des éléments étant choisie de manière à avoir une réactance capacitive, on lui oppose la réactance inductive d'un « stub » S pour obtenir une impédance résultante de l'ordre de 50Ω à la fréquence centrale de la bande, soit 145 MHz.

La figure 3 indique les détails de fabrication de la pièce de fixation de base E (cuivre ou laiton) à l'extrémité

du mât (montage de la pièce E sur le mât à l'aide de deux brides de 6 mm). La partie triangulaire de cette pièce E est pliée à l'équerre comme l'indique la figure. Sur cette partie triangulaire, nous avons un premier trou de 4,5 mm de diamètre (M) destiné à recevoir le boulon de masse ; un second trou de 4,5 mm de diamètre également (J) est destiné à recevoir un boulon pour la fixation de l'une des branches du stub ; enfin, un trou de 10 mm de diamètre, au centre, reçoit deux pièces de passage en stéatite FG destinées à isoler un long boulon K de 6 mm de diamètre.

Une pièce triangulaire D (cuivre ou laiton) de mêmes

dimensions, mais avec un trou central de 6 mm seulement, doit être façonnée d'après les indications de la figure 4 ; le trou H est destiné à recevoir un boulon de 4 mm pour la fixation de l'autre branche du stub.

La figure 5 représente l'assemblage de la pièce D au-dessus de la pièce E (écartement = 28 mm). La partie supérieure D est fixée par écrou ou rondelles « éventail » sur le boulon K ; ce dernier est ensuite fixé sur la pièce inférieure E, mais avec interposition des pièces de passage en stéatite FG. Ainsi, la pièce supérieure D se trouve montée d'une façon parfaitement rigide, mais iso-

lée, de la pièce E de masse ; le boulon K assure la liaison électrique au conducteur central du câble coaxial de 52Ω d'impédance.

Sur la pièce supérieure D, on soude à l'étain ou on brase à chaque sommet du triangle les extrémités 0 de chacun des éléments ABC (longueur de la soudure = 30 mm). Chaque extrémité m des éléments ABC sera soudée ou brasée de la même façon sur chaque sommet du triangle de la pièce inférieure de base E. En somme, la plaque supérieure constitue une extrémité du système rayonnant et se trouve réunie par l'intermédiaire du boulon central K de fixation isolé au conducteur central du câble coaxial, tandis que la plaque inférieure (boulon M masse) est réunie à la gaine du câble.

en forme de U. Chaque branche du U comporte une rainure aux cotés indiquées. Ces rainures passent et coulissent dans le boulon J (plaque inférieure) et le boulon H (plaque supérieure). Cette disposition permet d'ajuster la longueur du stub afin d'obtenir un T.O.S. le plus faible possible (valeur normale de 1,2 à 1,3 dans toute la bande avec du câble coaxial type 52Ω).

Sur une antenne réalisée d'après les indications que nous venons de donner, nous pouvons confirmer que le taux d'ondes stationnaires effectivement obtenu et mesuré se situe de 1,2 à 1,3 sur toute la largeur de la bande 144 MHz.

Quant au gain par rapport au dipôle simple de référence, nous l'estimons de l'ordre de 4 à 5 dB (suite aux mesures de rayonnement effectuées).

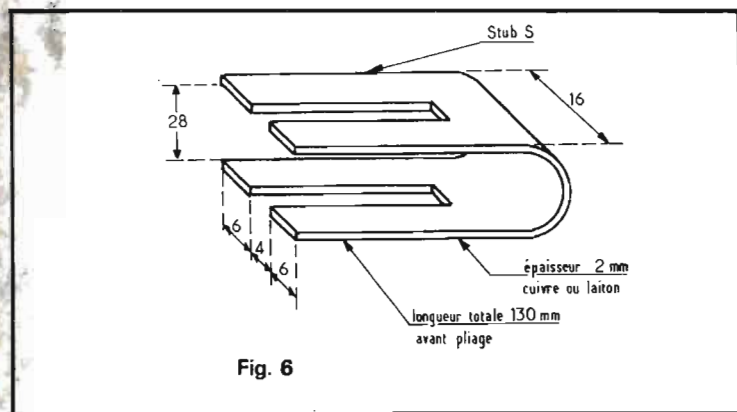


Fig. 6

Attention ! Pour effectuer les travaux de soudage des extrémités des éléments sur les pièces E et D, il est recommandé de réaliser l'assemblage de ces dernières au moyen du boulon K, **mais sans utiliser** les pièces de passage en stéatite F et G. Ce n'est qu'après soudure des éléments que l'on redémontera le boulon K pour mettre en place les pièces isolantes de passage F et G afin de procéder à l'assemblage et au montage **définitifs**. L'ensemble monté et soudé constitue un tout parfaitement rigide et robuste.

Le « stub » représenté sur la figure 6 est constitué par une bande de cuivre ou de laiton de 2 mm d'épaisseur, de 16 mm de largeur et d'une longueur totale de 130 mm pliée

Indiquons également que ce type d'antenne est réalisé commercialement par la firme américaine « Cush Craft ». Outre le modèle que nous venons de décrire, cette société propose d'ailleurs un modèle à deux étages (deux antennes identiques, superposées, connectées en phase, permettant d'obtenir un gain de l'ordre de 5 dB de plus que l'antenne simple) et un modèle à 4 étages (gain de 7 dB environ de plus que l'antenne simple).

Il va sans dire que seul le modèle à un étage peut être employé en « mobile » ; les types à deux ou à quatre étages ne peuvent guère être utilisés qu'en poste fixe.

Roger A. RAFFIN
F3AV

oscilloscope : théoriquement, la porteuse HF évolue entre deux limites extrêmes f_1 et f_2 dont l'écart correspond à deux fois l'excursion de fréquence du modulateur. On obtient donc un rectangle plus ou moins ombré, selon la fréquence de modulation - dite

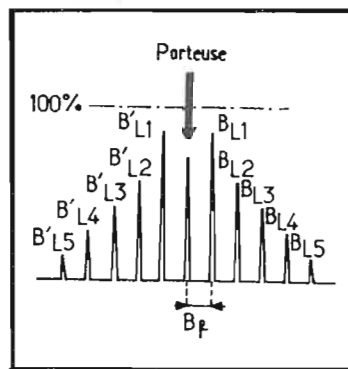


Fig. 10. - Allure d'un spectre de signal MF observé sur un analyseur.

de « vibration » - de la porteuse HF (fig. 7-A). Si la modulation est transmise convenablement, les côtés restent parallèles ; mais, dans le cas d'une sélectivité par les circuits accordés de l'émetteur, on constate, le plus souvent une altération de la régulation d'amplitude. On obtient le même défaut si la modulation de fréquence s'accompagne d'une modulation d'amplitude résiduelle (B).

Les défauts précédents ne gênent guère la transmission FM tant que l'ampleur du phénomène perturbateur reste limité mais si l'on est très sévère sur la qualité de modulation, on pourra toujours considérer le spectre de fréquence équivalent. Il faut alors associer à l'oscilloscope un analyseur de spectre tel que les bandes latérales apparaissent. Celles-ci doivent s'étaler symétriquement par rapport à la porteuse avec des intervalles égaux à la fréquence de modulation. Si des raies parasites viennent à s'intercaler ou si les bandes latérales n'ont pas la même amplitude à des distances

identiques de la porteuse, c'est que la modulation est imparfaite et qu'il faut y remédier (fig. 8).

On peut également, par l'observation toute simple du spectre, contrôler la valeur de l'indice de modulation :

$$m_f = \frac{\Delta f}{F}$$

Il suffit de noter quelles bandes latérales manquent ou se trouvent avoir une très faible amplitude. En effet, les fonctions de Bessel, invoquées pour expliquer l'existence de bandes latérales encadrant la porteuse, montrent que pour certaines valeurs de l'indice m_f la porteuse ou un rang déterminé de bandes latérales disparaissent : voir l'exemple de la figure 9. Il suffit par conséquent de noter sur un spectre analogue à celui de la figure 10 les amplitudes des bandes latérales et de consulter les courbes de la figure 9. Si la porteuse disparaît, par exemple, on a le choix entre les indices : 2,4 - 5,5 - 8,64 - 11,75 - 14,95, etc. Pour lever le doute, on observe l'amplitude des bandes latérales proches : si les amplitudes sont décroissantes progressivement $m_f = 2,4$. En effet, pour $m = 5,5$ les bandes latérales de rang 1 sont très faibles. Pour les autres indices, des remarques semblables peuvent être avancées.

On notera, enfin, pour finir, que les fonctions de Bessel font état d'un signe négatif pour certaines valeurs d'indice ; en fait, l'oscilloscope « redresse » toutes les composantes dans le même sens.

Roger CH. HOUZE
Professeur à l'ECE

COMMUNIQUÉ IMPORTANT

Pour les pages 67-68 et 69, SERVILUX annonce en dernière heure son nouveau numéro de téléphone : 261-35-38 - 261-60-48. De même les horaires annoncés dans la Publicité SERVILUX de ce numéro sont erronés, il faut lire : ouvert du mardi au samedi de 9 h à 19 h et le lundi de 13 h 30 à 19 h.