

5^F

SUISSE : 5 FS
ITALIE : 1 000 Lires
ALGÉRIE : 5 Dinars
TUNISIE : 500 Mil.
BELGIQUE : 50 FB

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- Gradateur pour effets de lumières colorées.
- Le récepteur SONY CRF 220.
- Le détecteur d'intrus GD 39 Heathkit.
- Préamplificateur pour cellule magnétique.
- Réalisez vous-même cet amplificateur 2 x 30 W.
- Un chargeur d'accu pour radiocommande.
- Le magnétophone SABA TG564 Stéréo H.
- Orgue de barbarie électronique à commande analogique.
- Indicateur lumineux d'appel téléphonique.
- Le platine Pioneer PL 51.
- Filtres actifs avec bobines.
- Étude et réalisation d'un jeu électronique : Le STAX.
- Générateur RY.
- etc.

Voir sommaire détaillé page 114

406 PAGES

CAP sur l'électronique

UN OBJECTIF PRÉCIS... UNE ROUTE SURE

L'ENSEIGNEMENT À DISTANCE **INFRA** VOUS GUIDE VERS LES PLUS LARGES HORIZONS

INFRA L'ENSEIGNEMENT ÉLECTRONIQUE POLYVALENT CHEZ SOI...



infra

ENSEIGNEMENT PRIVÉ À DISTANCE •

24, RUE JEAN MERMOZ • PARIS-8^e • TÉL. 225-74 65 •

VOIR 2
180



le « 4341 »

tout récent

CONTROLEUR MULTIMESURE

à

transistormètre incorporé

Résistance interne : 16 700 Ω/volt.
 V. continu : 0,3 V à 900 V en 7 cal.
 V. altern. : 1,5 V à 750 V en 6 cal.
 A. continu : 0,06 mA à 600 mA, 5 cal.
 A. altern. : 0,3 mA à 300 mA, 4 cal.
 Ohms : 0,5 Ω à 20 MΩ en 5 cal.
 Transistormètre : mesures ICR, IER, ICI, courants collecteur, base, en PNP et NPN. Le 4341 peut fonctionner de -10 à +50 °C. Livré en coffret métal, étanche, av. notice d'utilisation.

GARANTI 1 AN

Une exclusivité LAG électronic **189 F** port 12 F

OSCILLO « CENTRAD 272 »
 Bande passante 0 à 10 MHz, sensibilité 10 mV, tube Ø 10 cm, Tout transistors et circuits Intégrés. Dim. : 215 x 165 x 325 mm. Poids 4,9 kg. Prix **2 628,00**
CENTRAD 273. Oscillo identique au 272. Bde passante 0 à 5 MHz. Prix **2 148,00**
CENTRAD 170A10. Oscillo. Bde pass. 0 à 10 MHz. Sens. 5 mV. Prix **3 588,00**
CENTRAD 170A13. Oscillo. bde pass. 0 à 10 MHz. Sensib. 5 mV. Tube Ø 13 cm. Prix **4 224,00**
CENTRAD 170P13. Oscillo. bde pass. 0 à 12 MHz. Sens. 5 mV. Tube rectangulaire 105 x 85 mm. Retard au déclenchement. Prix **5 059,00**



MIRE PORTABLE NOIR ET COULEUR « CENTRAD 080 »

Permet au dépanneur le réglage à domicile des téléviseurs en 819 et 625 L., convergence, géométrie, pureté, sortie UHF 10 canaux, alim. 6 piles 1,5 V, dim. 155 x 105 x 65 mm, poids 0,8 kg. Prix **1 140,00** + port et embal. 8,00



HETER-VOC 2 Générateur HF

Tout transistors, de 100 kHz à 36 MHz en 6 gammes. Précision : ± 1 %. Tension de sortie de 100 mV à 100 μV. Prix **416,00**
 Port et emb. 10,00

CENTRAD 923. Générateur HF, 160 kHz à 225 MHz sans trou. Livré av. sonde et un manuel d'alignement **1 147,00**
CENTRAD 264. Générateur BF, 10 Hz à 1 MHz. Signal sinusoïdal et rectangulaire. Tension de sortie 0 à 1 V/50 Ω et 1 à 10 V/150 Ω. Prix .. **1 260,00** (Port et emballage : 10,00)

GENERATEUR BF « MINI-VOC »

● 10 Hz à 10 kHz en 4 gammes ● Signal sinusoïdal ou rectangulaire ● Sortie 0 à 6 V en 600 Ω ● Distorsion > 0,3 % ● Temps de montée du signal rectang. 0,2 S. Prix : **451,00** + port et embal. 8,00 F

« RAPIDMAN 800 » calculatrice électronique la moins chère du marché



[dimensions : 138 x 80 x 23 mm]
 4 opérations, 8 chiffres, 2 décimales, calculs en chaîne et combinés, alim. 1 pile 9 V, livrée avec alimentation secteur complémentaire 220 V.

Prix T.T.C. **360 F**
 Port et embal. 6,00

LAG
 électronic

a créé...
 "les Cahiers de la Mesure"

Ces cahiers regroupent les documentations complètes d'une gamme d'appareils de mesures couvrant tous les besoins en radio, télé, son, etc., ainsi qu'une liste importante de matériels d'occasion (générateurs, oscillos, appareils de mesures, magnétos professionnels, etc.).
 « Envoi contre 6 francs en timbres »

APPAREILS DE MESURE « CHINAGLIA »

« MINOR » 20 KΩ/V continu, et 4 KΩ/V alternatif

Volts cont. 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 1 500 (30 000 V avec sonde H.T.)
 Volts alt. 7,5 - 25 - 75 - 250 - 750 - 2 500
 Volts B.F. 7,5 - 25 - 75 - 250 - 750 - 2 500
 Amp. cont. 50 μA - 5 - 50 - 500 mA - 2,5 A
 Amp. alt. 25 - 250 mA - 2,5 - 12,5 A
 Ohms 10 000 Ω - 10 MΩ
 Capacités 100 μF - 100 000 μF
 Décibels - 10 à + 66 dB
 Dimensions : 150 x 85 x 37 mm, en boîtier de transport, avec cordons et pointes de touche.
 Prix **179,00** + port et emballage 5,00



« MINOR U.S.I. » mêmes caractéristiques + signal tracer incorporé

Prix **234,00** + port et emballage 5,00

« CORTINA » 20 KΩ/V continu, et 4 KΩ/V alternatif

Volts cont. 100 mV - 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1 500 (30 000 V avec sonde H.T.)
 Volts alt. 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1 500
 Volts B.F. 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1 500
 Amp. cont. 50 - 500 μA - 5 - 50 - 500 mA - 5 A
 Amp. alt. 5 - 50 - 500 mA - 5 A
 Ohms c.c. 1 - 10 - 100 KΩ - 1 - 10 - 100 MΩ
 Ohms c.a. 10 - 100 MΩ
 Capacités 50 000 - 500 000 pF - 10 - 100 - 1 000
 10 000 - 100 000 μF - 1 F
 Décibels - 10 à + 66 dB
 Fréquences 50 - 500 - 5 000 Hz
 Dimensions : 156 x 100 x 40 mm, en boîtier de transport, avec cordons et pointes de touche.
 Prix **240,00** + port et emballage 5,00



« CORTINA U.S.I. » mêmes caractéristiques + signal tracer incorporé

Prix **295,00** + port et emballage 5,00

« 2000 SUPER » 50 KΩ/V continu, et 10 KΩ/V alternatif

Volts cont. 0,15 - 0,5 - 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1 500 (30 000 V avec sonde H.T.)
 - Volts alt. 2,5 - 7,5 - 25 - 75 - 250 - 750 - 2 500
 Volts B.F. 2,5 - 7,5 - 25 - 75 - 250 - 750 - 2 500
 Amp. cont. 20 - 50 - 500 μA - 5 - 50 - 500 mA - 5 A
 Amp. alt. 250 μA - 2,5 - 25 - 250 mA - 2,5 A
 Ohms 10 - 100 KΩ - 1 - 10 - 100 MΩ
 Capacités 10 - 100 - 1 000 - 10 000 - 100 000 μF
 Décibels - 20 à + 69 dB
 Dimensions : 156 x 100 x 40 mm, en boîtier de transport, avec cordons et pointes de touche.
 Prix **315,00** + port et emballage 5,00



« USI-JET » Signal tracer universel Radio-Télévision

Forme stylo, en étui souple. Prix **73,00** + port et embal. 4,00

Calculatrices électroniques TEXAS-INSTRUMENTS



(1) TI-2500 « DATAMATH ». — 8 chiffres, 4 opérations, calculs en chaîne, facteur constant, virgule flottante, soldé négatif, témoin de dépassement de capacité, alim. par batterie interne rechargeable, dim. 14 x 8 x 4 cm. Livrée avec le chargeur secteur 220 V) **445,00** + port et emballage 8,00

(2) TI-35000 spéciale bureau. — 10 chiffres, 4 opérations, calculs en chaîne, facteur constant, soldé négatif, virgule flottante (ou sélecteur 2 ou 4 décimales), témoin de dépassement de capacité, alim. secteur 220 V, dim. 21 x 10 x 6,5 cm. Prix **495,00** + port et emballage 10,00

(3) SR-10 spéciale études. — 8 chiffres, 4 opérations, calculs en chaîne et exponentiels, en positif ou en négatif, carrés, racines carrées, calculs invers, virgule flottante, témoin de dépassement de capacité, alim. par batterie interne rechargeable, dim. 16 x 8 x 4 cm. Livrée avec le chargeur (secteur 220 V). Prix **695,00** + port et emballage 8,00

LAG
 électronic

PROJECTEURS LIGHT SHOW SPECTROFLUX



Lanterne prévue pour recevoir tous les accessoires, puissance 250 W iode zoom 60/110 mm. Modèle avec disque d'huile coloré à partir de 1 572 F T.T.C.

Modèle en photo ci-dessus avec 4 programmes automatiques... 3 057 F T.T.C.

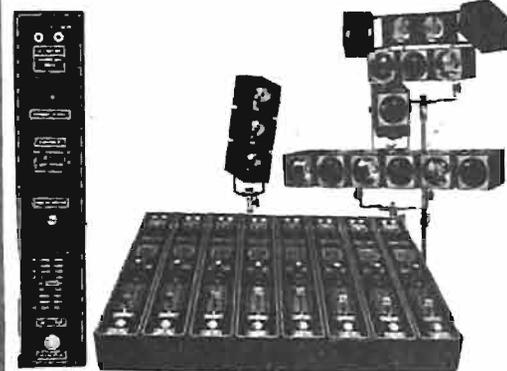
G37 Projecteur Light Show 150 W iode avec disque d'huile... 673 F T.T.C.
Port + 15 F - C/remb. 720 F



F4 Projecteur Light Show Universel 150 W, 220 V. Prix... 199 F
Avec disque d'huile et moteur... 380 F
Port + 7 F - C/remb. + 12 F



MP300 Projecteur 300 W avec écran de couleur amovible... 129 F



GT1 Gradateur antiparasite avec pré-réglage 1 200 W/ 220 V possibilité d'assemblage pour créer un jeu d'orgue... 248 F
Port + 5 F - C/remb. + 10 F

Lampe 300 W, 220 V. Prix... 21 F
Port + 5 F - C/remb. + 10 F



CL3000 Modulateur/gradateur à 3 voies se raccorde directement en sortie ligne (prise magnéto) ou fonctionne à partir d'un micro livré avec l'appareil 3 x 1 200 W avec antiparasite haute sécurité pour club... 1 480 F
C/remb. + 20 F - Port + 15 F

GF Modulateur professionnel haute qualité 3 x 1 000 W fonctionne avec prise HP à partir de 500 mW. Prix spécial... 980 F
Port + 15 F - C/remb. + 20 F



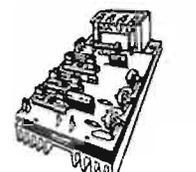
GRAZY LIGHT 1000 Modulateur/gradateur monocanal avec compensateur automatique de niveau sonore - 1 x 1 200 W, 220 V... 398 F
Port + 5 F - C/remb. + 10 F



FREE LIGHT Modulateur 3 canaux; basses, médium, aiguës; peut recevoir 12 lampes de couleur. 75 W... 200 F
Complet avec 3 pinces et 3 lampes... 299 F
Port + 5 F - C/remb. + 10 F



SHOW-HOME Modulateur monocanal 1 x 600 W... 65 F
Complet avec pince et lampe... 98 F
Port + 5 F - C/remb. + 10 F

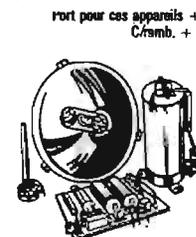


SEMI-KIT MCI modulateur 1 200 W mono complet... 87 F
MCIII modulateur 3 600 W 3 canaux, complet... 184 F
DCIII modulateur 3 voies grande qualité - très haute précision 3 x 700 W antiparasité... 250 F

ATTENTION NOUVEAUTE Modulateur en fonctionnement inversé, éclairé en l'absence du son... 69 F
Port pour ces appareils + 5 F
C/remb. + 10 F



CCI clignoteur électronique vitesse variable 1 200 W. Prix... 125 F
CCII clignoteur électronique vitesse variable que 2 voies vitesse variable... 160 F
CCIV clignoteur électronique 4 voies vitesse variable... 263 F
FLASH 2000 clignoteur 2 voies temps et vitesse contrôlés (livré tout monté)... 220 F
Port pour ces appareils + 5 F
C/remb. + 10 F



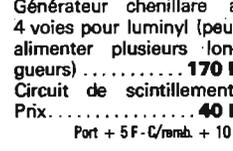
S.C.I. Stroboscope professionnel 30 000 W en 1/20 000^e de seconde... 370 F
Coffret pour strobo SCI, vitesse réglable... 50 F

S.C.II. Strobo d'appartement vitesse réglable... 198 F
Port pour ces appareils + 5 F
C/remb. + 10 F

Modulateur d'appartement sans aucune installation 2 lampes, 2 voies... 95 F
Port + 5 F - C/remb. + 10 F



LUMINYL Lumière courante dans une gaine en plastique longueur 4 m... 116 F
Générateur chenillière à 4 voies pour luminyl (peut alimenter plusieurs longueurs)... 170 F
Circuit de scintillement... 40 F
Port + 5 F - C/remb. + 10 F



LUMIERE NOIRE Black magic 175 W, 220 V. Prix... 192 F
Lampe seule directe 220 V. Prix... 108 F
Port + 5 F - C/remb. + 10 F

TUBE LUMIERE NOIRE 0,60 m 20 W... 58 F
1,20 m 40 W... 78 F
Réglette 0,6 m 220 V. Prix... 38 F
Réglette 1,2 m 220 V. Prix... 42 F
Port et emballage + 30 F

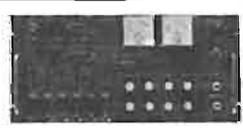
GÉLATINES DE COULEUR Pour projecteur de lumière 28 x 19 cm... 5 F
56 x 38 cm... 15 F
115 x 56 cm... 36 F

DISQUE DE LIQUIDE COLORE Pour tous projecteurs Light Show. Prix spécial... 139 F
Moteur 1/2 tr/mn... 61 F
Port + 5 F - C/remb. + 10 F

DÉPARTEMENT BASSE FRÉQUENCE MATÉRIEL DE HAUTE QUALITÉ NORMES HI-FI



MPK603 Mélangeur 2 canaux... 580 F
MPK602 Mélangeur 6 canaux... 873 F
MPK605 Mélangeur 6 canaux... 1 450 F
MPK604 Mél. 6 can. sono... 1 280 F
TPK409 Equaliseur. Prix... 770 F



APK280 Ampli 2 x 80 W... 1 100 F
APK150 Ampli 150 W. Prix... 972 F
APK501 Module 150 W. Prix... 807 F
APK2802 Module 2 x 80 W... 923 F
MPK605
MPK280
APK1702 Module 80 W. Prix... 481 F

HAUT-PARLEURS HI-FI FANE ACOUSTICS



KIT MODE ONE

Puiss.: 30/45 W
B. passante: 35 à 18 000 Hz
Impédance 8 Ω
PRX: 245 F



HI-FI UTAH

C8JC.3A 8" 3 voies coax. 30 W 55 Hz... 289 F

C12PC-HF 12" 3 voies coax. 25 Hz... 483 F

HP SONO FANE ACOUSTICS

Crescendo 18	1 177 F	Crescendo 12-A	770 F
183 G	809 F	122-17-60	443 F
Crescendo 15	940 F	S6-17	436 F
163	602 F	122-10-60	253 F
152-17-60	818 F	122-10-6T	250 F
152-17-6T	623 F	101-10-6T	219 F
152-12-60	431 F	S6-16	220 F



Gauss

LES PLUS PUISSANTS HAUT-PARLEURS

BOBINE MOBILE DE 11 cm ● PIÈCES MAGNÉTIQUES 8 kg ● DOUBLE SPIDER (BREVETÉ)
PUISSANCE 200 WATTS RMS
GAUSS 31 cm... 1 488 F
GAUSS 38 cm... 1 764 F
GAUSS 46 cm... 2 106 F

CONDITIONS DE VENTE: Les envois contre-remboursement sont effectués sans formalités jusqu'à concurrence de 500 F, au-delà la commande doit s'accompagner d'un versement de 25% - Aucune exportation n'est effectuée pour les commandes de moins de 1 000 F, dans tous les cas le montant doit accompagner la commande. Les règlements par timbres-poste sont refusés au-delà de 20 F. Les mandats doivent être rédigés à l'ordre de la LUTHERIE MODERNE, 14, rue de Douai, PARIS-9^e.
GARANTIE: Les lampes de toute origine ne sont absolument pas garanties et ne peuvent en aucun cas faire l'objet d'un litige.

NOUS CONSULTER POUR LES EXPÉDITIONS EN PROVINCE

NOTA. - PORT + 5 F INDIQUE LA SOMME QUE VOUS DEVEZ AJOUTER AUX PRIX ANNONCÉS. SI VOTRE RÉGLEMENT ACCOMPAGNE LA COMMANDE C/REMBOURSEMENT + 10 F, INDIQUEZ LE SUPPLÉMENT À PAYER SI VOUS NE RÉGLEZ PAS À LA COMMANDE C/REMBOURSEMENT INDIQUE LE SUPPLÉMENT À PAYER SI VOUS NE RÉGLEZ PAS À LA COMMANDE.

Journal hebdomadaire

Fondateur :
J.-G. POINCIGNON

Directeur de la publication
A. LAMER

Directeur :
Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
André JOLY

Comité de rédaction :
Jacques BERCHATSKY
Bernard FIGHIERA
Charles OLIVERES

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

C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN
COMPRENANT :

15 numéros **HAUT-PARLEUR**, dont 3 numéros spécialisés :
Haut-Parleur Radio et Télévision
Haut-Parleur Electrophones Magnétophones
Haut-Parleur Radiocommande
12 numéros **HAUT-PARLEUR** « Radio Télévision Pratique »
11 numéros **HAUT-PARLEUR** « Electronique Professionnelle - Procédés Electroniques »
11 numéros **HAUT-PARLEUR** « Hi-Fi Stéréo »

FRANCE80 F
ÉTRANGER.....120 F

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

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

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES

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



Commission Paritaire N° 23 643

Page

Page

Appareils HI-FI

- Réalisez vous-mêmes cet amplificateur 2 x 30 W 168
- L'amplificateur préamplificateur Stéréo GP/AS 230 232
- La chaîne combinée AKAI CR 81 T 251
- La platine Pioneer PL 51 257

Électronique simple

- Gradateur pour effets de lumières colérées 116
- Préamplificateur pour cellules magnétique 142
- Commutateur simple à circuits intégrés 146
- Indicateur lumineux d'appel téléphonique 248
- Étude et réalisation d'un jeu électronique le Stax 259

Les lasers

- La fusion par lasers 246

Les ordinateurs (calcul numérique)

- Comment fonctionnent les compteurs à bascules JK 158
- Circuits analogiques 217
- L'intelligence artificielle : l'ordinateur écoute 254

Mesure - Service

- Alimentation régulées à circuits intégrés 123
- Alimentation simple avec filtrage et réglage de la tension 143
- Comment augmenter les possibilités des appareils de mesure 178

Le journal des OM

- Générateur RY 282
- Autostart et antispaces pour le ST6 284

Radiocommande

- L'émetteur pour radiocommande UK302 Amtron 187

- Un chargeur d'accu universel pour radiocommande 229

Magnétophones

- La platine du magnétophone SONY TC 377 138
- La nouvelle pratique des bandes magnétiques 179
- Le magnétophone SABA TG564 stéréo H 234
- La magnétophone à cassettes Sony TC66 244

Musique électronique

- Montages musico-électroniques 147
- Orgue de barbarie électronique à commande analogique 238

Radio

- Le récepteur SONY CRF 220 128

Télévision

- Le Portacouleur 42 Pizon Bros 152

Sonorisation

- Un pupitre de mixage pour 6 micros 214

Photo Ciné

- Nouveautés techniques et conseils pratiques 162

Divers

- Dans la nouvelle gamme SABA 133
- Le détecteur d'intrus Heathkit GD 39 136
- Stéréophonie omnidirectionnelle à 2 canaux 195
- Vidéographie et vidéodisque 221
- Filtres actifs avec bobinages 266
- Sélection de chaînes Hi-Fi 271
- Courrier technique 274
- Petites annonces 293
- Encart Eurelec 227-228

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

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

CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
145 000
EXEMPLAIRES

Informations

**LE FESTIVAL
INTERNATIONAL DU SON**
Au Centre International de Paris
(Porte Maillot), Paris 17^e.
Du 11 au 17 mars 1974.

LE Centre International de Paris s'élève à la Porte Maillot, en bordure du grand axe Étoile-Défense qui relie le Paris d'hier et d'aujourd'hui au Paris de demain.

Le XVI^e FESTIVAL INTERNATIONAL DU SON sera la première manifestation internationale à se tenir dans ce lieu privilégié par sa situation, son architecture et ses aménagements.

Il occupera les 3 niveaux du Palais des Congrès.

Le Festival sera ouvert au public du 12 au 17 mars 1974, de 10 h à 20 h, la journée du lundi 11 étant réservée exclusivement aux professionnels. Suivant la tradition, il proposera :

- 1) Des démonstrations musicales présentées par les constructeurs de matériels Haute Fidélité et les facteurs d'instruments de musique.
- 2) Un programme artistique avec des concerts, des récitals, des démonstrations-spectacles donnés par l'O.R.T.F. et les sociétés étrangères de radiodiffusion, la remise des Grands Prix du Disque de l'Académie Charles CROS, etc.
- 3) Des Journées d'Études avec la participation de personnalités appartenant à l'université, aux organismes de recherche et à l'industrie.

**TOSHIBA PRÉSENTE LE
« BLACK STRIPE COLOR »
NOUVEAU
TUBE COULEUR T.V.**

M. Kazuo Iwata, Vice-président de la Compagnie TOSHIBA a présenté à Chicago le nouveau téléviseur couleur C. 335 équipé d'un nouveau tube haute performance : « Black stripe ».

Les spécialistes ont reconnu que le « Black stripe » assure une luminosité et une netteté inconnues jusqu'à ce jour dans le domaine de la télévision. L'avènement du « Black stripe » a été qualifié « le pas le plus important marqué dans la technique T.V. depuis les dix dernières années. »

Le tube « Black stripe » utilise notamment des canons à électrons « alignés » et un système de réception hybride du rayon sur l'écran phosphorescent. Le masque classique à trous est remplacé par une grille verticale de conception inédite.

La luminosité de l'image se trouve améliorée de 60 % par rapport à celle des écrans classiques.

TRANCHANT-DISTRIBUTION, importateur de TOSHIBA en France reste discret sur ses intentions. Nous croyons savoir, toutefois, que le « Black stripe » apparaîtra dans quelques mois sur le marché français avec des écrans de 36 à 45 cm.

Nos lecteurs seront bien entendu tenus au courant.

DEMI-SIÈCLE DE LA RADIODIFFUSION

DANS les principaux pays de la Terre, la radiodiffusion débuta il y a une cinquantaine d'années. C'est ainsi qu'en Allemagne les premières émissions de radio eurent lieu en 1923. En France elles commencèrent encore plus tôt : sous la direction du général Ferrié, la radiodiffusion émise de la Tour Eiffel débuta dans les derniers mois de 1921.

On constate que ces émissions sonores pour le public furent lancées plus d'un quart de siècle après l'invention de la télégraphie sans fil. Celle-ci fut créée par le professeur russe Alexandre Popov qui, le 7 mai 1895, en fit la démonstration devant les membres de la Société russe de Physique et de Chimie, réunis à Saint-Petersbourg (actuellement nommé Leningrad).

Son invention était basée sur les œuvres du physicien allemand Heinrich Hertz qui, en 1887, parvint à faire jaillir les ondes électromagnétiques et sur celles du professeur français Edouard Branly qui, en 1890, dans son laboratoire de l'Institut catholique de Paris, parvint à réaliser le co-héreur permettant de détecter les ondes électromagnétiques.

Jusqu'à l'année 1906, les ondes électromagnétiques ne pouvaient être réalisées que sous la forme amortie, ce qui ne pouvait servir que pour la télégraphie. Un Américain de lointaine origine française, Lee de Forest inventa, en 1906, le tube triode, ce qui permit de créer les oscillations entretenues grâce à quoi il devint possible de transmettre les sons par les ondes de radio. Une quinzaine d'années plus tard, débutait la radiodiffusion dans divers pays.

De nos jours, le nombre des émetteurs est impressionnant et leurs longueurs d'onde vont de quelques centimètres à plus d'un kilomètre. Et en plus des sons, bien des émetteurs servent à transmettre des images. En effet, la télévision s'est développée avec une rapidité prodigieuse.

Quant aux distances que parcourent les ondes électromagnétiques, non seulement certaines font le tour de la Terre, mais il en est qui nous arrivent des lointains espaces, notamment de la Lune et de diverses planètes.

N'avons-nous pu voir en direct des hommes qui se promenaient sur la Lune en bénéficiant de l'extrême légèreté due au fait que la dite Lune est beaucoup plus légère que la Terre.

Alors qu'il y a un demi-siècle les populations de différents pays étaient très séparées, de nos jours, grâce à la radio et à la télévision, elles sont très proches les unes des autres. Nous entendons et nous voyons ce qui a lieu un peu partout sur notre planète.

Cependant, s'il est possible de recevoir les sons et les images les plus lointains, il est en revanche impossible de comprendre tout ce que l'on prononce dans tant de langues différentes. Si les procédés d'électronique permettent de rapprocher toutes les populations, en revanche la diversité des langues les maintient très séparées.

Comment y remédier ? Un seul moyen le permet d'une façon facile et parfaite : l'adoption universelle de cette langue auxiliaire et internationale qu'est l'espéranto, inventée en 1887 par le docteur Zamenhof.

Maintenant que, grâce à la radio et à la télévision, tous les pays du monde sont rapprochés, maintenant que les trains et les avions rendent de plus en plus aisé le passage d'un pays dans les autres, la langue internationale auxiliaire devrait être adoptée simultanément dans tous les pays. On devrait en assurer l'enseignement dans toutes les écoles. Une ou deux heures par semaine suffisent pour, en un an, apprendre cette parfaite langue auxiliaire que le signataire de la présente a apprise il y a 54 ans et dans laquelle il rédigea, en 1926, son premier livre « Mi komprenis la radion » qui fut ensuite traduit et publié en 22 langues ; en français, il s'appelait « J'ai compris la T.S.F. » et il en a paru une douzaine d'éditions.

Plus que jamais nous souhaitons que tous les pays du monde bénéficient de la langue internationale auxiliaire, si facile, si riche et si belle. Cela rapprochera tous les peuples et ainsi jamais plus il n'y aura de guerres. Ainsi soit-il !

Eugène AISBERG
Président de l'Union internationale
de la Presse radiotechnique
et électronique.

A ses amis
et lecteurs

LE HAUT-PARLEUR
présente
ses meilleurs vœux
pour 1974

GRADATEUR POUR EFFETS DE LUMIÈRES COLORÉES

L'IDÉE de ce gradateur de lumière est née du désir, un jour éprouvé, d'obtenir des effets de lumières colorées présentant des variations cycliques. Quelques essais nous ont montrés que les effets étaient beaucoup plus agréables à l'œil quand les transitions d'allumage et d'extinction des lampes s'effectuaient graduellement. Ces essais nous ont également indiqués qu'à moins de vouloir rechercher des effets spéciaux, quatre couleurs étaient suffisantes. Le nombre de lampes de couleur à donc été fixé à quatre; le système allume successivement les quatre lampes correspondantes avec des durées d'illumination identiques. Les débuts et les fins d'éclairages s'effectuent progressivement de telle sorte que, lorsqu'une lampe s'éteint doucement, la suivante commence à s'allumer graduellement, ce qui provoque des changements de teintes assez décoratifs. A ce sujet ouvrons une parenthèse pour préciser qu'à notre avis il est préférable de masquer la lumière directe provenant des ampoules et d'utiliser l'intensité lumineuse réfléchie, ce qui donne des tons plus doux très agréables à l'œil.

Le gradateur, décrit ci-après, commande donc quatre ampoules de couleurs différentes, d'une puissance pouvant aller jusqu'à 800 W par TRIAC, alimentées directement à partir du 220 V du secteur. Chaque ampoule est allumée cycliquement pendant une durée qui est identique pour toutes. Ce temps d'illumination peut être réglé d'une manière continue au moyen d'un potentiomètre. Pour chaque lampe, l'allumage s'opère graduellement : de même, l'extinction est progressive et a lieu pendant que l'ampoule suivante commence à s'éclairer si bien que durant ce temps de transition il se produit un mélange de couleurs. L'intensité lumineuse de chaque ampoule peut être réglée séparément pour que l'on puisse doser les effets lumineux : par exemple, il est possible d'obtenir une rouge intense, puis un jaune moyen suivi d'un vert léger pour finir par un bleu à peine allumé, ou toute autre combinaison au choix. On peut

aussi laisser telle ou telle lampe allumée en permanence avec un éclat déterminé et en laisser une ou plusieurs éteintes ou bien, au contraire, illuminer les quatre ampoules ensemble pour effectuer des recherches d'effets lumineux. La disposition des lampes permet également de varier ces effets selon qu'on les dispose en ligne, ou groupées derrière un verre dépoli, ou bien encore en éclairage indirect aux quatre coins de la pièce, etc... Si l'on commande plusieurs lampes avec le même TRIAC, on peut réaliser une suite de points lumineux qui paraissent progresser dans un sens ou dans l'autre selon la disposition adoptée. En résumé, ce montage offre beaucoup de possibilités et, en faisant preuve d'un peu d'ingéniosité, le réalisateur découvrira certainement d'autres façons d'utiliser et de combiner les couleurs.

COMPOSITION DU GRADATEUR

Celui-ci peut se décomposer en quatre sous-ensembles principaux :

a) Le TRIAC.

L'élément de base pour la commande lumineuse des lampes est un dispositif semi-conducteur appelé TRIAC (abréviation d'un

terme anglais « triode A.C. semiconductor » que l'on pourrait grossièrement traduire par : Semiconducteur à trois électrodes pouvant fonctionner en alternatif).

Le TRIAC fonctionne grosso-modo comme un thyristor; il est mis en conduction par une impulsion appliquée sur sa gâchette. Une fois amorcé, il ne peut cesser de conduire que lorsque le courant qui le traverse s'annule, mais à la différence d'un thyristor, le courant qui circule dans un TRIAC amorcé peut passer soit de l'électrode B2 vers l'électrode B1 ou réciproquement. Ce mode de fonctionnement l'apparente au montage comportant deux thyristors têtes-bêches.

Le TRIAC présente un temps de mise en conduction très rapide; dès que l'électrode de commande a reçu une brève impulsion de déclenchement, le dispositif devient presque instantanément conducteur, c'est-à-dire que sa résistance interne, qui est très grande à l'état bloqué, tombe à une valeur très faible (inférieure à 1Ω). Le TRIAC reste conducteur jusqu'à ce que le courant qui le traverse s'annule, ce qui produit en courant alternatif quand la sinusoïde passe par zéro. A ce moment il cesse brutalement d'être conducteur et si aucune nouvelle impulsion de gâchette ne lui est

envoyée, il reste dans l'état bloqué et présente à nouveau une très grande résistance interne.

b) La commande de phase.

Le principe de la commande de phase est assez simple : il consiste à réunir et à couper rapidement la source alternative à la charge en des endroits bien déterminés de la sinusoïde. C'est un moyen très efficace pour faire varier la puissance moyenne appliquée à la charge tout en conservant un rendement global remarquable. On réalise la commande de phase en rendant le TRIAC conducteur à un endroit bien précis de la sinusoïde. Quelque soit le point de déclenchement, le TRIAC se rouvrira à la disparition du courant qui le traversait. Avec une charge telle que celle constituée par les lampes, cet instant correspond au passage par zéro de la sinusoïde du secteur. C'est ce point qui sera pris comme référence de temps. Si le TRIAC conduit immédiatement après ce point, la sinusoïde appliquée à la lampe est pratiquement complète et la puissance est alors maximale (voir Fig. 1). Plus on retarde le déclenchement par rapport à ce point de référence, moins grande est la puissance fournie à l'ampoule.

La commande de phase comporte un circuit de référence de phase, un réseau RC de retard et un système d'attaque. Le circuit de référence de phase est chargé d'indiquer le moment où la sinusoïde du secteur passe par zéro. Le réseau de retard permet de commander le TRIAC avec un retard compris entre 0 et 10 ms par rapport à la référence de temps. Le circuit d'attaque donne une impulsion de commande lorsque le temps de retard est écoulé.

c) Le programmeur cyclique.

Le but de celui-ci est de mettre en action alternativement chacun des quatre TRIACS.

d) Alimentations.

Les tensions continues nécessaires (+ 5 V et + 24 V) sont obtenues sans transformateur abaisseur, directement à partir du secteur. Il sera donc impératif de respecter les règles de sécurité de rigueur avec ce type de montage.

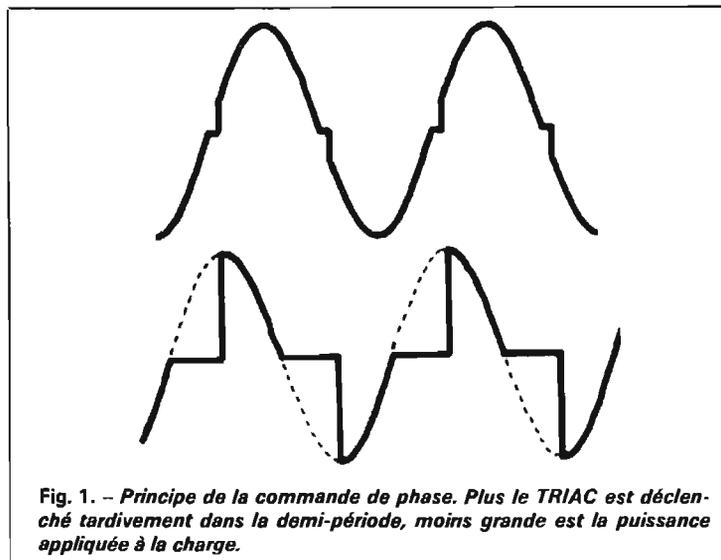


Fig. 1. - Principe de la commande de phase. Plus le TRIAC est déclenché tardivement dans la demi-période, moins grande est la puissance appliquée à la charge.

Les différentes parties constitutives du gradateur sont représentées sur le schéma synoptique de la Fig. 2.

DESCRIPTION DU SCHEMA DE DETAIL

Celui-ci est donné sur la fig. 3. Il est divisé par un pointillé en deux parties qui correspondent aux deux circuits imprimés.

a) Alimentations.

Les alimentations basses tensions sont obtenues directement à partir du secteur alternatif 220 V, 50 Hz, sans passer par l'intermédiaire d'un transformateur d'alimentation abaisseur. De ce fait, il est important de préciser que TOUT le montage est directement réuni à un pôle du secteur, ce qui impose que l'on prenne obligatoirement les précautions suivantes : aucun point du gradateur relié au 220 V ne doit pouvoir être touché par l'utilisateur quand l'ensemble est sous tension, sous peine d'électrocution. Il convient donc, la réalisation une fois terminée, de l'inclure dans une boîte, isolante de préférence, en prenant bien soin qu'aucune partie du montage ne soit électriquement reliée au coffret. Les circuits imprimés seront fixés mécaniquement au moyen d'entretoises isolantes; on montera de préférence des potentiomètres dont les axes sont en matériau isolant et qui, seuls, dépasseront de la boîte, enfin dans le cas où le coffret serait métallique, on réunira ce dernier à une prise de terre afin que, si, par accident, il se produisait une fuite électrique entre le gradateur et la boîte, l'utilisateur ne courre aucun danger. De même, lors de la mise au point, on évitera tout contact avec le montage lorsque celui-ci est sous tension. S'il s'avère nécessaire d'effectuer quelques mesures au moyen d'appareils de test, il faudra alors utiliser un transformateur d'isolement de rapport 1/1 entre le secteur et le gradateur. De toute façon, il faut toujours avoir présent à l'esprit le danger certain présenté par un contact entre un fil du secteur et le corps humain.

En l'absence de transformateur abaisseur (pour des raisons de poids et d'encombrement) il faut faire chuter la tension du secteur 220 V, 50 Hz de telle sorte que l'on puisse obtenir du 24 V et du 5 V continus. Il est évidemment peu souhaitable de réaliser cette chute de tension au moyen d'une résistance, car du fait de l'intensité consommée, cela conduirait à un dégagement de chaleur important dans la résistance chutrice.

La solution ici adoptée consiste à se servir de la réactance présen-

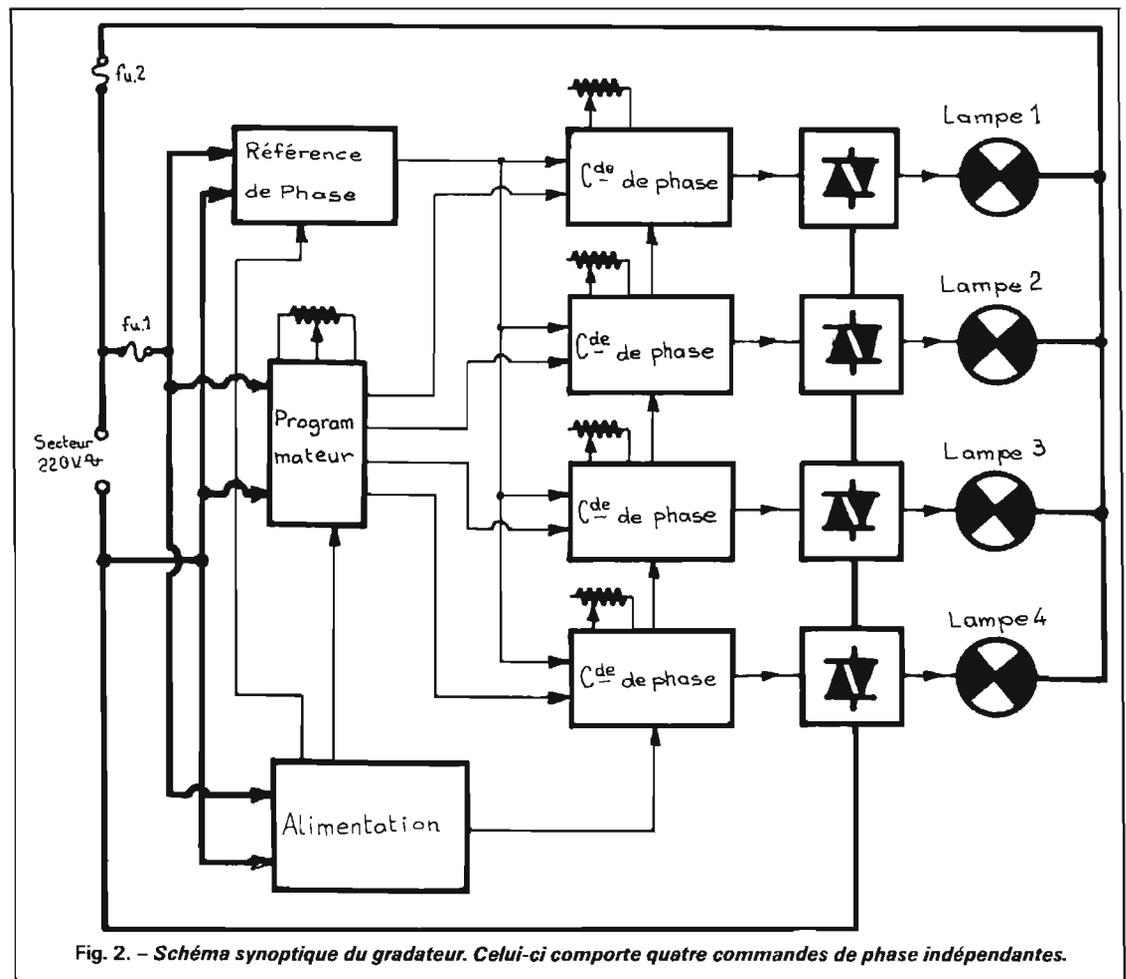


Fig. 2. - Schéma synoptique du gradateur. Celui-ci comporte quatre commandes de phase indépendantes.

tée par une capacité. Celle-ci permet d'obtenir la chute de tension désirée sans dégagement de chaleur puisque, le déphasage courant/tension amené par la capacité étant de 90°, la puissance développée dans cette dernière est uniquement réactive. Le redressement mono-alternance est réalisé au moyen des diodes D5 et D6 avec pour capacité de filtrage le condensateur C2. Compte tenu de l'intensité nécessaire, la valeur de la résistance chutrice doit être de 850 Ω, c'est-à-dire que la réactance présentée par la capacité C1 doit être de 850 Ω pour une fréquence de 50 Hz. Cependant, pour limiter le courant d'appel dans les diodes D5 et D6 au moment de la mise sous tension, il est prudent de conserver une partie purement résistive, d'où la présence des résistances R2 et R3 présentant une résistance équivalente de 24 Ω. De ce fait l'impédance de C1 doit être de : $850 - 24 = 826 \Omega$.

Pour un secteur de 50 Hz, C1 est donné par : $C1 = 1/314 Z$, d'où $C1 = 1/314 \times 826 \approx 3,9 \mu F$

La tension continue présente aux bornes de la capacité C2 est appliquée à travers R6 et R7 à une diode régulatrice de tension Z1 (24 V). Par l'intermédiaire de R8, une fraction de cette tension est

envoyée sur une seconde diode Zener Z2 qui procure la tension continue de 5 V. Les condensateurs C3 et C4 améliorent encore le filtrage déjà apporté par les diodes régulatrices, et c'est sur ces deux capacités que l'on prendra les deux tensions continues alimentant les circuits du gradateur.

b) Circuit de référence de phase.

Il est constitué en partie par un pont de diodes D1 à D4, alimenté directement par le secteur à travers une résistance R1 de relativement forte valeur ($R1 = 100 k\Omega$). La branche médiane de ce pont est constituée par une résistance R4 aux extrémités de laquelle on trouve une tension de 50 Hz redressée à deux alternances, le côté positif étant situé sur le point commun aux cathodes des diodes D2 et D4. Il existe donc, aux bornes de R1, une tension redressée qui s'annule pour chaque passage par zéro de la forme d'onde du secteur. Le transistor PNP T1 conduit en permanence sauf pendant le court instant où la tension redressée passe par zéro. Le collecteur de T1 attaque, par R9, la base du transistor T2 qui conduira donc quand T1 sera conducteur et sera bloqué en même temps que ce dernier. La base de T3 est commandée par le collecteur de T2 et lorsque celui-ci conduit, il dérive la totalité du courant base

de T3 qui, de ce fait, reste bloqué. Quand T2 se bloque, T3 est saturé car il reçoit alors un fort courant base amené par R11. Son collecteur est réuni au + 24 V par l'intermédiaire de la résistance R23. Sur le collecteur de ce dernier dispositif, on dispose donc d'une tension continue de 24 V qui tombe à zéro pour un court instant chaque fois que la tension du secteur s'annule. C'est à partir de cette tension que l'on prendra la référence de temps, et c'est elle qui effectuera la remise en phase des transistors unijonctions T10 à T13 à chaque demi-alternance.

On notera, sur le schéma, la présence en pointillé d'un condensateur C16, celle-ci ne s'impose que si l'on constate une tendance à la synchronisation d'un transistor unijonction sur un autre pour des fréquences voisines. Sa valeur est à déterminer expérimentalement ($\leq 1 \mu F$).

c) Circuit de retard et circuit d'attaque.

Comme le gradateur comprend quatre TRIACS, il comporte évidemment le même nombre de circuits de retard et de circuits d'attaque identiques. Il suffit donc d'en étudier un, puisque les trois autres sont semblables.

Le cœur du circuit est constitué par un transistor unijonction T10. Rappelons que ce type de disposi-

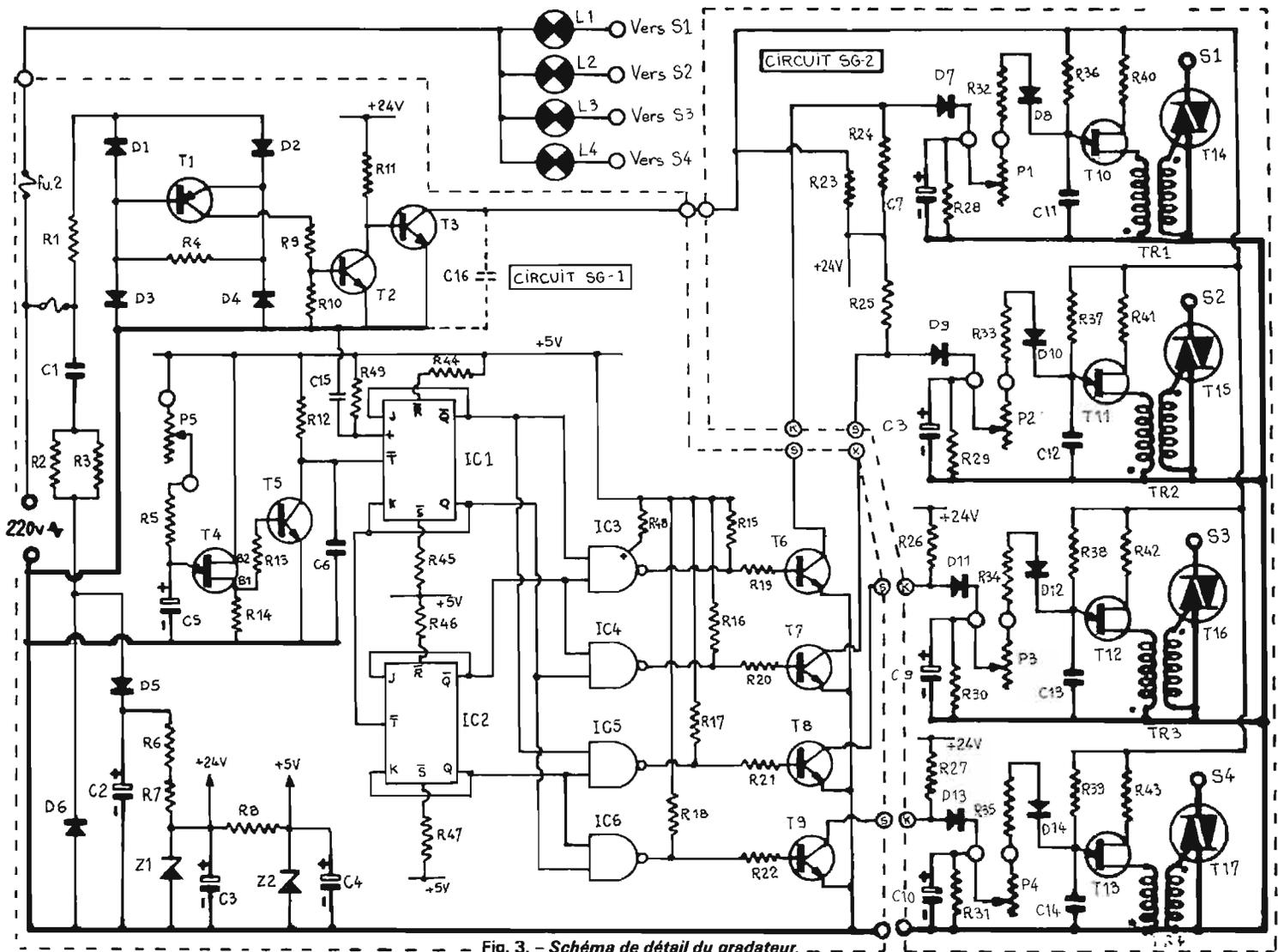


Fig. 3. - Schéma de détail du gradateur.

R 1 = 100 kΩ	10 %	1/2 W
R 2 = 47 Ω	α	2 W
R 3 = 47 Ω	α	α
R 4 = 3900 Ω	α	1/2 W
R 5 = 2700 Ω	α	α
R 6 = 47 Ω	α	2 W
R 7 = 47 Ω	α	α
R 8 = 330 Ω	α	α
R 9 = 22 kΩ	α	1/2 W
R 10 = 10 kΩ	α	α
R 11 = 7500 Ω	α	α
R 12 = 1200 Ω	α	α
R 13 = 27 Ω	α	α
R 14 = 470 Ω	α	α
R 15 = 1000 Ω	α	α
R 16 = 1000 Ω	α	α
R 17 = 1000 Ω	α	α
R 18 = 1000 Ω	α	α
R 19 = 5600 Ω	α	α
R 20 = 5600 Ω	α	α
R 21 = 5600 Ω	α	α
R 22 = 5600 Ω	α	α
R 23 = 120 Ω	α	α
R 24 = 10 kΩ	α	α

R 25 = 10 kΩ	10 %	1/2 W
R 26 = 10 kΩ	α	α
R 27 = 10 kΩ	α	α
R 28 = 220 kΩ	α	α
R 29 = 220 kΩ	α	α
R 30 = 220 kΩ	α	α
R 31 = 220 kΩ	α	α
R 32 = 10 kΩ	α	α
R 33 = 10 kΩ	α	α
R 34 = 10 kΩ	α	α
R 35 = 10 kΩ	α	α
R 36 = 220 kΩ	α	α
R 37 = 220 kΩ	α	α
R 38 = 220 kΩ	α	α
R 39 = 220 kΩ	α	α
R 40 = 470 Ω	α	α
R 41 = 470 Ω	α	α
R 42 = 470 Ω	α	α
R 43 = 470 Ω	α	α
R 44 = 3300 Ω	α	α
R 45 = 3300 Ω	α	α
R 46 = 3300 Ω	α	α
R 47 = 3300 Ω	α	α
R 48 = 22 Ω	α	α
R 49 = 10 Ω	α	α

C 1 = 3,9 μF	10 %	500 V
C 2 = 3x100 μF	α	63 V
C 3 = 500 μF	α	47 V
C 4 = 47 μF	α	10 V
C 5 = 47 μF	(tantale)	6 V
C 6 = 0,2 μF	α	α
C 7 = 100 μF	α	10 V
C 8 = 100 μF	α	10 V
C 9 = 100 μF	α	10 V
C 10 = 100 μF	α	10 V
C 11 = 47 nF	10 %	63 V
C 12 = 47 nF	α	α
C 13 = 47 nF	α	α
C 14 = 47 nF	α	α
C 15 = 0,1 μF	α	α
C 16 = voir texte	α	α
P 2 = 250 kΩ	lin	α
P 4 = 250 kΩ	α	α
P 1 = 250 kΩ	α	lin
P 3 = 250 kΩ	α	α
P 5 = 500 kΩ	α	α
Z 1 = BZX85C	24	(Sescossem)
Z 2 = 2 = BZX85C	5VI	(Sescossem)

D1,D2,D3,D4 = 1 N 4148 (Sescossem)
 D7 à D14 = 1 N 4148
 T1 = BCW 96A (Sescossem)
 T3 = BCW 90B (Sescossem)
 T5 = BCW 94A (Sescossem)
 T10,T11,T12,T13 = 2 N 2646
 IC1, IC2 = 1 x SFC 476E (Sescossem)
 IC3, IC4, IC5, IC6 = 1 x SFC 400E (Sescossem)

Fu 1 = 1 Ampère
 D5,D6 = BY 183-400 (Sescossem)
 T2 = BCW 94A (Sescossem)
 T4 = 2 N 2646
 T6,T7,T8,T9 = BCW 94A (Sescossem)
 T14,T15,T16,T17 = ESM23-500 (Sescossem)

Fu 2 = Selon lampes (en tous cas inférieur à 10 A)
 TR1,TR2,TR3,TR4 =
 Prim. 60 spires 25/100 émaillé bobinées jointivement.
 Sec. id^o primaire mais bobiné par dessus.
 Noyau Cofélec G-TB 4,1 x 2 x 25 B 30

tif est assez différent d'un transistor classique en ce sens qu'il présente un point de déclenchement stable, qu'une partie de sa caractéristique VI offre une résistance négative et qu'il est capable de fournir des impulsions de courant relativement importante.

Le principe du déclenchement peut être simplifié comme suit : la capacité C11 est chargée à partir d'une tension positive appliquée par l'intermédiaire d'une résistance. Lorsque la tension de charge de C11 atteint la tension de pic V_p , l'UJT (abréviation pour transistor unijonction) s'amorce soudainement et décharge brutalement la capacité C11 dans le primaire du transformateur TR1. Quand la tension aux bornes de C11 est tombée en-dessous d'une certaine valeur (habituellement de l'ordre de grandeur de 2 V) l'UJT cesse de conduire, la capacité recommence à se charger et le cycle se répète. De même, l'UJT s'amorcera si l'on descend la tension de sa base 2 à une valeur inférieure à celle de son émetteur. C'est cette propriété qui est utilisée pour la synchronisation de l'UJT sur la référence de phase. En effet la base 2 de l'UJT est alimentée par la tension prise sur le collecteur de T3 et nous avons vu plus haut que cette tension tombait à zéro périodiquement. Chaque fois que la tension du secteur s'annule, la capacité C11 est ainsi déchargée et de la sorte sa première charge, au début de la sinusoïde, s'effectuera toujours à partir du même endroit.

La période d'oscillation, si elle n'est que peu influencée par les variations de température ou de tension d'alimentation, par contre dépend fortement d'un paramètre propre à l'UJT, appelé « rapport intrinsèque », et de la constante de temps $R \times C11$, R étant la résistance de charge du condensateur C11. En modifiant cette résistance, on change donc la fréquence de relaxation car la tension de charge de C11 n'atteint V qu'au bout d'un temps plus ou moins long, lui-même fonction déjà de R. Le laps de temps s'écoulant entre l'impulsion de synchronisation donnée par T3 et le déclenchement de l'UJT est appelé temps de retard. En effet le TRIAC est amorcé avec ce même retard et ne délivre à la charge qu'une fraction plus ou moins importante de la sinusoïde.

La résistance de charge de C11 est constituée par R32 et P1. C'est ce dernier qui permettra de faire varier le temps de retard à l'amorçage de T14, donc la puissance appliquée à la lampe L1, d'où variation d'intensité lumineuse.

La tension à partir de laquelle se charge le condensateur C11 est celle que l'on trouve aux bornes de C7. Elle est assez peu différente de 24 V. Lorsque la sortie K correspondante est mise à la masse du montage, aucune tension ne peut charger C7. Quand on cesse de relier le point K à la masse, la tension aux bornes de cette dernière cavité ne s'établit pas instantanément à 24 V. La montée de cette

tension s'effectue suivant une loi exponentielle due à la présence de la résistance R24; cette augmentation graduelle de la tension a pour effet de faire croître doucement l'intensité lumineuse de la lampe correspondante jusqu'au maximum fixé par P1. De même, lorsque le point K est brusquement réuni à la masse, la tension aux bornes du condensateur C7 ne tombe pas à zéro immédiatement du fait de la présence de la diode D7. La décharge s'effectue progressivement avec pour conséquence une diminution graduelle du flux lumineux de la lampe commandée. Toujours à ce sujet, notons que, pour conserver une lampe allumée en permanence, il suffit d'intercaler un interrupteur entre les bornes S et K : quand cet interrupteur sera fermé, le fonctionnement de l'ampoule sera commandé par le programmeur tandis qu'en position ouverte la lampe demeurera constamment allumée. De même, si l'on désire éteindre une lampe en permanence, il faut relier le pont K à la masse du montage : à ce moment la commande du programmeur n'agit plus et le TRIAC ne recevant plus d'impulsions, ne peut s'amorcer, laissant ainsi l'ampoule correspondante éteinte. Il est facile de combiner ces deux possibilités supplémentaires en utilisant un petit contacteur comportant un circuit à trois positions. Le pôle commun du contacteur est relié au point K; la cosse correspondant à la première position est réunie au point S, celle correspondant à la

deuxième position est laissée libre; quant à la troisième cosse, elle est mise à la masse du montage. On obtient donc sur la première position le fonctionnement cyclique; sur la seconde position la lampe reste allumée en permanence alors qu'elle est constamment éteinte sur la dernière position.

La décharge de C11 dans le primaire du transformateur TR1 amène une tension positive sur l'extrémité de l'enroulement reliée à la base 1 de l'UJT. L'enroulement secondaire est inversé car il faut que le TRIAC soit attaqué par une impulsion de polarité négative sur sa gâchette. C'est la raison pour laquelle il a fallu mettre un transformateur dont le rapport de transformation est 1/1 et dont les caractéristiques sont peu critiques. Les deux enroulements sont bobinés sur un petit noyau de ferrite et comptent chacun environ une soixantaine de spires en deux couches, une pour le primaire, l'autre pour le secondaire.

d) Le TRIAC

Comme nous l'avons dit plus haut, le TRIAC se comporte en quelque sorte comme un contacteur extrêmement rapide que l'on peut commander au moyen d'une impulsion de faible puissance. Toutefois, contrairement à un contacteur mécanique, le TRIAC se désamorce (c'est-à-dire que le dispositif cesse de conduire le courant) lorsque le courant qui y circule s'annule, même pendant un temps très court. A cause de ses

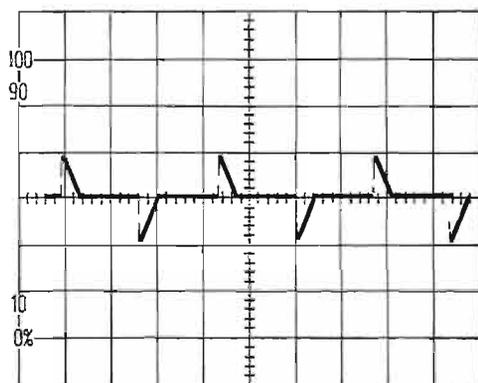


Fig. 4. - Forme d'onde relevée aux bornes d'une charge résistive pour un temps de passage du courant correspondant à un angle d'environ 30°.
Vertical = 200 V / div.
Horizontal = 5 ms / div.

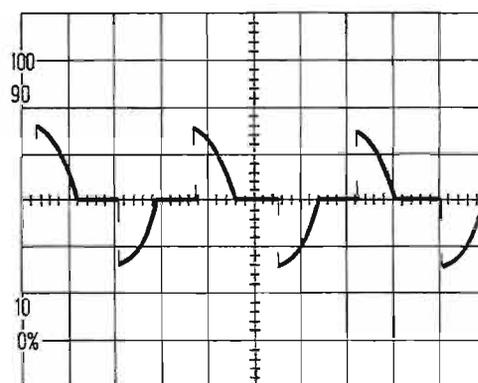


Fig. 5. - Identique à la Figure 3 mais avec un angle de passage de 90°.

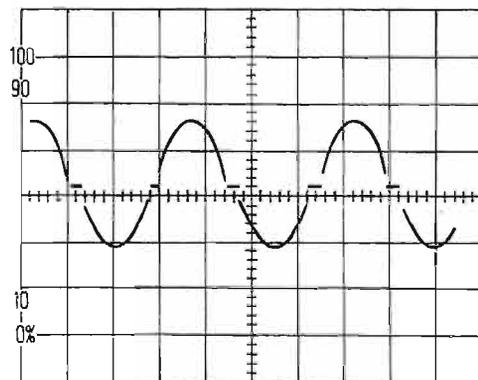


Fig. 6. - Identique à la Figure 3, mais cette fois l'angle de passage est d'environ 160°.

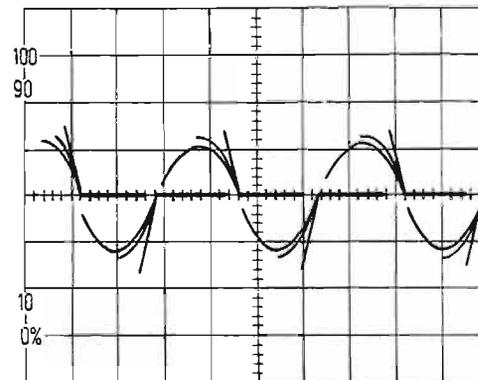


Fig. 7. - Forme du courant dans une lampe à incandescence faisant apparaître la variation de résistance du filament en fonction de l'angle de passage (30°, 90°, 160°).
Vertical = 500 mA / div.
Horizontal = 5 ms / div.

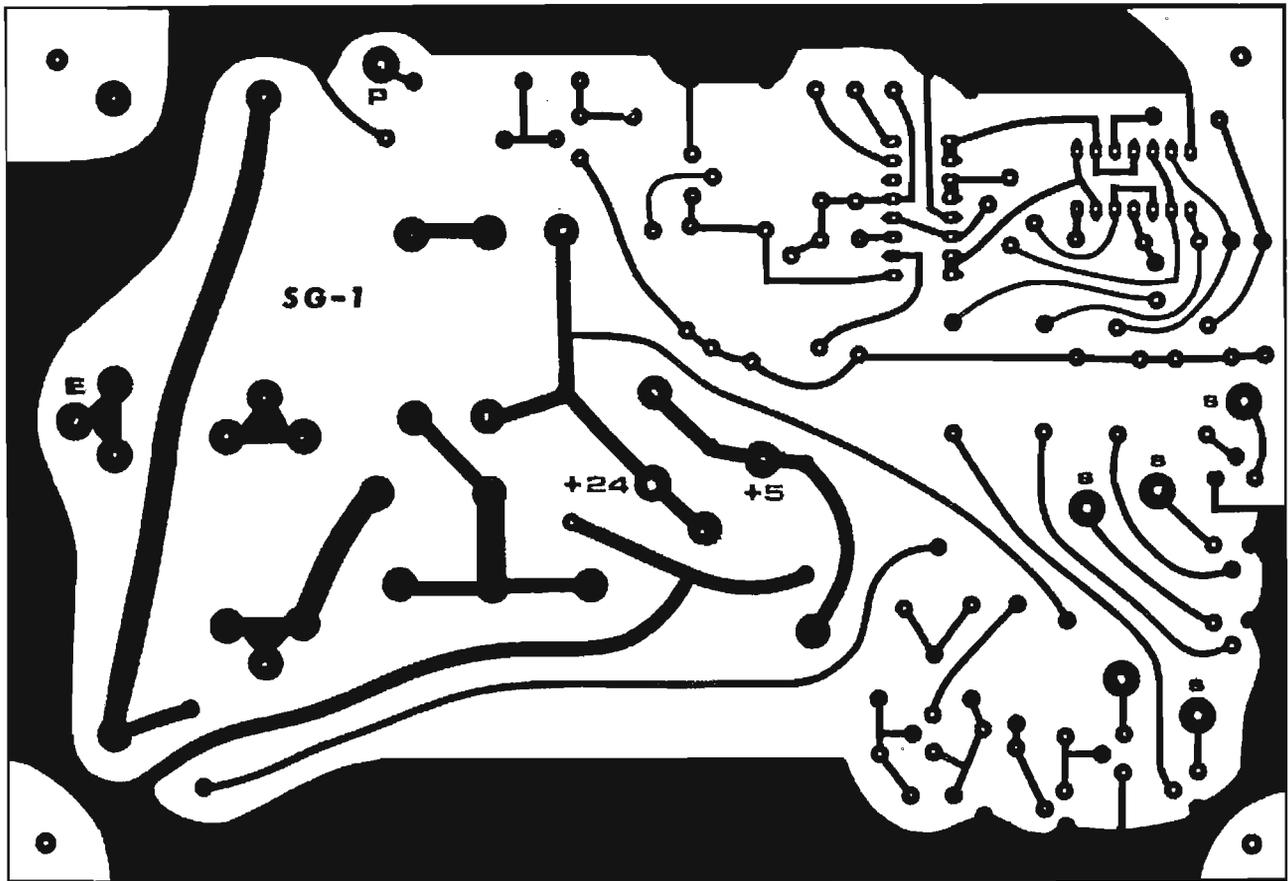
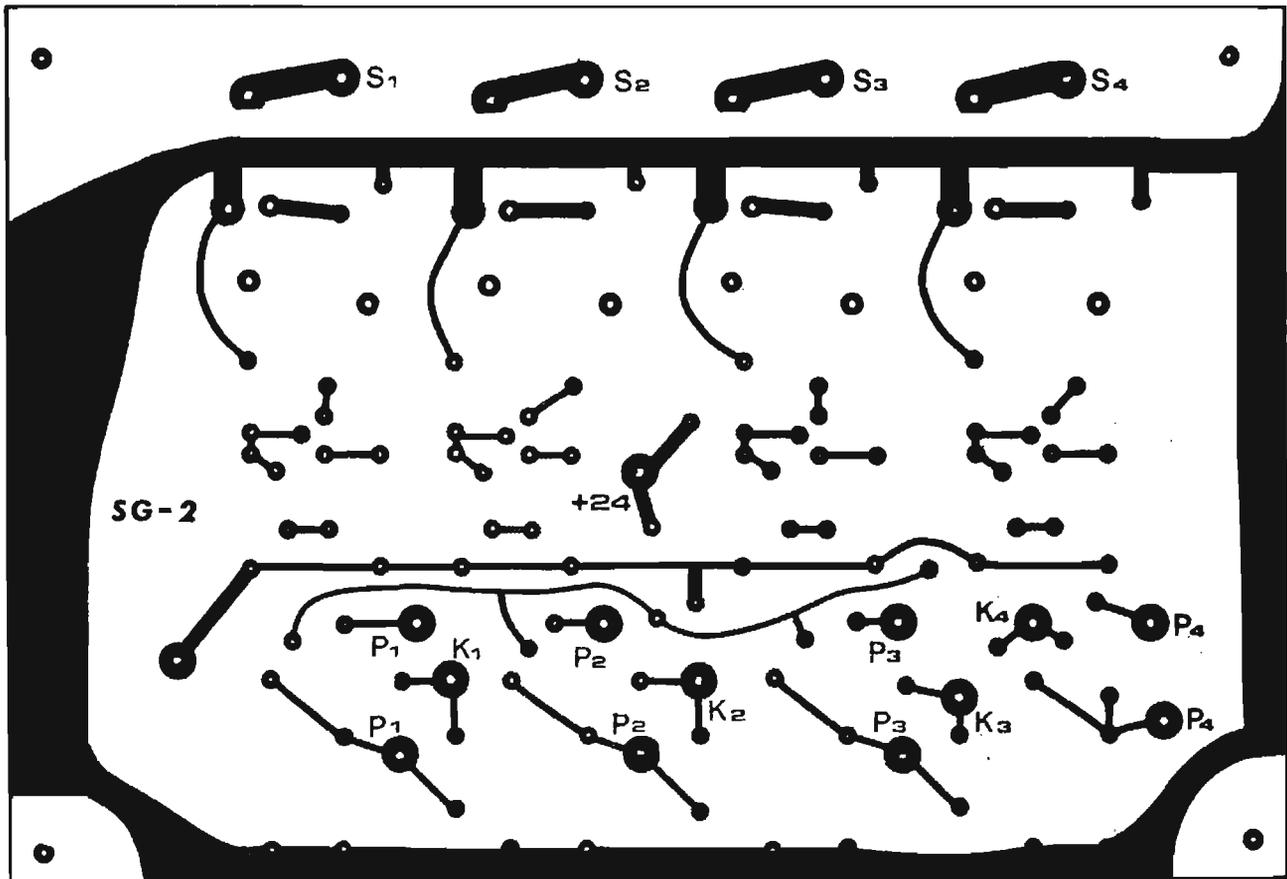


Fig. 8 et 9. - Dessins des circuits imprimés SG-1 et SG-2 composant le gradateur, vus du côté cuivre.



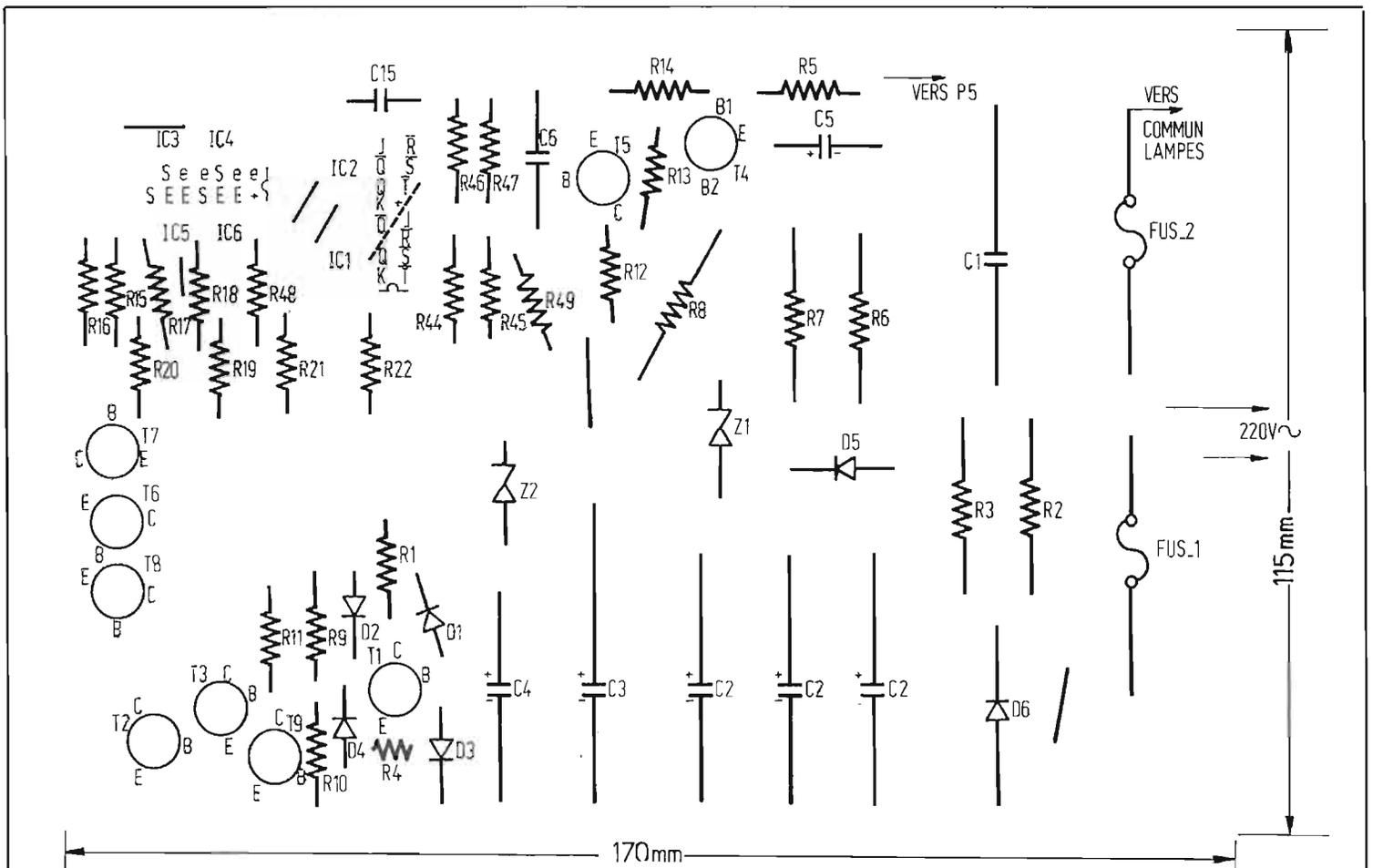
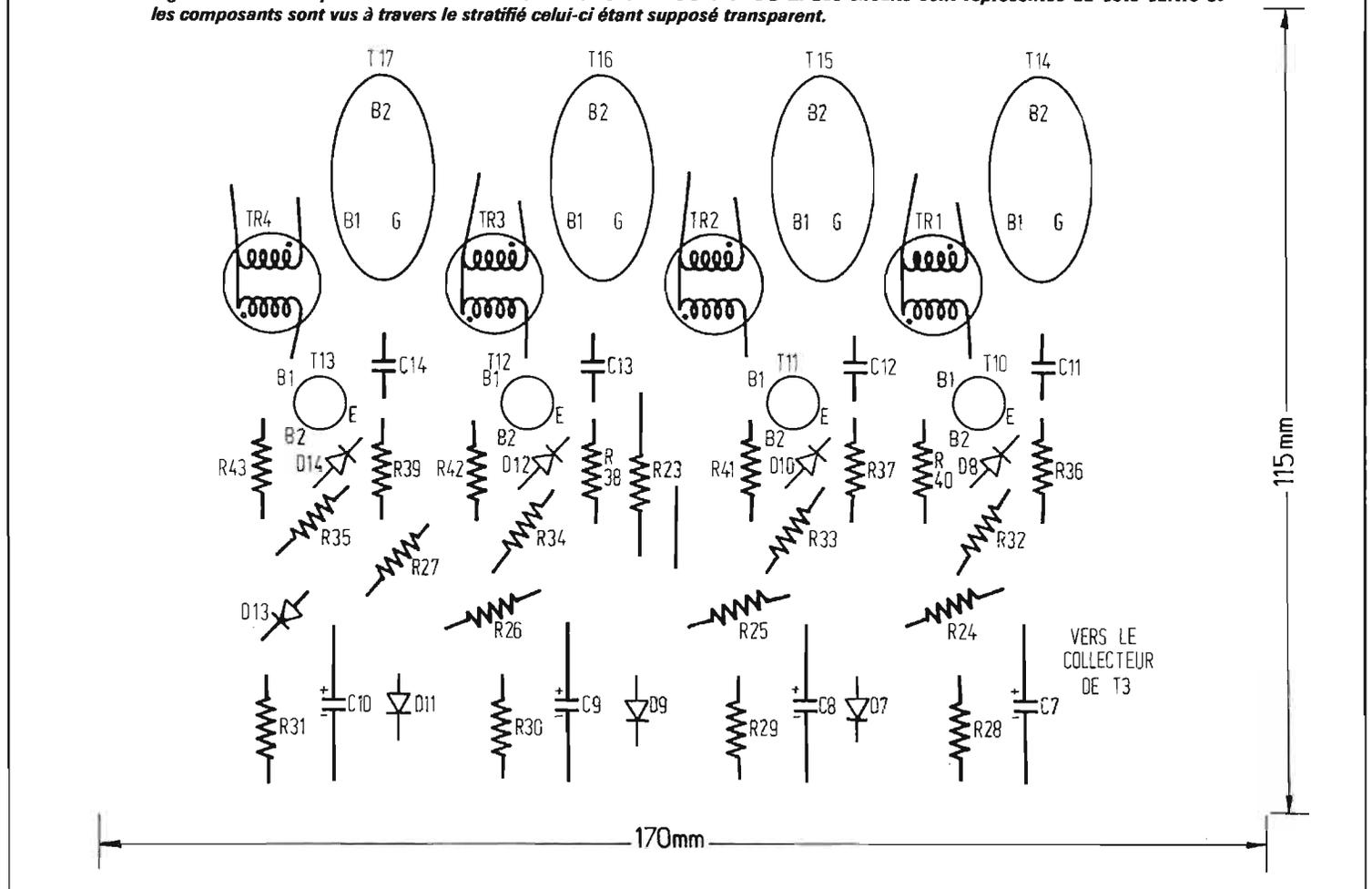


Fig. 10 et 11. - Implantation des éléments sur les circuits SG-1 et SG-2. Les circuits sont représentés du côté cuivre et les composants sont vus à travers le stratifié celui-ci étant supposé transparent.



propriétés, le TRIAC est l'instrument idéal qu'il convient d'utiliser chaque fois que l'on doit réaliser une commande de phase en alternatif.

La Fig. 1 en montre le principe qui consiste à appliquer à la charge une partie plus ou moins importante de la sinusoïde en rendant le TRIAC conducteur plus ou moins tôt après le passage par zéro. La puissance appliquée à la lampe est donc fonction du temps de conduction du TRIAC par demi-sinusoïde. Si le dispositif conduit dès le début de celle-ci, la puissance est maximale. Quand la conduction a lieu 45° après le début, la charge reçoit encore environ 90 % de la puissance maximale. (Rappelons que la demi-période comporte 180°). Pour un angle de conduction de 90°, la puissance appliquée est égale à la moitié de la puissance maximale, enfin une conduction se produisant 45° avant la fin de la demi-période ne permet d'obtenir qu'environ 10 % de la puissance maximale. Les premiers et derniers 30° de chaque demi-période ne contribuent seulement que pour 6 % (1,5 % chaque) de la puissance maximale. Ceci montre :

1. Que la courbe traduisant la puissance appliquée à la charge en fonction du temps de retard à l'amorçage du TRIAC est loin d'être linéaire.

2. Qu'il est inutile de vouloir obtenir la conduction du TRIAC aussi près que possible du début ou de la fin de la demi-période, l'influence sur la puissance en étant négligeable.

Les photographies des Fig. 4, 5 et 6 montrent l'aspect des formes d'ondes relevées aux bornes d'une charge résistive pour différents temps de retard. La Fig. 4 indique que le temps de passage du courant est d'environ 30°. Sur la Fig. 5, l'angle de conduction est de 90°, ce qui correspond à la moitié de la puissance maximale, tandis que sur la Fig. 6 le temps de passage du courant est voisin de 160°, assurant ainsi à la charge environ 99 % de la puissance.

Sur la Fig. 7 sont représentés les différentes formes de courant circulant dans une lampe 220 V, 100 W, en fonction de l'angle de conduction. On remarquera qu'une ampoule ne se comporte pas du tout comme une résistance constante et que la résistance de son filament à froid est beaucoup plus faible que lorsque la lampe est normalement alimentée. C'est ce qui explique que sur la Fig. 7, et pour des angles de conduction faibles, le courant de crête soit supérieur à celui correspondant à la pleine puissance. A titre d'exemple, on a mesuré sur une lampe 220 V (100 W), une résistance de filament à froid de l'ordre

de 66 Ω cette résistance passe à 490 Ω lorsque le filament est chaud.

En effectuant un calcul simple, on s'aperçoit qu'en fonctionnement normal à pleine puissance, l'intensité de crête dans l'ampoule, donc dans le TRIAC, est de l'ordre de 0,64 A. Si maintenant on appliquait à froid, sur cette même lampe, une forme d'onde correspondant à un angle de conduction de 90°, le courant de crête sur la première demi-période atteindrait 4,8 A, soit 7,5 fois plus. Il est donc préférable, quand on le peut, de faire varier lentement l'angle de passage du courant en partant d'un temps de conduction faible pour aller progressivement vers la valeur maximale. Cette méthode, qui laisse au filament le temps de chauffer, a été utilisée dans le gradateur.

Dans le cas où on laisse une lampe allumée en permanence, il est souhaitable que celle-ci ne consomme pas plus de 800 W à pleine puissance, ceci afin de diminuer le courant de crête lors de la mise sous tension, le plus mauvais cas se produisant pour un angle de conduction de 90°.

e) Le programmeur cyclique.

Son but est de rendre les quatre TRIACS actifs à tour de rôle et pour une durée variable. Le programmeur est en fait un compteur par quatre. Il comprend un circuit intégré SFC 476 E comportant deux bascules (IC1 et IC2) et un autre circuit intégré SFC 400 E (IC3 à IC6) qui effectue le décodage des sorties du précédent circuit.

Le signal qui pilote le compteur est obtenu à partir d'un transistor unijonction repéré T4 dans le schéma de la Fig. 3. Sa fréquence de relaxation est rendue variable par action sur le potentiomètre P5. L'impulsion positive recueillie sur sa base 2 attaque le transistor T5 à travers R13. Le collecteur de ce dispositif comporte une résistance de charge R12. Sur cette électrode on dispose d'une impulsion positive inversée commandant l'entrée T de la première bascule. La capacité C6, connectée entre l'entrée T et la masse du montage est destinée à éliminer les parasites véhiculés par le secteur et qui pourraient faire basculer erratiquement le circuit IC1. La valeur de ce condensateur (0,2 μF) peut être jugée importante, mais il ne faut pas oublier que l'impulsion positive inversée est fournie par un générateur à très basse impédance puisque, sur le flanc descendant, le transistor T5 est saturé et se comporte comme un court-circuit.

Pour chaque impulsion à l'entrée les sorties Q et Q̄ changent d'état, c'est-à-dire que Q passe du niveau haut au niveau bas, puis de nouveau au niveau haut, et ainsi

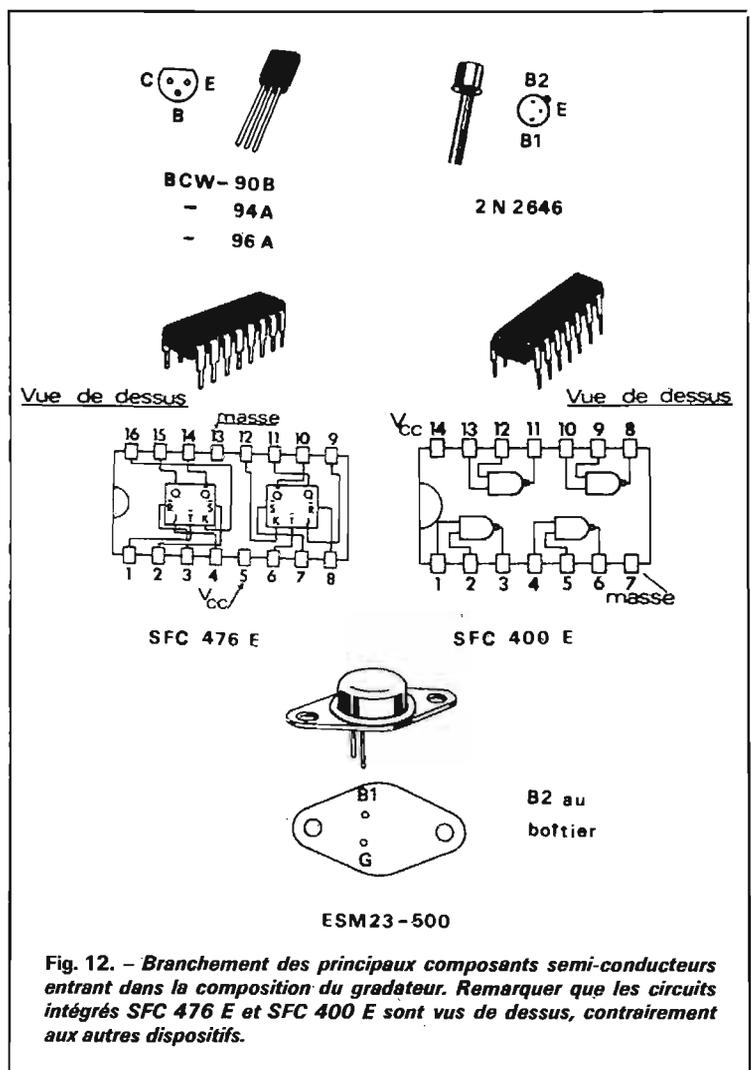


Fig. 12. - Branchement des principaux composants semi-conducteurs entrant dans la composition du gradateur. Remarquer que les circuits intégrés SFC 476 E et SFC 400 E sont vus de dessus, contrairement aux autres dispositifs.

de suite tandis que Q est dans la position inverse de celle de Q. La sortie Q̄ est haute lorsque Q est bas et réciproquement.

L'entrée T de IC2 est connectée à la sortie Q de IC1. De ce fait la seconde bascule fonctionne avec une fréquence inférieure de moitié à celle de la première. L'ensemble des deux bascules forme un compteur par quatre.

Les circuits IC3 à IC6 décodent les sorties des deux bascules. Sur la sortie de IC3 (point commun aux résistances R15 et R19) nous trouverons un niveau bas quand les deux sorties Q seront à zéro. A ce moment les sorties des trois autres circuits seront hautes. Quand le compteur viendra en position 1, c'est la sortie de IC4 qui, seule, sera au niveau bas, alors qu'en position 2 du compteur, c'est uniquement la sortie de IC5 qui sera basse, les trois autres étant hautes. Après la position 3 le compteur repasse en position zéro et le cycle recommence.

Les sorties des circuits intégrés IC13 à IC16 sont reliées aux bases des transistors T6 à T9 qui sont normalement saturés sauf quand

la sortie du circuit intégré, qui y est réunie par une résistance, est basse. Dans ce cas le transistor est bloqué et cesse de mettre à la masse le point K. Celui-ci n'étant plus court-circuité, le TRIAC correspondant reçoit des impulsions et la lampe reste allumée jusqu'au moment où la sortie du circuit intégré revient au niveau haut : c'est alors la sortie du circuit suivant qui est basse, provoquant l'illumination de l'ampoule associée, et ainsi de suite.

RÉALISATION

Le gradateur a été réalisé sous forme de deux circuits imprimés dont les dessins sont donnés sur les Fig. 8 et 9 et qui sont vus du côté cuivre. Il s'agit de circuits simple-face prévus pour être assemblés l'un au-dessus de l'autre, les composants étant tournés vers l'extérieur, au moyen de quatre entretoises isolantes dont on peut voir l'axe de perçage dans les angles.

(Suite page 127)

ALIMENTATIONS RÉGULÉES À CIRCUITS INTÉGRÉS

INTRODUCTION

On a décrit dans le « Haut-Parleur » de décembre 1973, des alimentations régulées, utilisant des circuits intégrés SGS du type tripolaire et ne comportant que peu de composants extérieurs.

On a indiqué des montages à CI de la série L036, L037, L005, ensuite les montages à CI types TBA625-A, TBA625-B et TBA625-C.

Voici maintenant la suite et la fin des analyses des alimentations à CI tripolaires, utilisant la 1^{re} série L129, L130 et L131.

Tous les circuits intégrés tripolaires pour alimentations régulées cités, sont fabriqués par la SGS-ATES dont on trouvera la référence à la fin de cet article.

La série L129-L130-L131

Elle se caractérise par la forme du boîtier particulièrement pratique pour l'emploi, dans les montages électroniques de régulation de tension. Les trois types se distinguant par ces tensions régulées fournies : 5 V, 12 V et 15 V respectivement.

Leur forme identique est indiquée à la figure 1. Il s'agit du boîtier TO126 (SOT-32) duquel sortent les trois fils de branchement. Sur cette figure les dimensions sont en millimètres. Le boîtier est en plastique.

Voici les principales caractéristiques communes aux trois CI de cette série, dont le schéma intérieur est le même (voir Fig. 2 et 3) : courants de sortie de 500 mA (450, 500 et 600 mA au minimum); tolérance très sévère pour les tensions de sortie, régulation de charge meilleure que 1%; réjection du ronflement 56 dB (L131) et 60 dB pour les deux autres CI; impédance de sortie faible; excellente réponse aux transi-

toires; stabilité élevée en température. Ces CI comportent un dispositif interne contre la surcharge et contre les courts-circuits. Les types L129 - L130 - L131, sont utilisables aussi bien dans les applications industrielles que dans celles « grand public », donc intéressant plus particulièrement nos lecteurs amateurs.

Les courants de l'ordre de 500 mA ou plus, fournis par ces CI, les rendent utiles dans de très nombreuses applications.

TABLEAU I

Caractéristiques absolues maxima

P_{TOT}	= puissance totale dissipée
à $T_{amb.} = 25^{\circ}C$ 1,25 W
à $T_{boîtier} = 25^{\circ}C$ 14 W
T_{st}	= température de stockage
 - 55 à 125 °C
T_j	= température de jonction
 150 °C
T_{op}	= température de fonctionnement
 - 20 à 85 °C

En plus de ces valeurs, on notera que la tension maximum d'alimentation appliquée à l'entrée du CI, est de 20 V pour le L129 (5 V à la sortie), de 27 V pour les deux autres. Il s'agit, bien entendu, des valeurs maxima.

SCHÉMAS INTÉRIEURS

Le schéma de la figure 2, permet de voir que le CI comprend à son intérieur un circuit de démarrage F, un transistor série A, un générateur de courant D, un circuit de protection E, un circuit de référence C et un amplificateur d'erreur. Le détail de ces parties est donné à la figure 3.

Remarquons sur ces schémas les trois points : entrée V_i , sortie V_o et commun, à mettre, en général, à la masse, sauf indication différente valable dans certains cas spéciaux.

La simplicité du schéma d'application ressort de l'examen de la figure 3. La tension du secteur est appliquée au primaire P du transformateur TA, dont le secondaire S' donne la tension alternative appliquée aux diodes $D_1 = D_2$ de redressement bi alternance. On voit que le CI est monté entre les deux condensateurs C_1 à l'entrée et C_2 à la sortie. Ces condensateurs assurent le filtrage et, de ce fait, on ne devra prévoir des éléments de filtrage ou de découplage que dans les montages intérieurs des appareils alimentés. La valeur habituelle de C est de 10 μF seulement.

Remarquons que le régulateur peut aussi bien servir pour la régulation d'une tension continue pro-

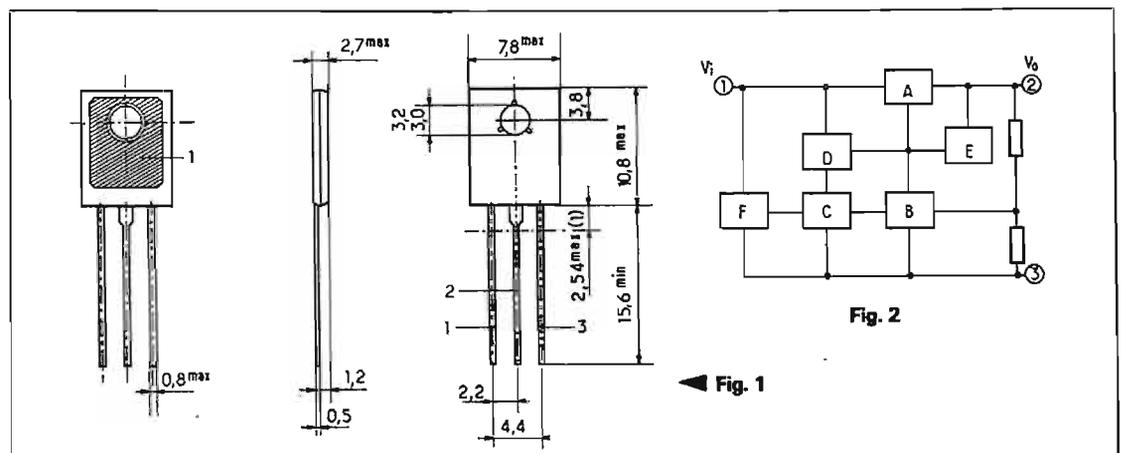
venant d'une source de continu et dans ce cas la partie TA et redressement disparaissent, la tension à réguler étant appliquée à l'entrée du CI. Ce sera la tension désignée par V_i . Passons maintenant à une analyse particulière de chacun de ces trois CI.

CIRCUIT L129

Dans le montage de la figure 4, la tension d'entrée V_i doit être au minimum de 7,5 V et au maximum de 20 V. On obtiendra alors une tension régulée de 4,75 à 5,25 V, selon l'échantillon, ce qui signifie, que si cette tension est de 5 V par exemple elle sera stable. Elle ne variera pas de 4,75 à 5,25 V. Une bonne valeur de tension d'entrée V_i est 12 V.

Le L129 convient à tous les montages, dont la tension d'alimentation est de 5. En particulier, les montages à circuits intégrés numériques, nécessitant cette tension qui doit être régulée convenablement et avec précision.

Voici à la figure 5, un schéma de régulation permettant d'obtenir une tension plus élevée que 5 V. Dans ce schéma on a omis les dispositifs redresseurs si la source primaire est l'alternatif. Ils seront analogues à ceux indiqués précédemment à la figure 4.



La tension continue non régulée est appliquée au point V_i et celle de sortie est prise au point V_o et aux bornes du condensateur de $10 \mu\text{F}$. La tension obtenue étant supérieure à 5 V , le condensateur sera un modèle électrolytique ou électrochimique de 10 ou 15 V tension de service, soit $1,5$ fois environ la tension à ses bornes. Remarquons la particularité modifiant le montage normal, le diviseur de tension $R_1 - R_2$. Le point « commun » du CI au lieu d'être relié à la masse est relié au point de réunion de R_1 et R_2 . La tension V_1 (à ne pas confondre avec V_i) est celle aux bornes de R_1 et aussi celle entre la sortie V_o et le commun du CI (fil « médian »).

Voici une relation concernant ce montage d'augmentation de la tension de sortie :

$$V_o = V_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_d R_2$$

Une bonne valeur pour V_i est 16 V et pour I_d , 9 mA .

Prenons $R_1 = 130 \Omega$ et $R_2 = 82 \Omega$.

On aura, alors :

$$V_o = 16 \left(1 + \frac{82}{130} \right) + 0,009 \cdot 82$$

ce qui donne :

$$V_o = 6,658 \text{ V}$$

En augmentant la tension d'entrée on augmentera aussi celle de sortie, jusqu'à 9 V .

La dérive de I_d en fonction de la température ambiante est représentée par l'expression : $\delta I_d / \delta T_{\text{amb}}$.

Sa valeur est $-7 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$ valeur nominale. Cela signifie que si la température ambiante varie de 1°C par exemple, le courant I_d varie de $-7 \mu\text{A}$ (diminué de $7 \mu\text{A}$), donc faible dérive comparativement à l'intensité I_d .

A la figure 6, on donne le schéma d'un montage permettant d'augmenter le courant de sortie, la tension V_o restant, dans cette application, à sa valeur normale de 5 V nominal.

On voit que l'on a ajouté au montage normal, un transistor PNP, Q_1 et une résistance R_1 . Les autres éléments sont un CI, L129 et un condensateur C_1 tension de service 7 à 10 V . On prendra $R_1 = 3,3 \Omega$ et $C_1 = 10 \mu\text{F}$. Remarquons que le point « commun » du CI est à la masse et négatif de la tension de sortie V_o de 5 V .

Le courant maximum pouvant être obtenu avec ce montage est de 5 A , donc, de l'ordre de 10 fois celui obtenu avec le montage sim-

ple de la figure 4. Pratiquement, on appliquera 12 V à l'entrée V_i . La résistance de sortie sera $R = 5$ milliohms. Comme transistor PNP, on adoptera un type ayant le paramètre suivant :

$$h_{FEQ1} \geq 20 \text{ à } 1 \quad CQ1 = 5 \text{ A}$$

RÉGULATEUR A COMMUTATION

Avec un L129 il est possible de réaliser un régulateur de tension du type « à commutation » possédant l'avantage de la protection contre les courts-circuits.

Son schéma est donné à la figure 7.

La tension d'entrée $V_{\text{entrée}}$ est appliquée entre masse (le - de la tension de sortie V_o) et les résistances R_1 et R_2 , de $0,2 \Omega$ 4 W et 27Ω respectivement. Les deux transistors sont :

$Q_1 = \text{NPN type BDX } 70$.

$Q_2 = \text{PNP type BC116}$.

La diode est d'un type ayant

$IFM = 5 \text{ A}$; $L = 1,5 \text{ mH}$,

$C_1 = 47 \text{ pF}$; $C_2 = 100 \mu\text{F}$.

Le courant I_o peut atteindre 4 A , la tension de sortie étant de 5 V , aux bornes de C_2 .

COURBES CARACTÉRISTIQUES

A la figure 8, on donne la variation du courant régulé de sortie, en fonction de la température de jonction.

Lorsque cette dernière varie de -40°C jusqu'à 130°C , le courant passe de $0,9 \text{ A}$ à $0,65 \text{ A}$. Cette mesure a été faite avec une tension d'entrée $V_i = 12 \text{ V}$ et $\Delta V_o = 1\%$, ΔV_o étant la régulation de charge, de valeur très avantageuse.

On donne à la figure 9, la chute de tension en fonction de la température de jonction pour trois valeurs de I_o (courant de sortie) 600 mA , 400 mA et 200 mA , avec $\Delta V = 1\%$. La baisse de tension $V_i - V_o$ est, par exemple, dans le cas de $I_o = 200 \text{ mA}$, de $2,1 \text{ V}$ à -20°C et de $1,7 \text{ V}$ à 145°C .

Le courant de court-circuit (voir Fig. 10) dépend de la tension d'entrée V_i . Il passe de 180 mA pour $V_i = 8 \text{ V}$, à 245 mA environ pour $V_i = 22 \text{ V}$.

A la figure 11, on montre la variation de la résistance de sortie en fonction de la fréquence. Lorsque cette dernière varie entre 1 Hz et 6 kHz , la résistance de sortie R_o

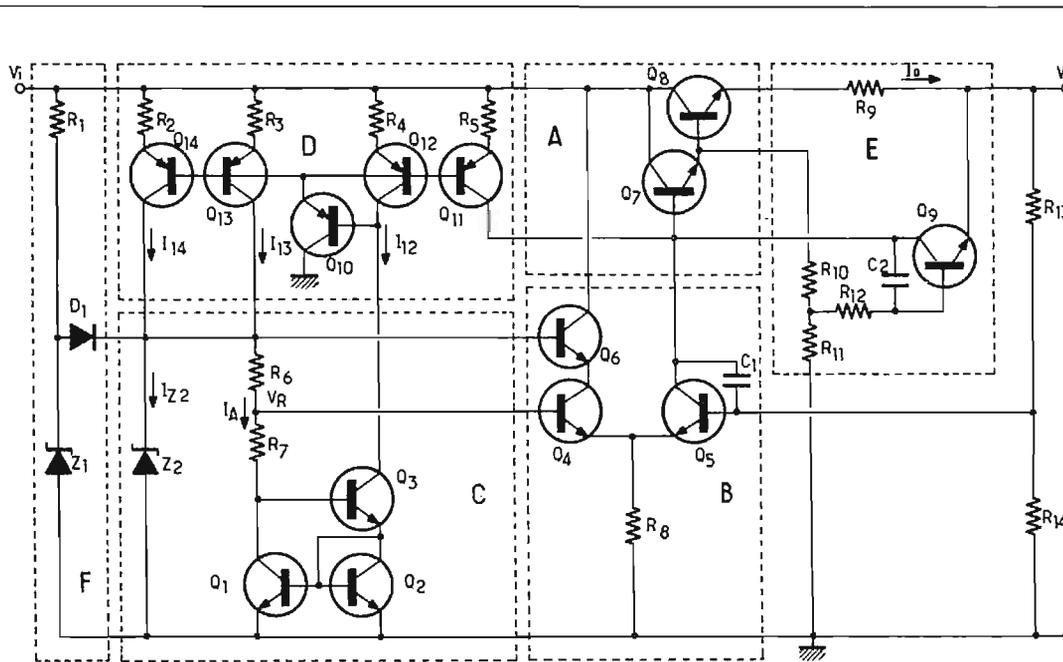


Fig. 3

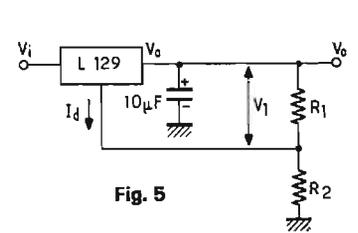


Fig. 5

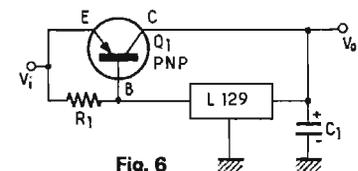


Fig. 6

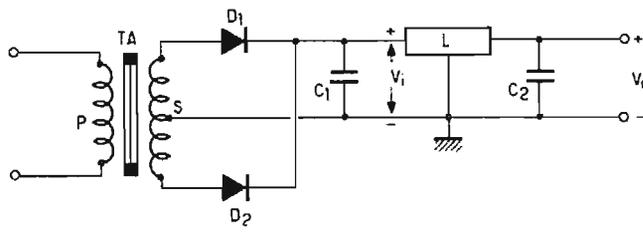


Fig. 4

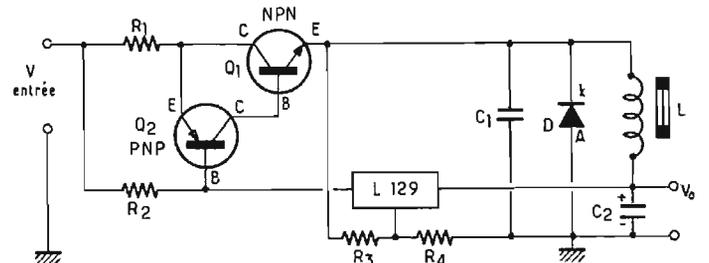


Fig. 7

passé de 12 mΩ environ à 180 mΩ environ. Il s'agit bien de milliohms.

Voici maintenant au tableau II, les caractéristiques générales du L129. On indique pour chaque mesure le paramètre considéré, les conditions d'essai, les résultats de mesure « MIN », « TYP », « MAX », et les unités des grandeurs, mentionnées. Les essais ont été faits à 25 °C et $V_i = 12$ V sauf mention différente.

TABLEAU II

Paramètre	Conditions d'essais	Min.	Typ.	Max.	Unité
V_o Tension de sortie	$7.5 \text{ V} \leq V \leq 20 \text{ V}$ $I_o = 10 \text{ mA}$ $C_l = 10 \mu\text{F}$	4.75	5	5.25	V
ΔV_o^* Rég. de charge	$I_o = 10$ to 600 mA $C_l = 10 \mu\text{F}$		0.3	1	%V
I_o^* Cour. rég. de sortie	$\frac{\Delta V_o}{V_o} \leq 1 \%$	600	850		mA
$I_o \text{MAX}$ Cour. max. de sortie	$T_{\text{case}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_{\text{case}} = 85 \text{ }^\circ\text{C}$		0.93 1	1.2	A A
I_{sc} Cour. de court-circuit de sortie	$V_o = 0$		200	250	mA
I_d Courant de repos	$V_i = 20 \text{ V}$ $I = 0$		9		mA
ΔV_o Régulation de ligne	$V_i = 7.5$ to 12 V $I_o = 10 \text{ mA}$ $C_l = 10 \mu\text{F}$		5	23	mV
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T_{\text{amb}}}$ Coefficient de temps	$I_o = 10 \text{ mA}$ $C_l = 10 \mu\text{F}$ $T_{\text{amb}} = -20$ to $85 \text{ }^\circ\text{C}$		0.5		mV/°C
e Tension de bruit de sortie	$I_o = 10 \text{ mA}$ $C_l = 20 \mu\text{F}$ $B = 10 \text{ Hz}$ to 100 kHz		70		μV
R_o Résistance de sortie	$I_o = 600 \text{ mA}$		15		mΩ
SVR Rejection de tension de sortie d'alimentation	$V_i = 10 \text{ V}$ $I = 10 \text{ mA}$ $\Delta V_i = 4 \text{ V}$ $f = 100 \text{ Hz}$ $C_l = 10 \mu\text{F}$	46	60		dB

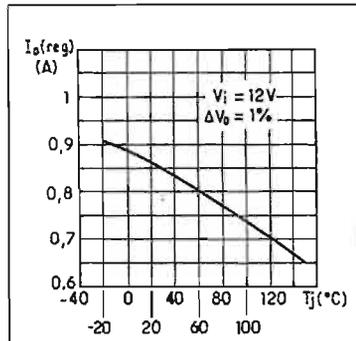


Fig. 8

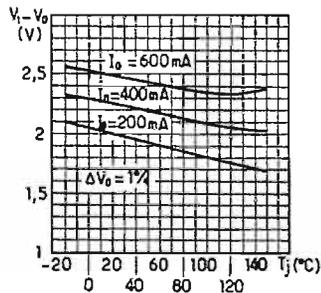


Fig. 9

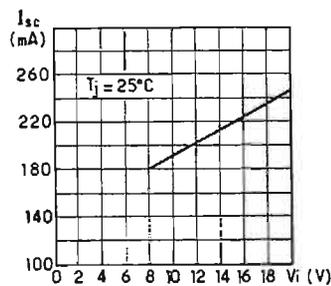


Fig. 10

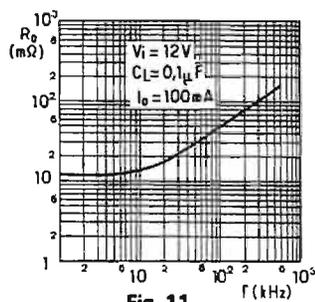


Fig. 11

TABLEAU III

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Paramètre	Conditions d'essais	Min.	Typ.	Max.	Unité
V_o Tension de sortie	$14.5 \text{ V} \leq V \leq 27 \text{ V}$ $I_o = 10 \text{ mA}$ $C_l = 10 \mu\text{F}$	11.4	12	12.6	V
ΔV_o^* Rég. de charge	$I_o = 10$ to 500 mA $C_l = 10 \mu\text{F}$		0.3	1	%V
I_o^* Cour. rég. de sortie	$\frac{\Delta V_o}{V_o} \leq 1 \%$	500	720		mA
$I_o \text{MAX}$ Cour. max. de sortie	$T_{\text{case}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_{\text{case}} = 85 \text{ }^\circ\text{C}$		0.75 0.8	1	A A
I_{sc} Cour. de court-circuit de sortie	$V_o = 0$		100	200	mA
I Courant de repos	$V_i = 27 \text{ V}$ $I_o = 0$		10		mA
ΔV_o Régulation de ligne	$V_i = 14.5$ to 21 V $I_o = 10 \text{ mA}$ $C_l = 10 \mu\text{F}$		6	33	mV
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T_{\text{amb}}}$ Coefficient de temps	$I_o = 10 \text{ mA}$ $C_l = 10 \mu\text{F}$ $T_{\text{amb}} = -20$ to $85 \text{ }^\circ\text{C}$		1.2		mV/°C
e Tension de bruit de sortie	$I_o = 10 \text{ mA}$ $C_l = 20 \mu\text{F}$ $B = 10 \text{ Hz}$ to 100 kHz		150		μV
R_o Résistance de sortie	$I_o = 500 \text{ mA}$		20		mΩ
SVR Rejection de tension de sortie d'alimentation	$V_i = 19 \text{ V}$ $I_o = 10 \text{ mA}$ $\Delta V_i = 4 \text{ V}$ crête à crête $f = 100 \text{ Hz}$ $C_l = 10 \mu\text{F}$	46	60		dB

LE CIRCUIT INTÉGRÉ L130

Ce CI se monte comme le précédent mais il donne plus de 500 mA sous 12 V. La tension d'entrée maximum admissible est de 27 V. On adoptera pour le montage normal, celui de la figure 4, avec les données suivantes :

Tension d'entrée $V_i = 14,5$ à 27 V, une bonne valeur étant $V_i = 21$ V.

Voici au tableau III, les caractéristiques électriques de fonctionnement normal, dans les conditions suivantes : température ambiante 25 °C, alimentation non régulée $V_i = 21$ V, sauf indications différentes.

Les courbes, résultats des mesures, sont analogues à celles du L129, avec des valeurs numériques différentes.

MONTAGES UTILISANT LE L130

En plus du montage normal de la figure 4, voici à la figure 12 un montage d'alimentation « négative ». Ce schéma est analogue à celui de la figure 4, mais la masse est au +. Dans ces conditions, le fil médian du CI ne sera pas connecté à la masse mais à la ligne négative. Voici à la figure 13, un montage régulateur parallèle à un seul système redresseur et deux circuits intégrés L130.

Le redresseur donne à la sortie une tension non régulée V_2 de même valeur que dans les montages normaux, mais la mise en parallèle des deux L130 a pour effet de doubler les courants. Un seul condensateur de $10 \mu\text{F}$ est branché à la sortie. R_L est la charge qui peut consommer plus de 1 A. Le L130 donnant normalement 12 V sera susceptible d'être utilisé dans un grand nombre d'applications, car la tension de 12 V est surtout adoptée dans les montages à transistors, dans ceux à circuits intégrés et dans les montages mixtes, CI et transistors, type amateur, « grand public » ou industriels. Les dimensions du L130 sont les mêmes que celles du L129 et sont données à la figure 1.

Remarquons la surface métallique de montage, reliée intérieurement au fil médian.

Faire bien attention à ne pas le mettre à la masse, si le schéma prévoit un autre point de masse comme on l'a indiqué précédemment dans quelques applications.

Passons maintenant au troisième circuit intégré tripolaire de cette série, le plus « puissant » car il donne 15 V sous plus de 450 mA de courant de sortie.

CIRCUIT INTÉGRÉ L131

Se caractérise, principalement, par rapport aux deux autres, par sa tension régulée de sortie plus élevée. Le schéma pratique de

montage normal est celui de la figure 4. Le schéma intérieur est donné aux figures 2 et 3. Ce circuit intégré permet d'obtenir plus de 450 mA sous 15 V.

En plus du montage de la figure 4, voici à la figure 14 un schéma moins simple utilisant deux circuits intégrés L131 associés à des redresseurs, diodes et transistors permettant d'obtenir deux tensions régulées de 15 V, l'une positive et l'autre négative, leur point commun étant la masse.

On voit que le transformateur d'alimentation possède un seul primaire adapté ou adaptable à la tension du secteur dont on dispose et deux secondaires identiques de 18 V chacun donc de 20 % plus de tension alternative que la tension continue, de 15 V.

Deux redresseurs en pont identiques sont montés de la même manière, pour l'attaque d'un circuit intégré L131 et avec les condensateurs d'entrée de $500 \mu\text{F}$ orientés avec les + vers les entrées V_i des CI.

Remarquons que le point commun du L131 supérieur est à la masse médiane de cette alimentation double, désignée par alimentation ± 15 V, donc 30 V au total. Par contre le L131 inférieur, donnant la tension négative (le + à la masse et le - au point « -15 V » par rapport à cette masse) est monté avec le commun à la ligne -15 V.

Voici les valeurs et la nomenclature des éléments de ce montage : $C_1 = C_3 =$ électrolytique ou

électrochimique de $500 \mu\text{F}$ tension de service 25 V, deux L131, $C_2 = C_4 = 10 \mu\text{F}$ 25 V, deux diodes BA128, deux résistances de 10Ω , deux résistances de $4,7 \text{ k}\Omega$, quatre transistors : Q_1 , NPN, type BC440, Q_2 , NPN, type BC148, Q_3 , PNP, type BC480, Q_4 PNP, type BC158.

Un autre montage réalisable avec deux L131, est celui de la figure 15, dans lequel on utilise également qu'une alimentation sur secteur composée d'un transformateur abaisseur de tension TA, d'un système redresseur à pont de quatre diodes. La tension redressée, apparaissant aux bornes de C_1 doit être de 40 V, ce qui implique un secondaire de TA de 45 + 45 V environ. Le L131 supérieur effectue la régulation par la sortie supérieure qui donne aux bornes de C_2 une tension de +30 V sous 450 mA, par rapport à la masse.

La prise médiane du secondaire est reliée par une résistance R_1 au point d'entrée V_i du L131 inférieur de manière à appliquer à ce point, une tension de +20 V non régulée, par rapport à la masse, point négatif des deux sorties. La deuxième sortie donnera 15 V sous 450 mA, par rapport à la masse commune.

Remarquons que le point médian du L131 supérieur est connecté à la masse par l'intermédiaire de R_2 , tandis que le point médian du L131 inférieur est connecté directement à la masse.

Voici les valeurs des éléments : $C_1 = C_3 = 500 \mu\text{F}$, $C_2 = 10 \mu\text{F}$, $C_4 = 10 \mu\text{F}$, $R_1 = 10 \Omega$, $R_2 = 680 \Omega$.

Cette alimentation régulée a l'avantage de donner à une de ses sorties une tension double de la tension normale, soit 30 V sous ce même courant de 450 mA.

A noter que pour cette sortie, il n'y a pas de protection contre les courts-circuits.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DE FONCTIONNEMENT NORMAL

On les trouvera au tableau IV ci-après, avec les conditions suivantes : T ambiante = 25 °C, $V_i = 24$ V sauf spécification différente.

Pour le L131, il est possible d'utiliser un montage d'augmentation de la tension de sortie, analogue à celui de la figure 5, mais nécessitant l'emploi d'un transistor Q_1 , un PNP du type BC116.

Le schéma de ce montage est donné à la figure 16, on y utilise un seul L131. Ce montage est à faible consommation.

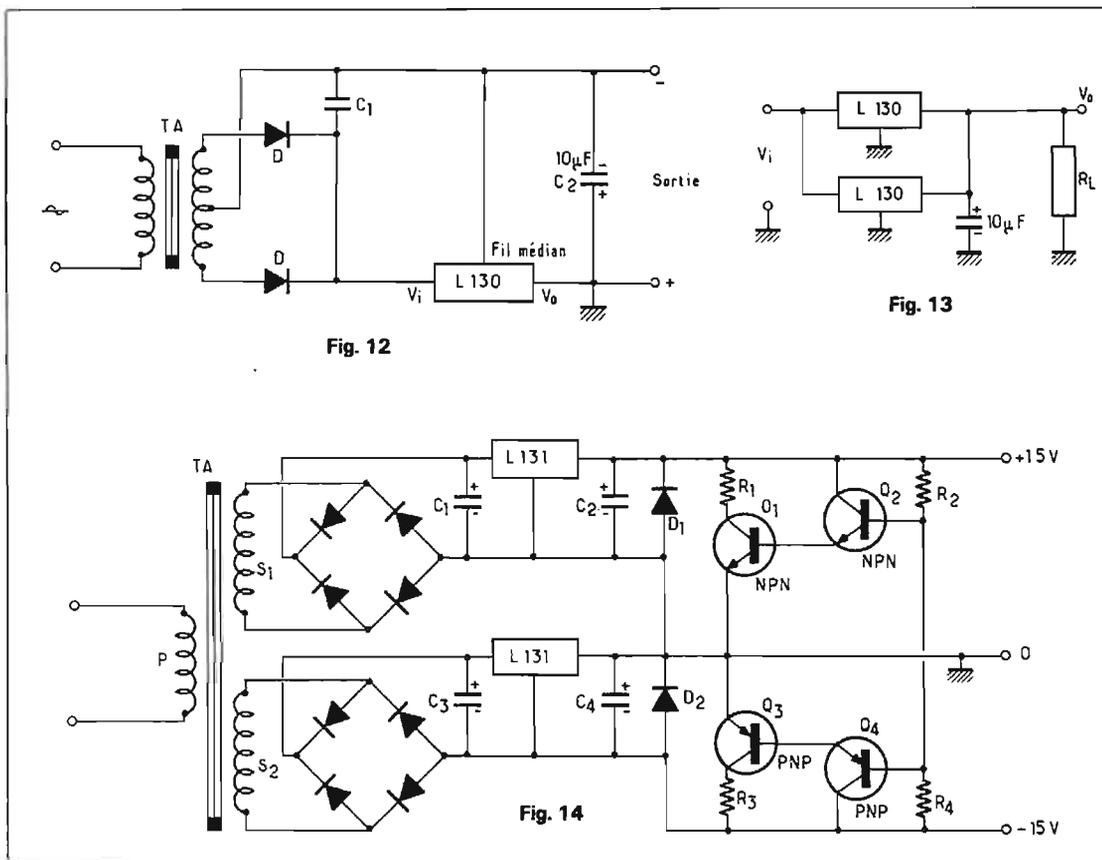


TABLEAU IV

Paramètre	Conditions d'essais	Min.	Typ.	Max.	Unité		
V_o	Tension de sortie	$17.5V \leq V \leq 27V$ $I = 10 \text{ mA}$ $C = 10 \mu F$		14.25	15	15.75	V
ΔV_o^*	Rég. de charge	$I = 10 \text{ to } 450 \text{ mA}$ $C = 10 \mu F$			0.3	1	%V
I_o^*	Cour. rég. de sortie	$\Delta V_o \leq 1\%$ V_o		450	600		mA
$I_o \text{ MAX}$	Cour. max. de sortie	$T_{\text{case}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_{\text{case}} = 85 \text{ }^\circ\text{C}$			0.68 0.8	0.9	A A
I_{sc}	Cour. de court-circuit de sortie	$V_o = 0$			85	160	mA
I	Courant de repos	$V_i = 27 \text{ V}$ $I_o = 0$			10		mA
ΔV_o	Régulation de ligne	$V_i = 17.5 \text{ to } 24 \text{ V}$ $I_o = 10 \text{ mA}$ $C_L = 10 \mu F$			6	33	mV
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T_{\text{amb}}}$	Coefficient de temps	$I_o = 10 \text{ mA}$ $C_L = 10 \mu F$ $T_{\text{amb}} = -20 \text{ to } 85 \text{ }^\circ\text{C}$			1.5		mV/°C
e	Tension de bruit de sortie	$I_o = 10 \text{ mA}$ $C_L = 20 \mu F$ $B = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ kHz}$			180		μV
R_o	Résistance de sortie	$I_o = 450 \text{ mA}$			60		m Ω
SVR	Rejection de tension de sortie d'alimentation	$V_i = 22 \text{ V}$ $I_o = 10 \text{ mA}$ $\Delta V_i = 4 \text{ V}$ crête à crête $f = 100 \text{ Hz}$ $C_L = 10 \mu F$		46	56		dB

GRADATEUR POUR EFFETS DE LUMIÈRES COLORÉES

(Suite de la page 122)

La disposition des éléments sur les circuits imprimés est indiquée sur les Fig. 10 et 11, le stratifié étant supposé transparent pour permettre de voir les composants à travers ce dernier. Lors du montage des TRIACS, on n'oubliera pas de prévoir pour chacun des quatre dispositifs un petit radiateur. Une équerre en aluminium d'environ 35 mm par 45 mm conviendra dans la plupart des cas.

Une fois le câblage terminé et vérifié, on fixera mécaniquement les deux circuits imprimés comme indiqué plus haut et de telle façon que la sortie du collecteur de T3 soit située au-dessus de la borne correspondante de l'autre circuit. On effectuera toutes les liaisons (points S et K) sans oublier de relier également le + 24 volts ainsi que les masses des deux circuits.

En ce qui concerne la mise au point, tenir compte des règles de sécurité habituelles (voir chapitre alimentation). Si tous les composants ont été correctement montés le gradateur doit fonctionner du premier coup. On vérifiera tout d'abord avec un contrôleur si les tensions d'alimentations + 5 et + 24 V sont correctes, puis l'on s'assurera que chaque TRIAC reçoit bien des impulsions négatives sur son électrode de déclenchement.

Au cas où l'on constaterait une fréquence de relaxation trop rapide ou même une absence d'oscillation lorsque P5 est au minimum, il conviendrait alors d'augmenter un peu la résistance de garde R5. Pour C5, utiliser de préférence un condensateur de bonne qualité sans trop de fuites.

On trouvera sur la Fig. 12 les branchements des principaux semi-conducteurs utilisés dans le gradateur.

Les différents composants et le circuit imprimé sont disponibles chez Saint-Germain Composants, 4, rue à la Farine, St-Germain (78), T. 973-37-95.

M. H.

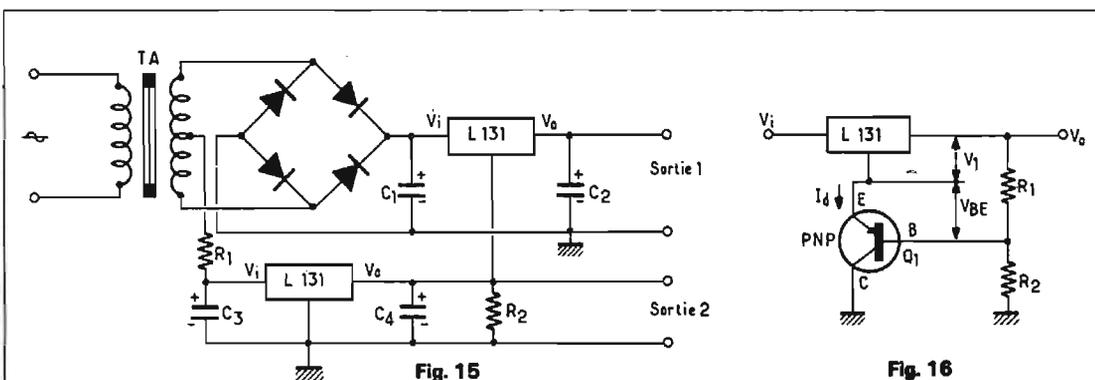


Fig. 15

On pourra calculer la tension de sortie V par rapport à la masse de ce montage, à l'aide de la formule :

$$V = V_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + V_{BE} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{I_d R_2}{h_{FE} Q_1}$$

dans laquelle V_1 est la tension de sortie du L131 évaluée entre le point de sortie et le point « commun » de ce CI. I_d est le cou-

rant passant par le point commun, évalué à 10 mA. $V_1 = 25 \text{ V}$, $R_2 = 470 \Omega$, $R_1 = 3300 \Omega$, $R_2/R_1 = 0,14$, V_{BE} tension collecteur à base de Q_1 , du type BC116.

Le courant traversant R_1 est de 4,8 mA et la tension de sortie est $V_o = 18 \text{ V}$ avec les valeurs des éléments et les éléments choisis dans ce schéma.

F. JUSTER

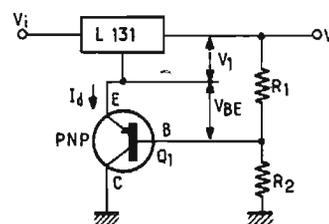


Fig. 16

Références : documents SGS-ATES, L129, L130, L131.

Dépositaires à Paris : TEKIMEX, 13, boul. Voltaire - Paris - 11^e.

Pour renseignements et notices : SGS-ATES - 58, rue du Dessous-des-Berges - Paris - 13^e.

LE RECEPTEUR SONY GRF 220

NOUS avons décrit dans le HP 1370 le récepteur Sony CRF 150 comportant 13 gammes d'ondes. Le CRF 220 est un récepteur aux possibilités et aux caractéristiques améliorées par rapport au CRF 150, le constructeur a ici tenté de présenter un matériel le plus complet qui soit, il semble bien que son but ait été atteint.

La réception est assurée sur 22 bandes, en AM, FM, SSB, CW, les bandes ondes courtes sont exploitées de façon parfaite, ainsi que les bandes décimétriques réservées aux radios amateurs.

Le CRF 220 n'est pas un récepteur de trafic, pourtant la réception est assurée dans des conditions très proches de celles offertes par ceux-ci. Rien ne manque de façon gênante pour l'exploitation, et une excellente partie basse fréquence fournit une musicalité très agréable.

CARACTÉRISTIQUES

Récepteur 22 gammes, comportant un double changement de fréquence sur les ondes courtes.

Fréquence intermédiaire : FM, 10,7 MHz
PO - GO - OC 1, 455 kHz
OC 2 - OC 19 : 1,6 à 2,2 MHz, 455 kHz

Antenne : télescopique à 2 éléments orientables de 1 m en FM
télescopique de 1,47 m en OC (OC 2 - OC 19)
cadre ferrite en PO - GO - OC 1
extérieure en AM, OC; FM (75 et 300 Ω)

Sensibilité pour un rapport signal + bruit/bruit de 6 dB mesuré pour 50 mW en sortie :

FM, 0,8 μ V
PO, 25 μ V/m
GO, 63 μ V/m
OC, 1 μ V

Sélectivité variable; large bande - 40 dB, bande étroite - 60 dB

Rejection image :

FM, 72 dB à 98 MHz
PO, 60 dB à 1 605 kHz
GO, 80 dB à 360 kHz
OC 1, 30 dB à 4,5 MHz
OC 2, 80 dB à 2,5 MHz
OC 19, 30 dB à 29 MHz

Puissance de sortie BF : 4 W alimentation réseau; 1,5 W sur piles, avec moins de 10 % de distorsion harmonique.

Bande passante basse fréquence : 100 Hz - 20 kHz.

Plage d'action des correcteurs de tonalité : \pm 10 dB sur les graves et sur les aigus.

Entrée : AUX, 1,7 mV/5 K Ω .

Sorties : Enregistrement, 2,5 mV/2,2 k Ω (jack) 26 mV/80 k Ω (DIN); décodeur stéréo, 49 mV/5 k Ω ; casque 8 Ω ; écouteur 8 Ω ; HP extérieur 3-8 Ω .



Contrôles et commandes : S mètre, AFC commutable en FM, BFO, sélectivité variable, atténuateur d'antenne, gain HF, circuit antiparasites commutable, squelch commutable, contrôle de l'état des piles, correcteurs de tonalité séparés graves-aigus, 2 HP incorporés.

Alimentation : 110 - 127 - 220 - 240 V 50-60 Hz; 9 V interne par piles; 12 V continu extérieur.

Consommation : réseau, 180 mA; batterie, 90 mA en position veille.

Encombrement : 452 x 325 x 190 mm, pour un poids de 13,5 kg.

Bandes couvertes :

FM : 87,5 - 108 MHz	OC 9 : 11,5 - 12,1 MHz (26 - 24,8 m)
AM : PO, 530 - 1 605 kHz (566 - 187 m)	OC 10 : 14 - 14,6 MHz (21,4 - 20,5 m)
GO, 150 - 400 kHz (2 000 - 750 m)	OC 11 : 15 - 15,6 MHz (20 - 19,2 m)
OC 1 : 1,6 - 4,5 MHz (187 - 66 m)	OC 12 : 17,5 - 18,1 MHz (17,1 - 16,6 m)
OC 2 : 2 - 2,6 MHz (150 - 115,38 m)	OC 13 : 21 - 21,6 MHz (14,3 - 13,9 m)
OC 3 : 3 - 3,6 MHz (100 - 83,3 m)	OC 14 : 21,4 - 22 MHz (14 - 13,6 m)
OC 4 : 3,5 - 4,1 MHz (85,7 - 73,17 m)	OC 15 : 25,5 - 26,1 MHz (11,7 - 11,5 m)
OC 5 : 4,5 - 5,1 MHz (66,6 - 58,8 m)	OC 16 : 26,8 - 27,4 MHz (11,2 - 10,9 m)
OC 6 : 5,8 - 6,4 MHz (51,7 - 46,8 m)	OC 17 : 28 - 28,6 MHz (bande 10 m)
OC 7 : 7 - 7,6 MHz (42,8 - 39,4 m)	OC 18 : 28,6 - 29,2 MHz (bande 10 m)
OC 8 : 9,5 - 10,1 MHz (31,5 - 29,7 m)	OC 19 : 29,2 - 29,8 MHz (bande 10 m)

PRÉSENTATION

Bien que l'appareil soit d'un format qui ne soit pas très réduit, son transport est facile et sa présentation très réussie.

La face avant reçoit toutes les commandes, elle comporte trois cadrans séparés avec bouton d'accord distinct pour la FM, les GO - PO - OC 1, et les 18 gammes d'ondes courtes.

Pour les OC, la commutation de gamme s'effectue par un commutateur latéral disposé sur le flanc gauche, alors que des touches enclenchent les PO - GO - OC 1 et FM sur la face avant.

Le couvercle masquant la face avant comporte une planisphère avec distribution des faisceaux horaires, et un disque rotatif permettant de calculer l'heure dans l'un de ceux-ci à partir de l'heure locale.

Les différentes commandes sont bien disposées, les boutons de recherche des stations sont tous munis de volants à effet gyroscopique.

La face avant est bien distribuée, l'aspect est soigné.

Les raccordements s'effectuent sur bornes à visser pour les antennes, et par jacks normaux ou miniatures et prise DIN pour les autres destinations.

Le logement des piles situé au dos de l'appareil est complété par un logement pour l'écouteur, mais où ne peut se loger le cordon réseau.

La réalisation mécanique est très élaborée, complexe même, car du fait de la place limitée, il n'a pas été possible d'installer d'aiguille mobile sur les cadrans, mais leurs échelles défilent devant des repères fixes, et un jeu de poulies, renvois et câbles sous gaine permettent la mise en service des différentes fonctions.

La partie électronique est de bonne facture. Elle se divise pour les circuits haute fréquence en deux parties totalement séparées pour la réception de la FM et de l'AM, cette dernière comportant deux têtes HF distinctes pour les PO - GO - OC 1 et OC 2... OC 19.

L'accord est réalisé de façon séparée sur les 3 têtes HF à l'aide de condensateurs variables multicages, sur les circuits FI des filtres céramique sont largement utilisés.

Le bloc des ondes courtes est conçu de façon analogue à un rotacteur TV, on peut admirer sa réalisation qui est d'un encombrement très réduit.

Le CAG est bien élaboré, d'une grande efficacité avec une dynamique importante, les circuits d'AFC et de squelch sont originaux.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

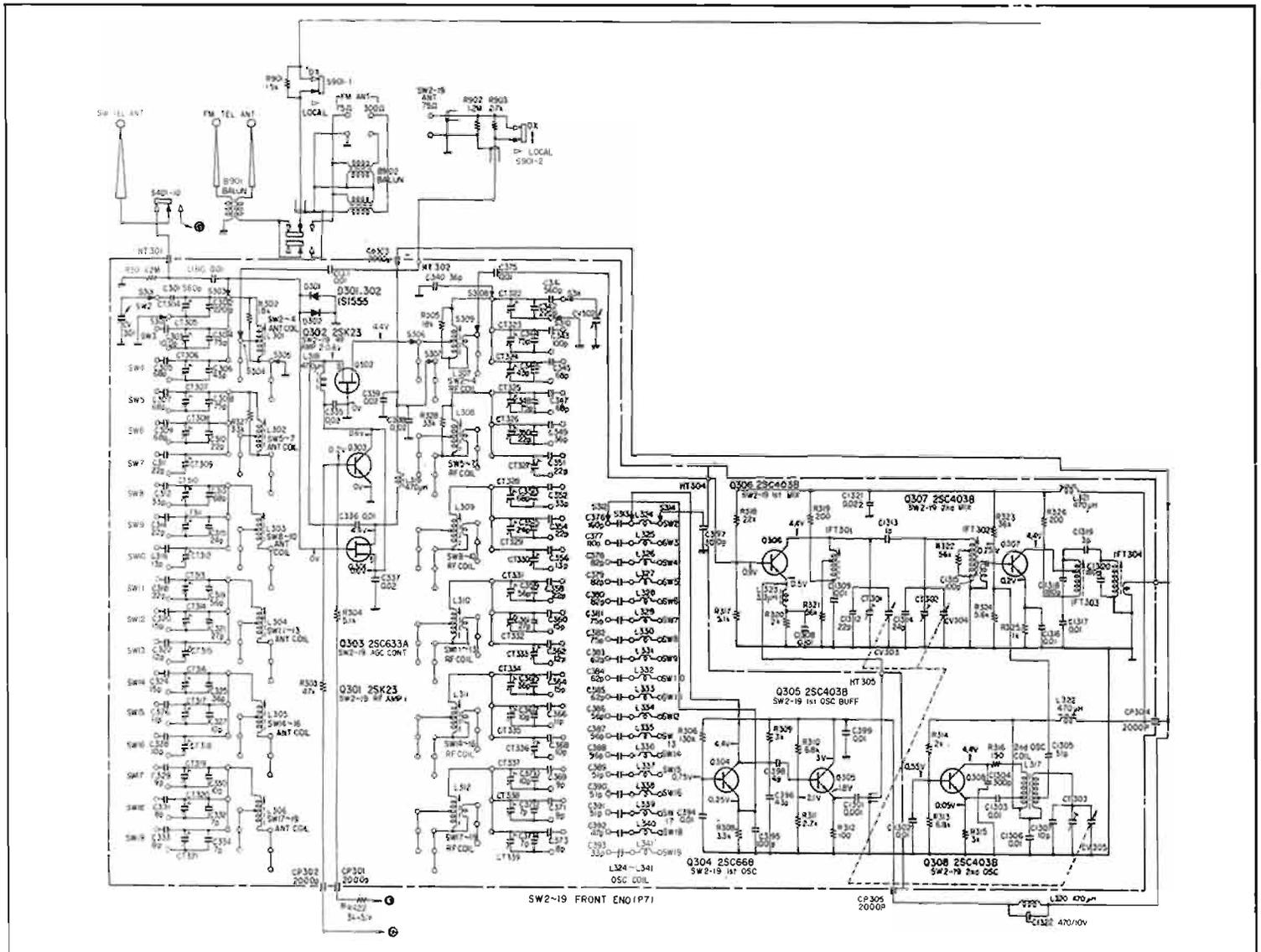
La figure 1 donne l'organisation des circuits, détaillés dans les schémas de principe.

En FM, les signaux provenant des antennes intérieure ou extérieure traversent le circuit adaptateur « balun » (contraction des mots anglais balanced unbalanced

symétrique-assymétrique) puis attaquent une tête haute fréquence. On note la présence d'un atténuateur disposé en série dans le circuit antenne, et inséré par l'inverseur local DX. La résistance R901 atténue les signaux locaux de trop forte amplitude, évitant la surcharge de l'étage d'entrée, surcharge susceptible de provoquer une transmodulation.

Dans le circuit d'entrée du transistor fet Q101, étage mélangeur, trois circuits accordés sont disposés en cascade, de façon à permettre d'obtenir une sélectivité satisfaisante vis-à-vis des canaux voisins. En effet, de nombreux pays ont leur gamme FM occupée intégralement par des émissions espacées de 200 kHz, et une bonne sélectivité associée à un rapport de capture le plus faible possible contribue à éliminer les interférences.

En sortie de l'étage mélangeur, les signaux sont appliqués à l'étage FI utilisant le transistor bipolaire Q103. L'oscillateur local Q102 est asservi en fréquence par



un signal d'AFC commutable, agissant sur la diode D101.

La chaîne FI est constituée ensuite de cinq étages en cascade, comportant des filtres céramique et des transformateurs accordés. Six filtres sont utilisés, permettant d'obtenir une courbe de réponse FI à flancs raides. Les circuits détecteurs démodulent le signal, qui est amplifié en basse fréquence par le transistor Q608 avant d'être dirigé vers le bloc basse fréquence ou vers un décodeur stéréo extérieur si l'on désire utiliser les signaux basse fréquence sur une chaîne Hi-Fi.

Le transistor Q608 est commandé par l'étage Q609 recevant le signal de muting.

Le circuit d'AFC est particulier, comme nous l'avons signalé. En sortie du détecteur de rapport, un amplificateur différentiel constitué par les transistors Q211 Q212 voit ses bases attaquées en opposi-

tion de phase, et comporte un pont de diodes équilibrées dans les circuits collecteurs. A l'accord exact, une tension de 1,5 V continu est présente aux bornes des résistances R260-R261, qui à travers les contacts de S202 est dirigée vers la diode de contrôle AFC. Toute variation de signal entraîne un déséquilibre du pont, amenant une variation de la tension appliquée à la diode D101, ce qui assure la correction.

Le circuit de muting reçoit son information provenant de la sortie du cinquième étage FI. La tension prélevée en présence d'un signal est redressée par les diodes D207-D208, elle polarise l'étage Q206 puis Q209 et Q208 agissent sur Q609 entraînant sa conduction ou son blocage selon la présence ou l'absence de signal, avec action de l'étage Q210 disposé en sortie du pont de diodes qui assure le basculement du système.

En ondes courtes de OC 2 à OC 9, nous rencontrons une tête HF très bien conçue, à double changement de fréquence.

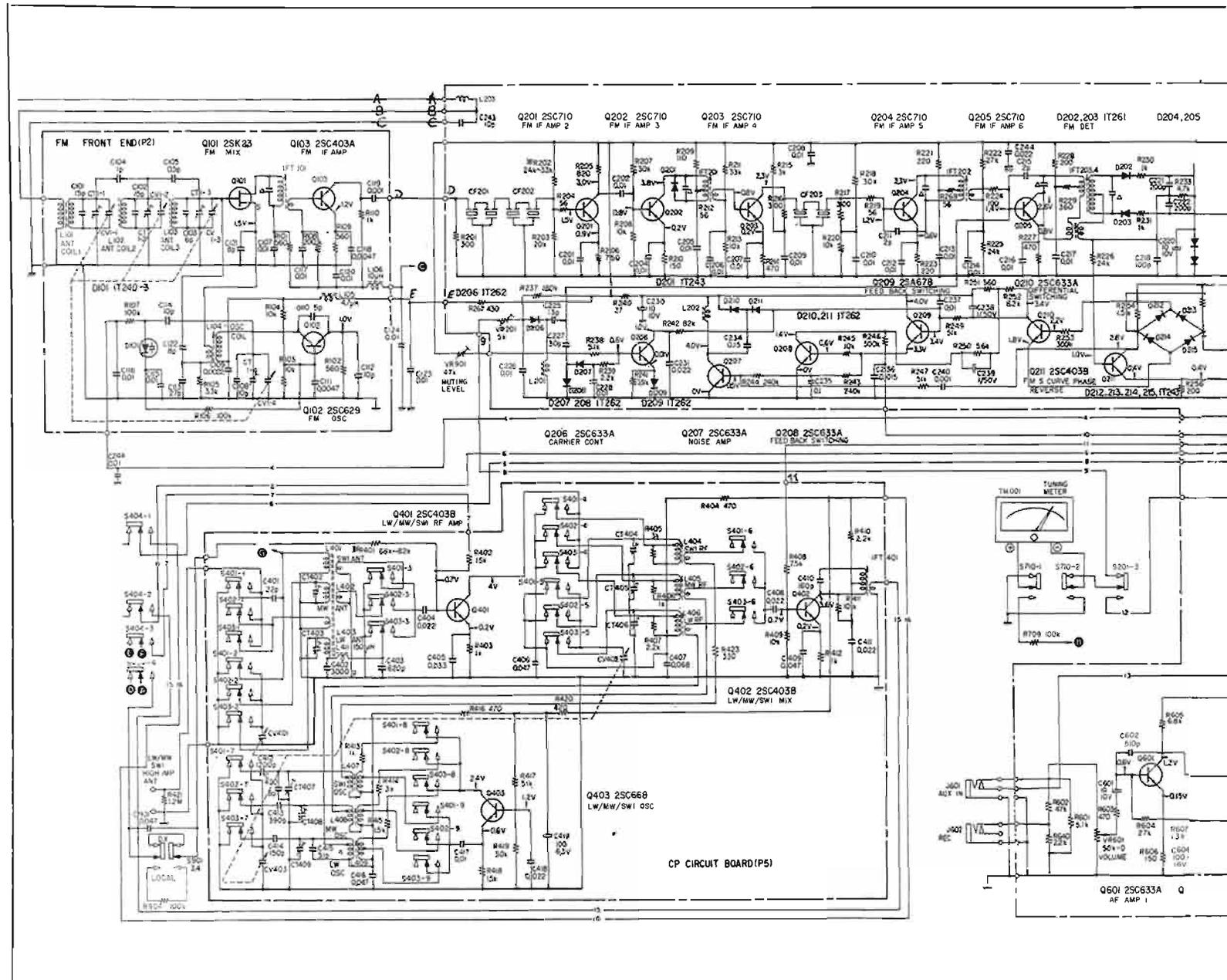
Les signaux provenant de l'antenne télescopique sont appliqués au filtre de bande de la fréquence exploitée, et une protection contre les surcharges vis-à-vis des signaux d'amplitude trop élevée est assurée par les diodes D301-D302. L'entrée antenne extérieure comporte un atténuateur permettant d'éviter la surcharge due aux signaux locaux, comme sur la section FM. L'amplificateur d'entrée HF est du type cascade, il emploie les transistors fet Q301-Q303, et il est soumis à un signal de CAG amplifié par Q303 qui contrôle la source de Q303.

Le premier mélangeur, Q306 reçoit le signal incident sur sa base, et le signal local sur son circuit d'émetteur. Le premier oscil-

lateur local Q304 est suivi d'un étage tampon Q305 destiné à assurer une bonne séparation et éviter les réactions sur l'oscillateur, ce qui permet d'obtenir une très bonne stabilité de celui-ci. Afin d'accroître encore cette stabilité, le premier oscillateur local est à fréquence fixe, ce qui donne en sortie du premier mélangeur une première FI variable, de valeur identique à celle de la bande OC exploitée. Les bandes OC 2 à OC 19 ont une couverture de 600 kHz, la première FI variera donc de cette valeur, entre 1,6 et 2,2 MHz.

Le second oscillateur Q308 est à fréquence variable, de façon à obtenir à la sortie du second mélangeur Q307, des signaux à 455 kHz.

Cette disposition de changement de fréquence est couramment employée en VHF, elle permet de réaliser un oscillateur local



variable de fréquence beaucoup plus basse, et par là d'en obtenir une bonne stabilité, tout en évitant les indésirables glissements en fréquence du premier oscillateur dus aux systèmes de variation de fréquence mécanique ou électronique. La stabilité globale est donc nettement améliorée.

Les signaux FI sur 455 kHz sont ensuite amplifiés par une chaîne à 3 étages, dont les liaisons sont assurées par des filtres céramique. La sélectivité est modifiée en insérant sur ceux-ci des réseaux RC en position sélectivité étroite. Le CAG comporte une boucle à double action, agissant sur l'amplificateur HF et sur le premier étage FI Q501. L'information est prélevée en sortie de la chaîne FI, sur Q503, puis amplifiée par Q504, le signal est redressé par les diodes D506-D507, puis dirigé vers Q501 et vers Q303. La commande de gain HF manuel agit uniquement sur Q303 et donc

sur l'étage d'entrée, par l'intermédiaire du potentiomètre VR501 MGC (manuel gain contrôle).

En sortie de la chaîne FI, les signaux AM sont détectés par la diode D501 puis dirigés vers les circuits basse fréquence et le S mètre. Pour la réception de la CW ou de la BLU, un détecteur de produit est utilisé, dans lequel sont injectés les signaux FI et ceux générés par le BFO.

Le BFO utilise le transistor Q801, dont la fréquence est rendue variable pour recevoir la bande latérale supérieure ou inférieure, par l'intermédiaire du potentiomètre UR802 monté en réaction entre base et collecteur de ce transistor.

La bonne réception en SSB dépendant de la stabilité du BFO, cet étage est suivi d'un transistor séparateur Q802 destiné à éviter les interactions.

Un circuit antiparasite destiné à éliminer les signaux perturbateurs

à front raide emploie les diodes D504-D505, les signaux étant prélevés sur le collecteur de Q502. Les signaux basse fréquence sont ensuite amplifiés par Q608 portant leur niveau à une valeur suffisante pour être enregistrés et ils sont dirigés vers l'entrée de l'amplificateur BF de puissance.

La réception des bandes PO - GO - OC 1 est assurée par des circuits d'entrée spécialisés, qui comportent un étage amplificateur HF Q401, suivi du mélangeur Q402 et de l'oscillateur local Q403. L'accord est assuré par un condensateur variable à 3 cages, les signaux sont exploités soit en provenance de l'antenne cadre ferrite, soit de l'antenne télescopique OC via un atténuateur comme pour les OC et la FM, soit encore à partir d'une antenne extérieure à haute impédance. En sortie du mélangeur Q402, les signaux sont exploités par la chaîne FI dans les mêmes conditions que les OC,

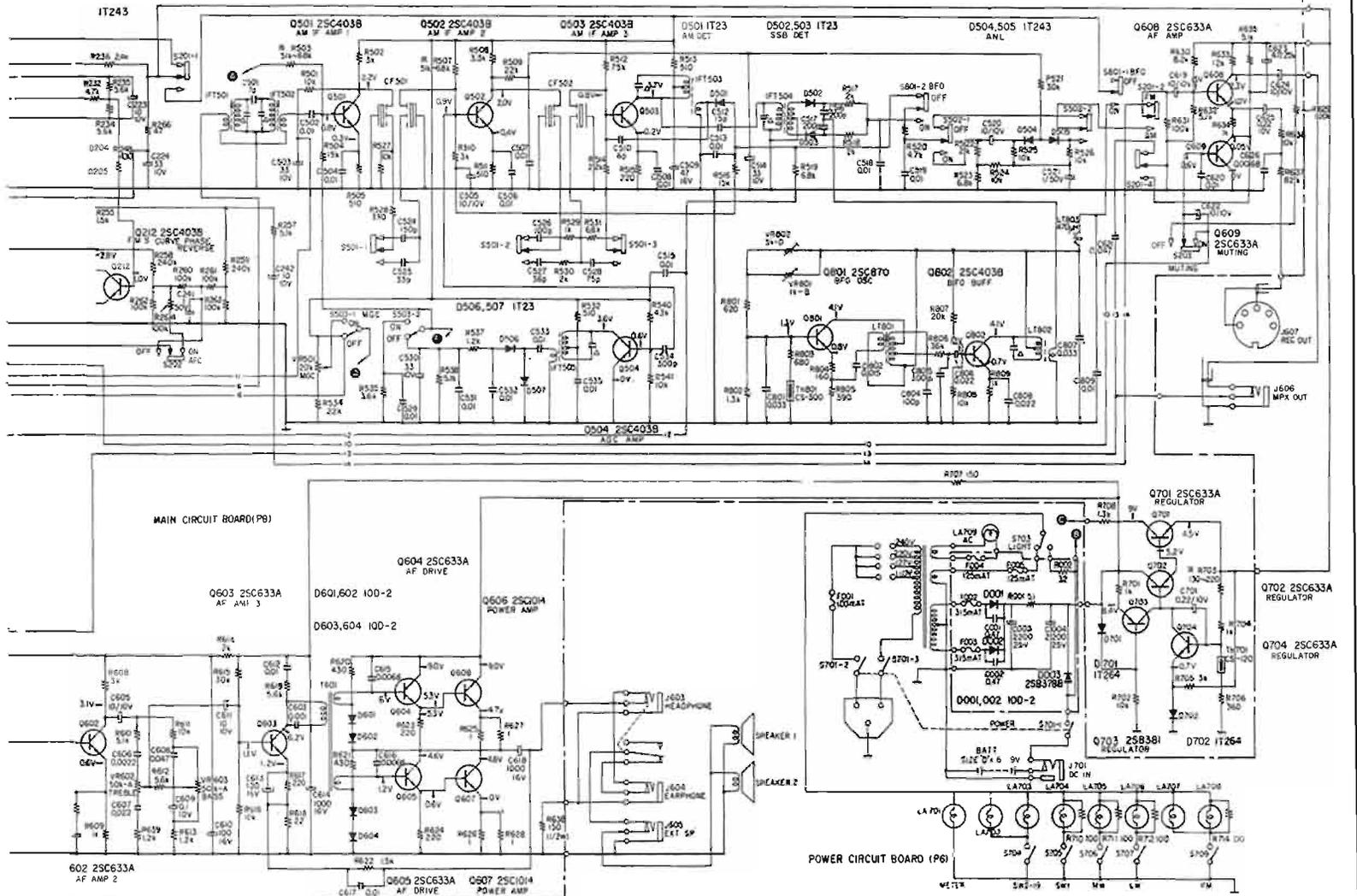
puis parviennent aux circuits basse fréquence.

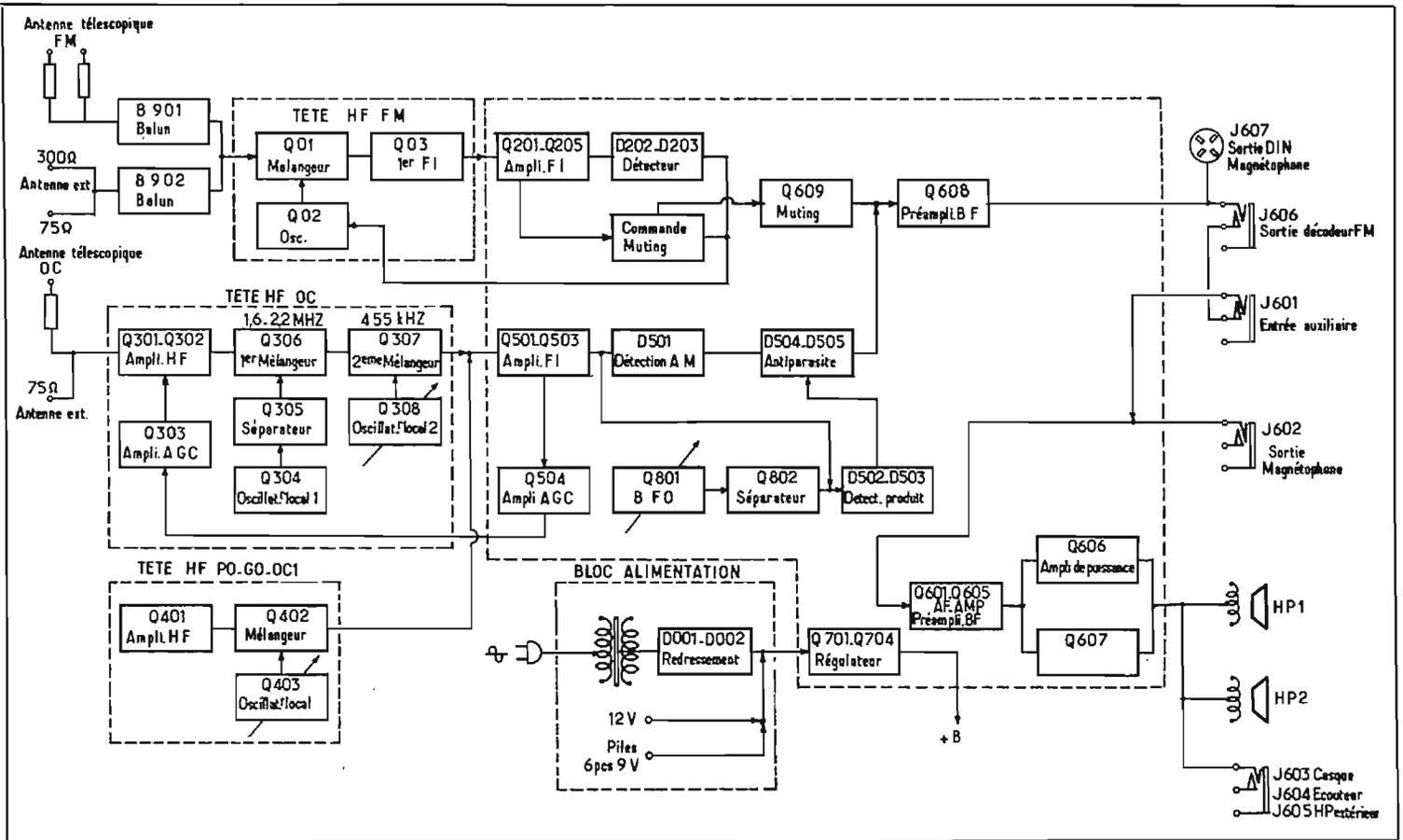
Le bloc basse fréquence est de constitution très classique. A l'entrée deux étages préamplificateurs à liaison continue Q601-Q602 ont leur gain contrôlé par le potentiomètre de volume, leur sortie attaque les correcteurs de tonalité. Le driver Q603 est couplé aux étages de puissance par un transformateur. Quatre transistors montés en quasi complémentaire assurent l'amplification finale, leur liaison est réalisée à travers un condensateur série vers les haut-parleurs.

L'alimentation des étages HF est régulée électroniquement, de façon à obtenir un fonctionnement correct sur les différentes sources pouvant être utilisées : réseau, piles ou 12 V extérieur.

MESURES

La sensibilité mesurée sur les différentes gammes correspond





aux chiffres communiqués par le constructeur.

En FM, pour $3,6 \mu\text{V}$ nous notons un rapport S+B/B de 26 dB

En PO, $25 \mu\text{V}$ pour 6 dB de rapport S+B/B

En GO, $68 \mu\text{V}$ pour ce même rapport

Sur OC 1, $4,8 \mu\text{V}$ pour 6 dB de S+B/B

Sur les bandes OC 2-OC 19, les valeurs sont comprises dans la fourchette $0,9 \mu\text{V}$ - $1,6 \mu\text{V}$ selon la bande exploitée, avec un rapport signal bruit/bruit variant de 6 à 10 dB pour 50 mW en sortie.

La rejection image est un peu faible sur les OC 14 - OC 19.

Le bloc basse fréquence délivre 2,5 W eff avec 1% de distorsion harmonique, 4 W avec 9% de TDH, alimenté par le réseau.

La consommation sur piles atteignant un débit important, il est souhaitable si l'on dispose du réseau ou d'une source extérieure de 12 V, d'utiliser celles-ci pour éviter un échange trop fréquent des piles.

ÉCOUTE

A côté de la qualité sonore qui est très bonne et permet de bénéficier dans des conditions très

intéressantes de la réception FM grâce aux 2 haut-parleurs incorporés, nous avons pu goûter à la réception OC dans les bandes radiodiffusion, radioamateur, marine.

La sensibilité exploitable est grande, même avec l'antenne télescopique. La commodité de l'exploitation des différentes commandes est bonne, la réception est facilitée par les différents circuits qui apparentent le CRF 220 à un récepteur de trafic.

En SSB, la réception s'effectue dans de bonnes conditions grâce à la stabilité du BFO, le gain manuel est progressif, mais réglé sur la valeur maximale, il amène de la transmodulation si les signaux sont trop puissants. Dans ce cas, il est nécessaire d'insérer l'atténuateur d'antenne.

La réalisation en trois sections séparées des blocs d'accord permet de garder en mémoire trois stations choisies parmi les gammes OC 2-OC 19, PO - GO - OCI, et FM.

Pour les bandes OC, un petit reproche, un petit trimmer permettant un réglage fin de la fréquence d'accord n'aurait pas été inutile, et une graduation du cadran mieux exploitée que les divisions tous les 50 kHz aurait été nécessaire.

A l'aide du World Radio TV Handbook, nous avons pu faire la chasse aux stations lointaines.

Nous avons reçu dans d'excellentes conditions le monde entier, récepteur raccordé sur une antenne long fil de 8 mètres.

La note d'ensemble que nous décernons à l'appareil est bonne.

CONCLUSION

Bien que le CRF 220 n'assure pas une couverture sans trous, il reçoit toutes les bandes de radio-

diffusion PO - GO - OC, les bandes amateur décamétriques, celle des radiotéléphones 27 MHz, la FM, la bande marine et les radiophones, ce qui permet de satisfaire les plus exigeants: La conception et la réalisation sont excellentes, et bien que le poids du récepteur ne s'apparente en aucune façon à celui d'un transistor pocket, son transport ne présente pas de difficulté pour l'utilisation en mobile.

J. B.

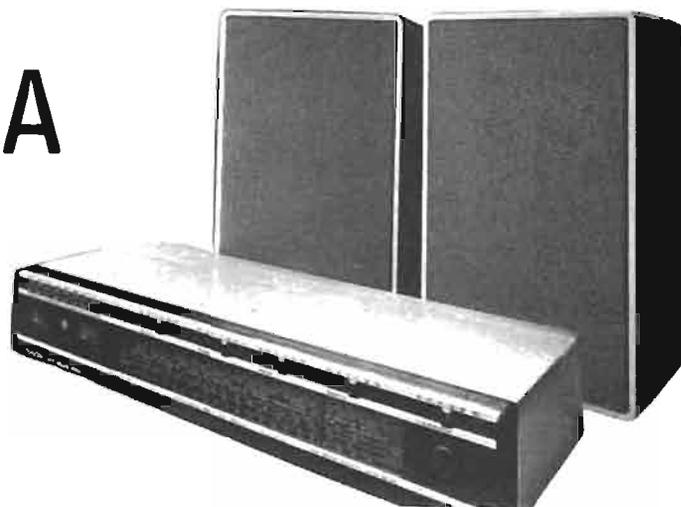
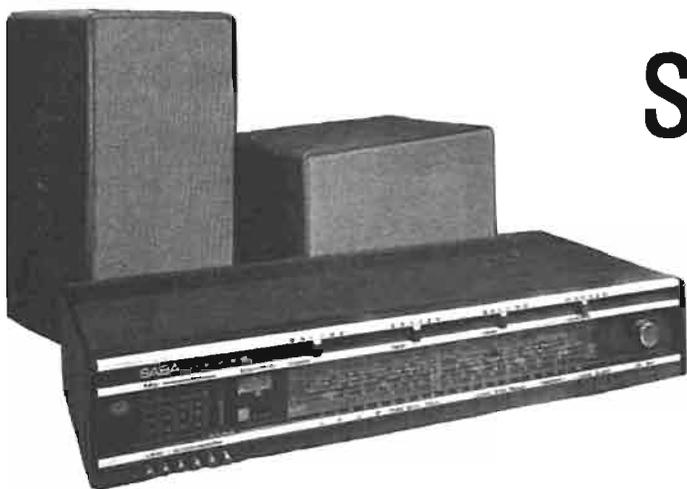
CHAQUE MOIS LISEZ :

RADIO TÉLÉVISION PRATIQUE

La revue des amateurs
et débutants en électronique

DANS LA NOUVELLE GAMME

SABA



SABA HiFi Studio 8060 stéréo H

Puissance musicale : 2 x 30 watts.
Distorsion inférieure à 0,1 %.
Dépasse la norme HiFi DIN 45500.
Sorties haut-parleur protégées contre les courts-circuits.
Étages d'entrées pour AM et FM avec transistors à effet de champ.
6 touches pré-réglées pour FM.
Syntonisation en FM commutable (CAF). Décodeur stéréo HiFi à circuit intégré avec témoin lumineux stéréo. Filtre passe-bas et circuit anti-interférences assurant une réception stéréo parfaite. Entrées PU, cellule magnétique et cristal.
Filtres anti-rumble et anti-souffle.
Prise frontale pour casque stéréo.
Reproduction quadrophonique pour SABA « quadrosonic » avec commutateur de niveau. Écran lumineux. Indicateurs de programme lumineux. Antenne supplémentaire pour toutes les gammes d'ondes.

Présentation, dimensions

Présentation : noyer naturel mat, blanc mat, métallique.
Dim. : 66 x 13 x 30 cm (L x H x P).

Renseignements techniques

Circuit : AM 8, FM 13.
Gammes d'ondes : FM, PO, GO, OC.
2 étages push/pull sans transformateur de chacun 30 watts de puissance musicale (22 watts de puissance sinusoïdale).
Prises : enceintes stéréo (4 à 16 ohms) 2 haut-parleurs 4 canaux, casque écoute, PU stéréo, magnétophone stéréo.

SABA HiFi Studio 8100 stéréo

2 x 50 watts puissance musicale.

Distorsion plus petite que 0,1 % à la puissance nominale.

Dépasse la norme DIN 45500.

Sorties haut-parleurs protégées contre les courts-circuits par sécurité électronique.

Reproduction 4 canaux SABA « quadrosonic » avec réglages de niveau. 8 touches à impulsion pré-réglées pour stations FM avec indicateurs lumineux à diodes.

Débrayage automatique de la syntonisation FM et de la présélection dès la recherche manuelle des stations.

Étages d'entrées équipés de transistors à effet de champ sur toutes les gammes.

Suppression du souffle entre stations et syntonisation en FM commutable (CAF).

Décodeur HiFi Stéréo avec circuit intégré et témoin lumineux stéréo.

Réception stéréo particulièrement agréable grâce à filtres passe-bas.

Entrées pour cellule magnétique ou à cristal.

Sonorité parfaite pour chants et paroles grâce à un filtre de présure.

Prise frontale pour casque écoute stéréo.

Écran lumineux.

Indicateur d'accord lumineux.

Prise monitor et prise pour SABA Sonorama.

Filtres passe-bas et passe-haut.

Haut-parleur déconnectable.

Antenne supplémentaire pour toutes les gammes d'ondes.

Présentation, dimensions

Présentation : noyer naturel mat, blanc mat ou métallique.

Dim. : 66 x 13 x 30 cm (L x H x P).

Renseignements techniques

Circuits : AM 8, FM 14.

Gammes d'ondes : FM, GO, OC, PO.

Étages finals : 2 étages push/pull sans transformateur avec chacun.

50 watts de puissance musicale (30 watts de puissance sinusoïdale).

Touche de présence réglable de 0...10 db.

SABA

**EN DÉMONSTRATION PERMANENTE
DANS LES 3 AUDITORIUM HI-FI AUX
MEILLEURS PRIX.**

8060 **1 850 F**

8100 **2 190 F**

8760 Compact **3 190 F**

- CHEZ :**
- **NORD-RADIO**
139, rue Lafayette – Paris-10^e – Tél. : 878.89.44.
 - **CIBOT-RADIO**
12, rue de Reuilly – Paris-12^e – Tél. : 345.65.10.
 - **HI-FI-CLUB TERAL**
53, rue Traversière – Paris-12^e – Tél. : 344.67.00.



**Le Combiné SABA HiFi Studio
8760 Stéréo**

Puissance musicale : 2 x 30 watts.

Distorsion inférieure à 0,1 % à la puissance nominale.
Dépasse la norme DIN 45500.
Sorties haut-parleurs protégés contre les courts-circuits et les surcharges.
Reproduction 4 canaux SABA « quadrosonic ».
Étages d'entrées pour toutes les gammes équipés de transistors à effet de champ.

8 touches à impulsion pré réglées pour stations FM avec indicateurs lumineux à diodes.
Syntonisation en FM commutable (CAF). Décodeur HiFi Stéréo à circuit intégré avec témoin lumineux stéréo.
Filtre passe-bas et circuit anti-interférences assurent une réception stéréo parfaite.
Prise frontale pour casque stéréo.
Indicateurs de programme présélectionné lumineux.
Antenne complémentaire pour toutes les gammes d'ondes.

Présentation, dimensions

Présentation : noyer naturel mat, blanc mat avec couvercle plexiglas fumé.
Dim. : 68,5 x 18,5 x 36,5 cm (L x H x P).

Renseignements techniques

Circuits : AM 8, FM 13.
Gammes d'ondes : FM, OC, PO, GO.
Étages finals : 2 étages push/pull sans transformateur avec chacun 30 watts de puissance musicale (22 watts de puissance sinusoïdale).

Tourne-disque SABA HiFi 785

Bras de lecture métallique à suspension à cardan par 4 pointes.
Moteur synchrone « continuous pole ».
Plateau de 3,2 kg.
Cellule magnétique Shure M 91 MG-D.
Changeur de disques automatique.
Réglage d'antiskating continu.
Réglage fin de la vitesse à stroboscope lumineux.
Châssis Dual 1229.

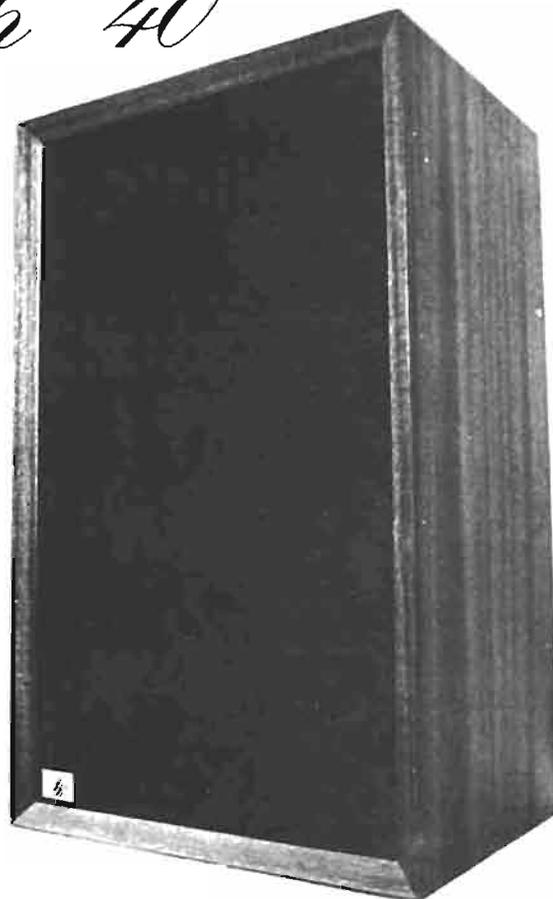
Présentation, dimensions

Présentation : noyer naturel mat, blanc mat avec couvercle couleur fumée.
Dim. : 49 x 18 x 35,5 cm (L x H x P).

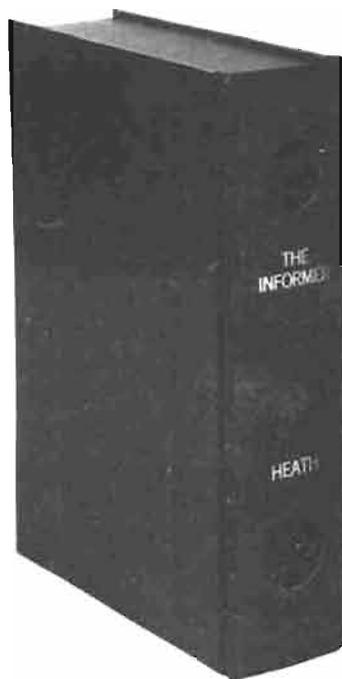
Sound Research 40



**ENCEINTE CLOSE - PUISSANCE EN CRÊTE 40 W -
FILTRE PASSIF TROIS VOIES (FRÉQUENCE DE COU-
PURE 300 Hz/8.000 Hz) - TROIS HAUT-PARLEURS
A RENDEMENT SPÉCIALISÉ - BOOMER - MEDIUM -
TWETER - BANDE PASSANTE 22 A 22.000 Hz ± 2dB -
ÉBÉNISTERIE ACAJOU EN 20 mm D'ÉPAISSEUR -
600 mm x 280 mm x 370 mm - PRIX CONSEILLÉ 1.050 F.**



Le détecteur d'intrus gd 39 heathkit



A l'heure où les cambriolages se multiplient, une foule de dispositifs électroniques de protection sont mis sur le marché pour assurer une protection efficace des locaux privés ou industriels.

Heathkit vient de mettre à son catalogue un dispositif de détection par ultrasons qui offre l'avantage d'être indécélable et d'être utilisable en tous lieux, avec une portée efficace convenable. On peut envisager l'emploi de plusieurs appareils de ce genre disposés en des points choisis, et permettant par exemple de suivre la progression d'un intrus.

CARACTERISTIQUES

Type de détection : par coupure d'un faisceau d'ultrasons.

Portée maximale : 8 m, avec une variation en plus ou en moins selon le lieu de l'installation.

Fréquence de travail : 41 kHz.

Cycle de fonctionnement :

a) Temps de réponse, de l'ordre de 10 s.

b) Temporisation de l'alarme, ajustable entre 20 et 30 s.

c) Durée de l'alarme, ajustable entre 20 et 30 s, puis retour à la position veille.

Circuits d'alarme : 2, disposant de 3 A au total pour une lampe de signalisation et une sonnerie.

Alimentation : 110, 130, 220, 260 V, 50-60 Hz, avec une consommation en veille de 1,5 W.

Encombrement : 60 × 257 × 190 mm, pour un poids de 1 400 g.

PRESENTATION

L'appareil est dissimulé dans un faux livre, muni de deux ouvertures sur le dos, de façon à permettre le passage du faisceau d'ultrasons à l'aller et au retour. Sur le côté tranche du livre sont disposés les interrupteurs arrêt/marche et coupure d'alarme, le câble d'alimentation et les prises destinées à la lampe et à la sonnerie.

L'aspect de l'appareil dissimulé dans le faux livre, permet de l'installer à tout endroit d'un appartement ou d'un bureau, sans qu'il n'éveille l'attention. Il peut être

utilisé sans cet accessoire, ou encore habillé d'un revêtement adéquat si on désire le dissimuler à l'extérieur, pour le protéger de la pluie et des poussières.

Le principe de fonctionnement est très simple. Un émetteur génère un signal appliqué à un microphone céramique à ultrasons. Cet élément émet le signal, celui-ci atteint la paroi opposée à l'appareil, le signal est réfléchi, il est capté par un second microphone (l'élément fonctionne aussi bien en émission qu'en réception). Les signaux recueillis sont amplifiés dans un récepteur, puis détectés.

Lorsque le faisceau ultrasonore est interrompu, la valeur moyenne du signal de détection varie, et une série de bascules est déclenchée, provoquant l'allumage d'une



marantz

« We sound better »

AUDITORIUM HI-FI

MAISON
FONDÉE EN 1912

11-13, cours Lieutaud - MARSEILLE

Téléphone : 47.53.60 - 47.54.07 - 48.51.16

STOCK PERMANENT POUR TOUS NOS MODÈLES

Mêmes prix qu'à Paris - Livraison gratuite dans toute la région de Marseille

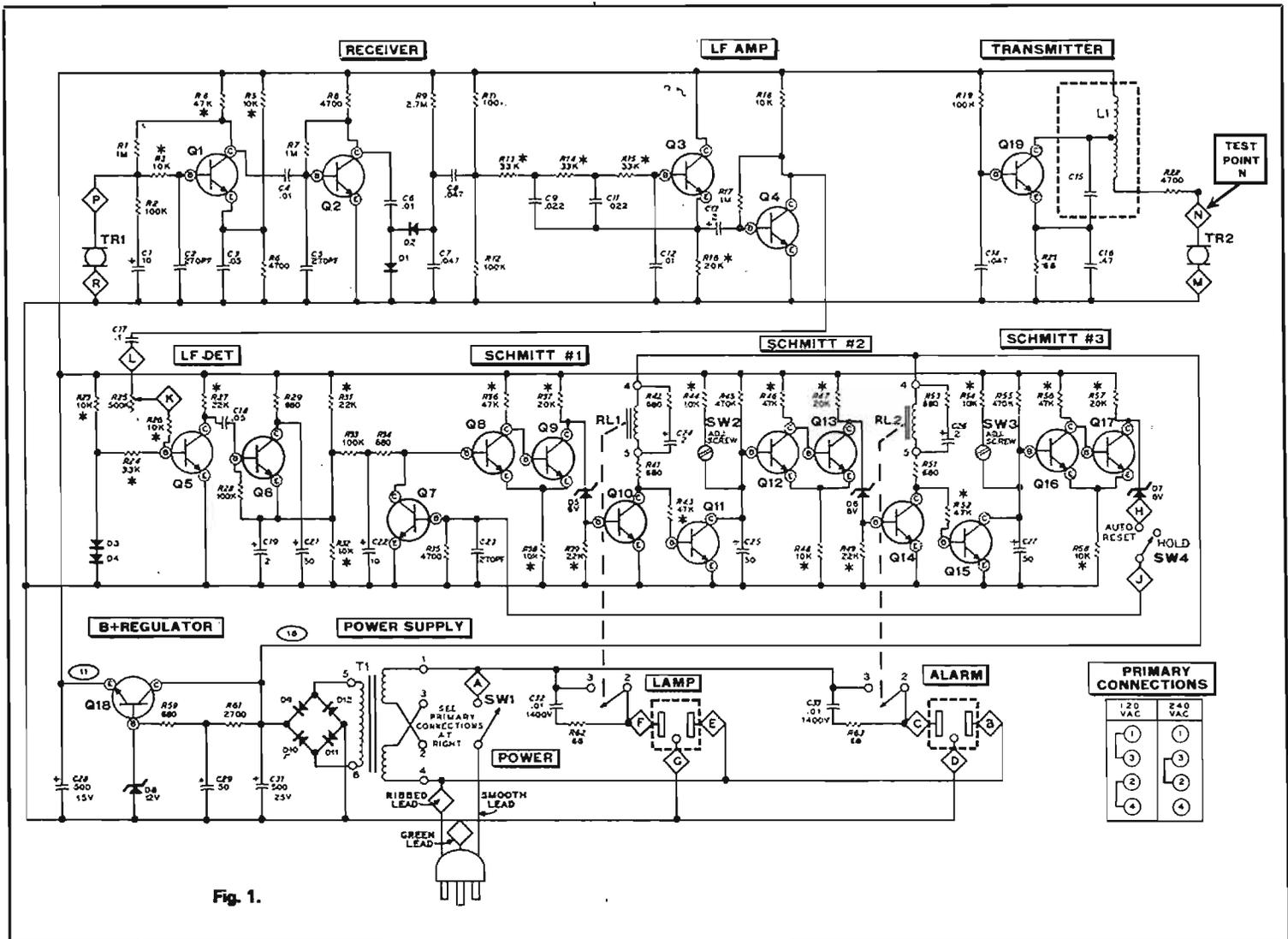


Fig. 1.

lampe, puis la mise en service d'une sonnerie. La durée du cycle d'alarme permet au propriétaire ou au gardien de pénétrer dans le local surveillé et de neutraliser la sonnerie, en basculant un interrupteur sur l'appareil. Il dispose pour cela d'un délai de 20 à 30 s, après allumage de l'ampoule, elle-même mise sous tension une dizaine de secondes après détection, ce qui laisse un temps de mise au repos très large.

Si l'appareil est utilisé en plusieurs exemplaires pour la protection de locaux industriels, il peut être intéressant de ne pas utiliser de sonnerie, mais seulement les lampes, celles-ci s'allumant successivement selon le parcours de l'intrus, et l'on peut déduire l'endroit où l'on pourra « l'accueillir », au cœur des locaux sans lui avoir donné l'éveil. Si la sonnerie est utilisée, celle-ci retentira 30 s, puis le système basculera en position repos.

Ce type d'appareil permet une protection sélective, il n'est pas lié à l'ouverture d'un contact disposé sur une boucle ceinturant un local,

ce qui permet de l'installer en tout endroit sans problème.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

Le schéma de la figure 1 se décompose en quatre parties : l'émetteur, le récepteur, le bloc séquentiel et l'alimentation.

L'émetteur est constitué par le transistor Q_{19} , monté en oscillateur Colpitts dont la fréquence de travail est de 41 kHz. Le circuit accordé est composé par la bobine L_1 , le microphone TR_2 , et les condensateurs C_{15} - C_{16} formant un diviseur capacitif pour la réaction appliquée sur le circuit d'émetteur de Q_{19} . La fréquence de travail est tributaire de la valeur de la résistance d'émetteur R_{23} , qui détermine la réactance de TR_2 .

Le récepteur reçoit le signal réfléchi par l'intermédiaire du microphone TR_1 . Un filtre passe-bas constitué par R_3 - C_2 est disposé à l'entrée du premier étage

apériodique, le transistor Q_1 . Le second étage amplificateur Q_2 est suivi d'un détecteur monté en doubleur de tension, employant les diodes D_1 - D_2 . Le signal détecté est constitué par les variations de niveau du signal réfléchi sur le récepteur, disponible sous forme de signal très basse fréquence lorsque le faisceau est perturbé par le passage d'un intrus. Un filtre passe-bas constitué par les éléments R_{13} - R_{14} - R_{15} et C_9 - C_{11} - C_{12} limite la réponse en fréquence des signaux de la détection aux alentours de 200 Hz, puis ils sont injectés sur le transistor Q_3 monté en émetteur follower, pour ne pas charger la détection, et amplifiés par le transistor Q_4 .

A l'entrée base du transistor Q_5 , le potentiomètre R_{25} détermine la sensibilité de déclenchement des circuits suivants. En présence d'un signal de niveau constant, position veille, Q_5 est en régime saturé. Lorsque le niveau du signal base varie, Q_5 se bloque, ce qui amène une remontée de sa tension collecteur, variation transmise sur la base du transistor Q_6 à travers R_{31} .

Les circuits séquentiels sont constitués par trois triggers de Schmitt, commandant successivement la séquence d'allumage de la lampe alarme, la séquence sonnerie et le retour à la position veille.

L'impulsion de déclenchement provient des étages Q_5 - Q_6 , appliquée à l'entrée de la première bascule Q_8 - Q_9 par l'intermédiaire du pont diviseur R_{31} - R_{32} . La constante de temps de ce circuit est procurée par le RC R_{33} - C_{22} , sa remise à zéro s'effectue à l'aide du transistor Q_7 , lorsque l'interrupteur SW_4 est fermé. En sortie de la première bascule, la diode Zener D_5 et le transistor Q_{10} commandent le relais RL_1 dont les contacts 2-3 assurent l'allumage de l'ampoule. A ce moment, Q_{11} se débloque, ce qui provoque la décharge à travers ce transistor du condensateur C_{25} , puis cet élément se recharge à travers R_{45} . Après une durée de l'ordre de 20 à 30 s, il se trouve chargé, et polarise la seconde bascule Q_{12} - Q_{13} qui se déclenche. Ce circuit est suivi comme l'ensemble précédent des éléments D_6 - Q_{14} contrôlant le fonctionnement du

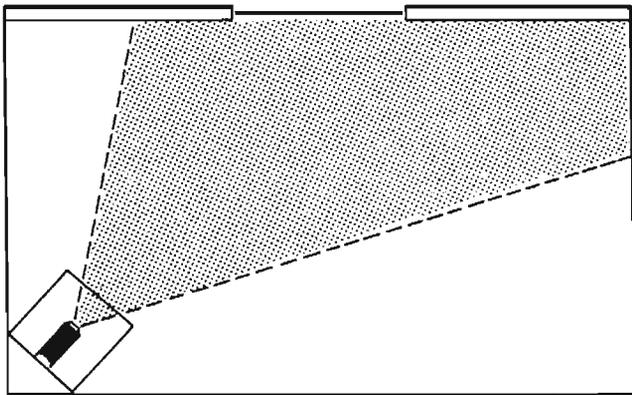


Fig. 2.

relais sonnerie RL₂, et à travers Q₁₅, le cycle de la troisième bascule est programmé de façon identique. Lorsque C₂₇ est rechargé à travers R₅₅, Q₁₆-Q₁₇ changent d'état, une impulsion est transmise à travers la diode Zener D₇ sur la base du transistor Q₇, qui remet le circuit séquentiel au repos, provoquant l'extinction de la lampe et l'arrêt de la sonnerie par décollage des relais RL₁-RL₂. A ce moment, les circuits sont à l'état de veille, prêts à se déclencher si le faisceau est à nouveau perturbé.

L'alimentation continue est procurée par un redresseur en pont, délivrant une tension simplement filtrée pour le fonctionnement des relais et de leurs étages de commande, et une seconde tension régulée et filtrée électroniquement par le transistor Q₁₈ dont la base est verrouillée par la diode Zener D₈.

Les contacts des relais sont shuntés par des réseaux RC pour éliminer les courants d'extra-rupture; le pouvoir de coupure est de l'ordre de 150-200 VA sur chaque prise en 110 V.

UTILISATION

Il est bien entendu possible de raccorder à l'appareil d'autres éléments qu'une lampe ou une sonnerie. On peut à la place de la sonnerie, monter un relais de puissance pour l'alimentation d'une sirène, employer un émetteur transmettant à distance un signal avertisseur, ou encore, utiliser un détecteur de fumée couplé à travers un relais à contacts inverseurs à la prise lampe du GD39. Dans ce dernier cas, il sera possible de détecter soit un intrus, soit une élévation de température anormale ou de la fumée à l'aide de la combinaison des deux appareils.

Les séquences des cycles, mise en route de la sonnerie et de sa

durée, sont ajustables par action sur des petits condensateurs formés par des vis disposées en regard avec une surface de cuivre sur le circuit imprimé. Il s'agit là d'une opération réalisée au montage, qu'il convient de ne plus retoucher. Le réglage de sensibilité est disposé sur l'arrière du boîtier, il sera ajusté en fonction du lieu d'utilisation, et retouché si l'on déplace le détecteur.

La disposition de l'appareil est d'une grande importance, la disposition indiquée figure 2 est la meilleure, le faisceau d'ultrasons sera perturbé plus longtemps et couvrira une surface la plus étendue possible. Bien que le constructeur ne le préconise pas, l'emploi à l'extérieur de l'appareil reste possible, et un réseau de protection assuré à l'aide du GD39 est utilisable après essai sur l'emplacement à protéger, et installation permettant de protéger l'appareil des poussières et de la pluie.

Nous avons utilisé le détecteur GD39 à l'intérieur et à l'extérieur dans des emplacements divers permettant la détection du passage d'une personne, le départ d'un véhicule garé, l'arrivée d'un véhicule, avec déclenchement régulier des alarmes visuelles et sonores dans les différentes configurations essayées.

La portée optimale est bien de l'ordre de 8 m pour un fonctionnement à coup sûr, mais nous avons pu actionner l'alarme jusqu'à 14 m.

CONCLUSION

L'appareil est simple et d'une grande efficacité de fonctionnement. Son principe de signalisation temporisée et son habillage en forme de livre permettent une adaptation excellente aux locaux à protéger.

J.B.

la platine de magnétophone

SONY

TC 377

PRÈS de 2 ans se sont écoulés depuis l'étude que nous avons faite sur la platine de magnétophone SONY TC 366 et nous savons que celle-ci a eu un succès retentissant sur le marché de la Haute-Fidélité. Pour lui succéder dignement, SONY présente depuis quelques mois le modèle TC 377 d'une présentation identique au TC 366, seule la teinte de la façade avant a été modifiée et est passée du gris métallisé au noir mat.

Les performances particulièrement élaborées du TC 377 offrent une qualité de modulation enregistrée pouvant satisfaire les mélomanes les plus difficiles en matière d'enregistrement. Les caractéristiques spéciales sont les suivantes :

- Une utilisation des têtes en cristal de FERRITE.
- Un commutateur d'atténuation du niveau du microphone ou de l'entrée selon les normes DIN.
- Un filtre éliminant la distorsion de modulation de la bande.



GIBOT

12, rue de REUILLY, PARIS XII^e
136, boulevard DIDEROT, PARIS XII^e

★ METRO : Faïdherbe-Chaligny — Reuilly-Diderot

CONTROLE
et **DISTRIBUE** LE MATÉRIEL « SONY »

* **TC 377** : PLATINE STÉRÉO à bande
(3 têtes « Ferrite ») **PRIX : 2 095 F**

MAGNÉTOPHONE à BANDE :

- **TC 280 D** : Nouveau modèle
2 têtes Ferrite 1 495 F
- **TC 755** : PLATINE 3 têtes
3 moteurs - Bobines Ø 24,5 3 995 F
- **TC 630** : Magnétophone Stéréo
2 x 10 watts. Baffles
détachables 2 995 F

- **PLATINE à Cassettes** :
- **TC 131** « Dolby » 1 350 F
- **TC 165** « Reverse » 1 995 F
- **TC 134** « Dolby »
Têtes Ferrite 1 695 F
- **TC 161 D** « Dolby »
Têtes Ferrite - Limiteur de surcharge -
Double cabestan 2 250 F

Documentation « SONY » c/en v. timbrée.

Nocturnes mercredi et vendredi jusqu'à 22 h.

- Un régulateur de tension de bande réduisant le pleurage et le scintillement.

- Un mécanisme d'arrêt automatique.

- Un sélecteur de bande à bas bruit et haut rendement.

- Un système de mixage des entrées ligne et micro.

- Un enregistrement son sur son ou en écho.

- Une utilisation verticale ou horizontale.

- Une transistorisation intégrale au silicium.

- Une alimentation régulée.

Avec ces qualités professionnelles, le modèle TC 377 est aussi étudié pour être utilisé avec le système quadraphonique SQ. Nous verrons dans l'étude de cet appareil, ce qu'il en est exactement.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Les caractéristiques de la platine de magnétophone SONY TC 377 sont les suivantes :

- Alimentation secteur : 110 - 127 - 220 - 240 V

- Consommation secteur : 48 W

- Fréquence : 50 - 60 Hz

- Vitesse de défilement des bandes :

- 19 cm/s

- 9,5 cm/s

- 4,75 cm/s

- Diamètre maximum des bobines : 18 cm

- Durée d'enregistrement : 1 h 30 mn d'enregistrement stéréo avec une bande de 550 m

- Semi-conducteurs :

- 23 transistors

- 5 diodes

- 3 têtes utilisées :

tête d'effacement,
tête d'enregistrement,
tête de lecture.

- Rapport signal sur bruit : 55 dB avec les bandes SONY/SLH.

52 dB avec les bandes normales.

- Distorsion harmonique : $\leq 1,2\%$. A ce propos, il faut remarquer que des enregistreurs nettement plus coûteux et sophistiqués ont des distorsions harmoniques inférieures à 1 % sans plus.

- Pleurage et scintillement :

0,09 % à 19 cm/s

0,12 % à 9,5 cm/s

0,17 % à 4,75 cm/s.

- Réponse en fréquence : Avec une bande SONY/SLH, selon

a) Les normes NAB.

- 20 Hz à 30 kHz à 19 cm/s

- 30 Hz à 25 kHz à ± 3 dB à 19 cm/s

- 30 Hz à 20 kHz à 9,5 cm/s

b) Selon les normes DIN.

- 30 Hz à 24 kHz à 19 cm/s

- 40 Hz à 16 kHz à 9,5 cm/s

Avec une bande normale, les réponses en fréquence sont :

a) Normes NAB.

- 20 Hz à 25 kHz à 19 cm/s

- 30 Hz à 20 kHz à 19 cm/s (± 3 dB)

- 30 Hz à 17 kHz à 9,5 cm/s

- 30 Hz à 9 kHz à 4,75 cm/s

b) Normes DIN.

30 Hz à 20 kHz à 19 cm/s

40 Hz à 13 kHz à 9,5 cm/s

- Entrées :

Micro : sensibilité - 72 dB soit 0,2 mV. Les micros utilisés peuvent être à basse impédance soit de 200 à 600 Ω .

Ligne : sensibilité - 22 dB soit 0,06 V. Impédance : 100 k Ω .

- Sorties : niveau de sortie : 0 dB (0,775 V) sous une impédance de charge de 100 k Ω . De toute façon l'impédance doit être supérieure à 10 k Ω .

- Prise de casque : impédance 8 Ω .

- Connecteur DIN enregistrement/écoute : impédance d'entrée de 3,8 k Ω ; impédance de sortie de 3,3 k Ω .

Dimensions : 418 x 210 x 392

Poids : 11,5 kg

Accessoires fournis :

une bobine vide,

2 câbles RCA de raccord,

1 nécessaire de nettoyage,

1 poulie moteur 60 Hz,

1 cordon secteur.

En option, SONY ou un revendeur agréé, peut fournir des microphones à électret ECM19/ECM21, un casque stéréophonique DR4A - DR5A. Nous recommandons vivement de se procurer au moment de l'achat l'indispensable démagnétiseur HF-2.

PRÉSENTATION DU TC377

En position verticale, la platine SONY 377 a son panneau avant légèrement incliné en un genre de pupitre, ce qui facilite amplement les manipulations, à l'enregistrement et à la lecture. Sur le panneau avant sont groupées toutes les commandes; nous énumérerons celles-ci en résumant leur rôle respectif.

- Le sélecteur de vitesses : 4,75 - 9,5 - 19 cm/s.

La vitesse dite Hi-Fi est bien entendu le 19 cm/s. Pour les enregistrements de qualité, le 9,5 cm/s peut également suffire. Quant au 4,75 cm/s, il est réservé à l'enregistrement de paroles.

- Le compteur : à 4 chiffres donc précis.

- Le levier de pause : arrête momentanément le déroulement, soit à la lecture, soit à l'enregistrement.

- Le sélecteur de fonctions : contrôle tous les mouvements de la bande.

- Les 2 leviers d'enregistrements permettent l'enregistrement sur une piste (en mono), ou sur 2 pistes (en stéréo).

- La prise de casque : convient pour tous les casques d'impédance 8 Ω .

- Les 2 entrées microphones.

- L'interrupteur marche/arrêt.

- Le commutateur d'atténuation du niveau de micro : placé sur ON, cette commande réduit le niveau d'entrée du micro de 20 dB et évite ainsi la saturation du préamplificateur. Cette saturation provient d'une amplitude excessive du niveau d'entrée.

- Les deux vu-mètres. Pendant l'enregistrement, ceux-ci indiquent le niveau des entrées, le monitor placé sur SOURCE. Pendant la lecture, les galvanomètres donnent le niveau du signal aux sorties lignes.

- Les commutateurs de MONITOR : Ceux-ci permettent l'écoute du signal enregistré sur la bande par l'intermédiaire de la tête de lecture, ceci pendant un enregistrement. Ces commandes sont indépendantes et peuvent être manipulées séparément.

- Le sélecteur de bande. Lorsque l'on utilise des bandes SONY/SLH à haut niveau, le constructeur a prévu de modifier les amplitudes et la courbe de réponse, c'est le but de ce sélecteur.

- Les 4 réglages du niveau d'enregistrement. Deux potentiomètres dosent le niveau ligne, les 2 autres règlent le niveau des entrées micro. Il faut remarquer tout comme sur la TC366, que le niveau d'enregistrement à partir du connecteur DIN est dosé par la voie micro.

Sous le cache-tête, nous avons remarqué :

- Le filtre éliminateur qui supprime les vibrations de bande afin d'éliminer les distorsions et réduire le flottement.

- Le régulateur de tension de la bande. Il est contrôlé par une broche qui répond instantanément aux changements brusques de tension de la bande afin d'assurer un débit régulier de la bande.

- Le dispositif d'arrêt automatique. Si la bande arrive en fin de course ou se casse, le levier d'arrêt automatique tombe et commande le mécanisme d'arrêt automatique, entraînant l'arrêt de la bande. Il n'est pas question avec ce procédé de trouver quelques centaines de mètres de bande au pied de l'appareil parce qu'une anomalie s'est produite.

Sur le côté gauche du TC377 se trouvent :

- les entrées et sorties lignes aux normes CINCH/RCA,

- le connecteur DIN d'enregistrement/écoute,

- le bouton de réglage du niveau de sortie : Celui-ci dose la modulation sortant du TC377 avant d'être injectée vers l'entrée de l'amplificateur. Au point MAX nous mesurons 775 mV au point MIN 77,5 mV, soit un affaiblissement de dix fois ou 20 dB.

ÉTUDE DU SCHÉMA

Nous avons décomposé le schéma en plusieurs parties :

A - Le préamplificateur d'entrées.

Les signaux issus de l'entrée micro ou de l'entrée DIN (bornes 1 et 4) sont dirigés sur la base de Q_{101} soit directement, soit par l'intermédiaire de l'atténuateur d'entrée S_{111-1} monté en diviseur par 10 (-20 dB). Une inductance d'arrêt dans le circuit de base L_{101} de 8 μ H élimine les signaux parasites HF (détection de stations de radiodiffusion). Le potentiomètre $Q_{110}/20$ k Ω dose les signaux issus du préamplificateur de micro Q_{101} .

Le transistor Q_{102} monté en émetteur commun constitue le second élément amplificateur de la voie avec ceci de particulier, c'est l'emplacement du potentiomètre de la voie micro/R110. En effet, par sa position entre 2 étages préamplificateurs, celui-ci améliore le rapport signal sur bruit si difficile à contrôler à l'entrée d'un étage à grand gain et faible niveau (0,2 mV) Q_{101} et Q_{102} sont sérieusement soumis à une contre-réaction locale consistant à placer dans le circuit d'émetteur une résistance ($R_{108} - R_{113}$) non découplée; cette disposition améliore la bande passante de $Q_{101} - Q_{102}$. Les condensateurs $C_{103} - C_{108}$ limitent toutefois cette bande passante afin de conserver une parfaite stabilité au montage.

A la jonction de Q_{102} et Q_{103} , arrivent les signaux provenant de l'entrée « ligne », lesquels peuvent alors se mélanger avec la modulation issue du préamplificateur micro $Q_{101} - Q_{102}$ des signaux de l'entrée ligne sont dosés par $R_{102}/100$ k Ω .

B - L'amplificateur d'enregistrement.

Dans le collecteur de Q_{103} monté en émetteur commun et amplificateur des signaux micro et lignes mélangés, la modulation BF dosée par R_{128} est dirigée vers la base du transistor Q_{104} amplificateur d'enregistrement. La correction en fréquence selon les normes

internationales NAB se fait par des éléments LC placés dans l'émetteur de Q_{104} introduisant de la sorte une contre-réaction sélective. La courbe amplitude-fréquence à 4,75 cm/s, 9,5 et 19 cm/s est ainsi parfaitement respectée.

Le potentiomètre R_{128} fournit l'équilibrage des niveaux avec R_{316} ; il est possible d'obtenir une identité de niveau avant-bande et après-bande.

La courbe de réponse est modifiée par S_{102-3} et S_{102-1} , selon qu'il s'agit de bande SLH ou de bande normale.

Entre le collecteur de Q_{104} et la tête d'enregistrement, se trouve un circuit oscillant parallèle accordé sur 160 kHz, c'est-à-dire sur la fréquence de prémagnétisation. La sortie de ce circuit bouchon est mise à la masse pendant la reproduction par S_{105-1} . Le but de $L_{104} - C_{124}$ est d'éviter le cheminement de la Haute fréquence vers les circuits de préamplification et d'égalisation de niveau.

A la sortie de Q_{103} , un pont diviseur $R_{126} - R_{127}$ amène la modulation BF issue des entrées vers le contacteur de monitoring S_{103-1} .

C - L'oscillateur Haute fréquence.

L'oscillateur équipant la platine SONY TC 377 est un montage push-pull, ce qui garantit un niveau de fréquences harmoniques très faible et un facteur de distorsion réduit à cause de la perfection de la forme de l'onde HF de prémagnétisation et d'effacement. La symétrie de l'onde créée est ainsi préservée et toute prémagnétisation par champ continu de la tête d'effacement et de la tête d'enregistrement est évitée de façon sûre.

La fréquence de prémagnétisation est de 160 kHz et est dans les normes des appareils professionnels. Tout danger de battements et d'interférences lors des enregistrements FM en stéréophonie est écarté.

Les transistors $Q_{501} - Q_{502}$ avec le transformateur T_{501} forment l'oscillateur HF push-pull. Le couplage se fait ici entre collecteur et base.

Le niveau de la tension HF est dosé selon la vitesse par S_{101-5} et réglé de façon parfaite par un condensateur ajustable $C_{503}/20$ à 120 pF.

Les résistances de 10 Ω dans les circuits émetteurs de $Q_{501} - Q_{502}$ éliminent tout risque d'emballage thermique et améliorent la qualité du signal HF produit.

D - L'amplificateur de reproduction.

Les signaux BF issus de la tête de lecture PH103-1 sont appliqués à l'entrée de Q_{301} constituant le transistor de tête du préamplificateur $Q_{301} - Q_{302}$. Ces transistors

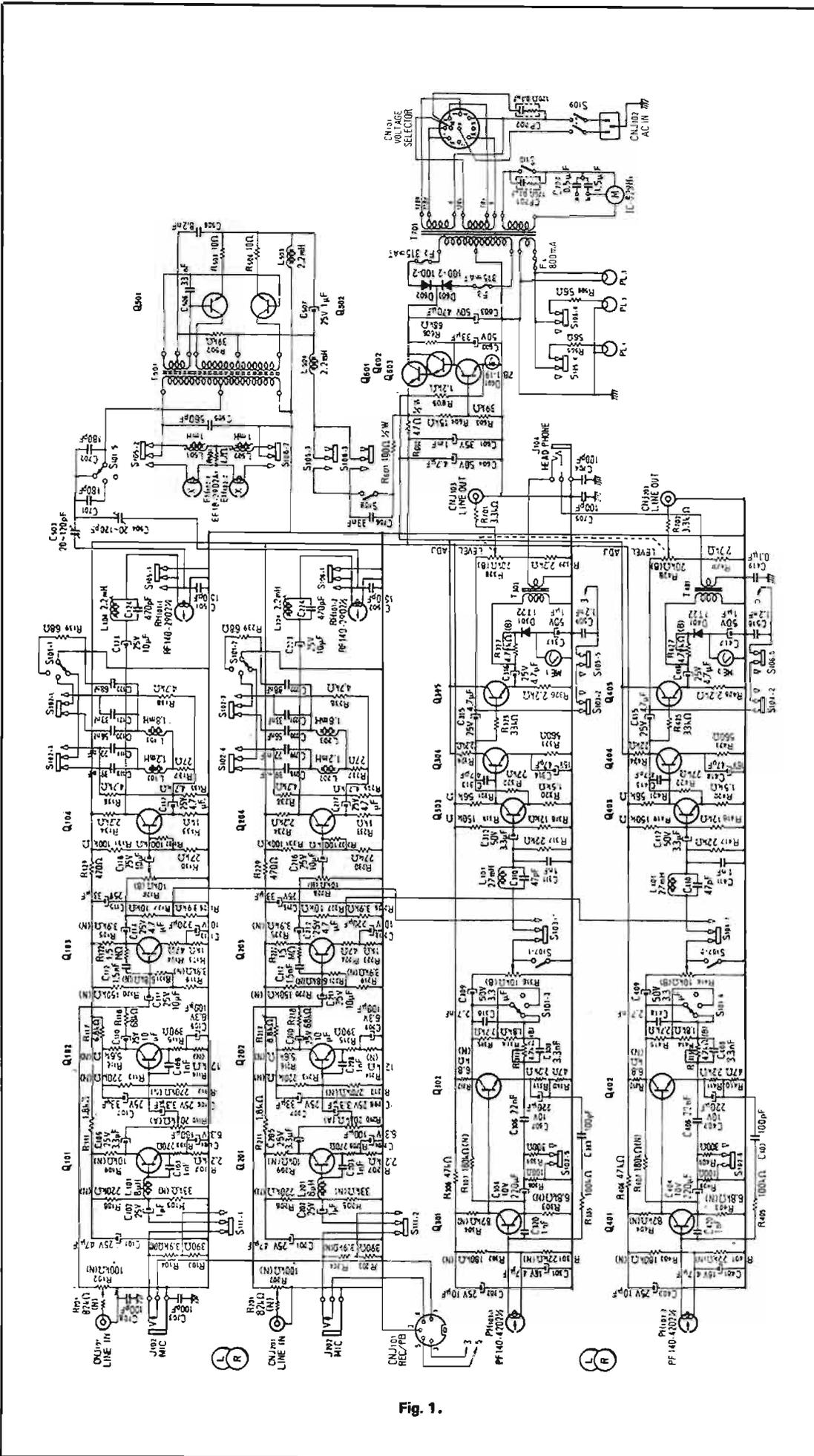


Fig. 1.

sont montés en liaison directe favorisant de la sorte une meilleure reproduction des fréquences basses. Une contre-réaction, entre l'émetteur de Q_{301} et le collecteur de Q_{302} assurent la correction en fréquence selon la vitesse grâce à S_{101-3} .

Le commutateur S_{102-5} dose linéairement la contre-réaction NAB selon qu'il s'agisse de bande SLH ou de bande normale. La courbe de réponse à la lecture d'une bande étalon est linéaire à $\pm 1,5$ dB, entre 20 Hz et 20 kHz ceci à 19 cm/s.

Une résistance ajustable dose le signal provenant de $Q_{301} - Q_{302}$ pour l'égaliser avec celui provenant de $Q_{101} - Q_{102} - Q_{103}$; il s'agit ici de R_{136} .

Le contacteur $S_{103} - 1$ a donc pour rôle d'assurer la comparaison entre le signal direct et le signal lu; il est désigné sous le nom de « MONITOR ».

Un amplificateur linéaire constitué de Q_{303} et Q_{304} amène le signal à 775 mV à la sortie ligne J_{103} . Le potentiomètre R_{328} dose ce signal de 77,5 mV à 775 mV pour éviter la saturation de l'amplificateur Hi-Fi branché à cette platine de magnétophone.

L'inductance $L_{301} / 27$ mH et $C_{310} / 47$ pF, forment un circuit bouchon accordé sur 160 kHz éliminant les tensions résiduelles à cette fréquence.

E - L'amplificateur de sortie casque et de vumètre.

La modulation injectée à la base de Q_{305} est prise sur le collecteur de Q_{304} par l'intermédiaire de $R_{325} / 33$ k Ω .

Sur l'émetteur de Q_{305} chargé par 2,2 k Ω les signaux BF sont dirigés sur :

- le transformateur de sortie casque,

- le circuit redresseur alimentant le galvanomètre (D_{301}). L'étalement du vumètre fait en usine est assuré par $R_{327} / 4,7$ k Ω de façon qu'à 0 dB, 775 mV soient disponibles à la sortie ligne.

F - L'alimentation stabilisée.

L'alimentation du TC 377 est très soignée comme nous le remarquons à l'examen du schéma. Nous avons en effet :

- un transformateur à primaire multi-tensions 110 à 240 V,

- un système de régulation et de filtrage électronique constitué de $Q_{601} - Q_{602} - Q_{603}$ et D_{601} .

G - Le moteur.

Le moteur asynchrone synchronisé à déphasage par condensateur (1,5 μ F à 50 Hz) et (2 μ F à 60 Hz) est le type de moteur idéal pour cette utilisation. Ce type de moteur a une vitesse constante ne dépendant pas de la charge ni de la tension du secteur.

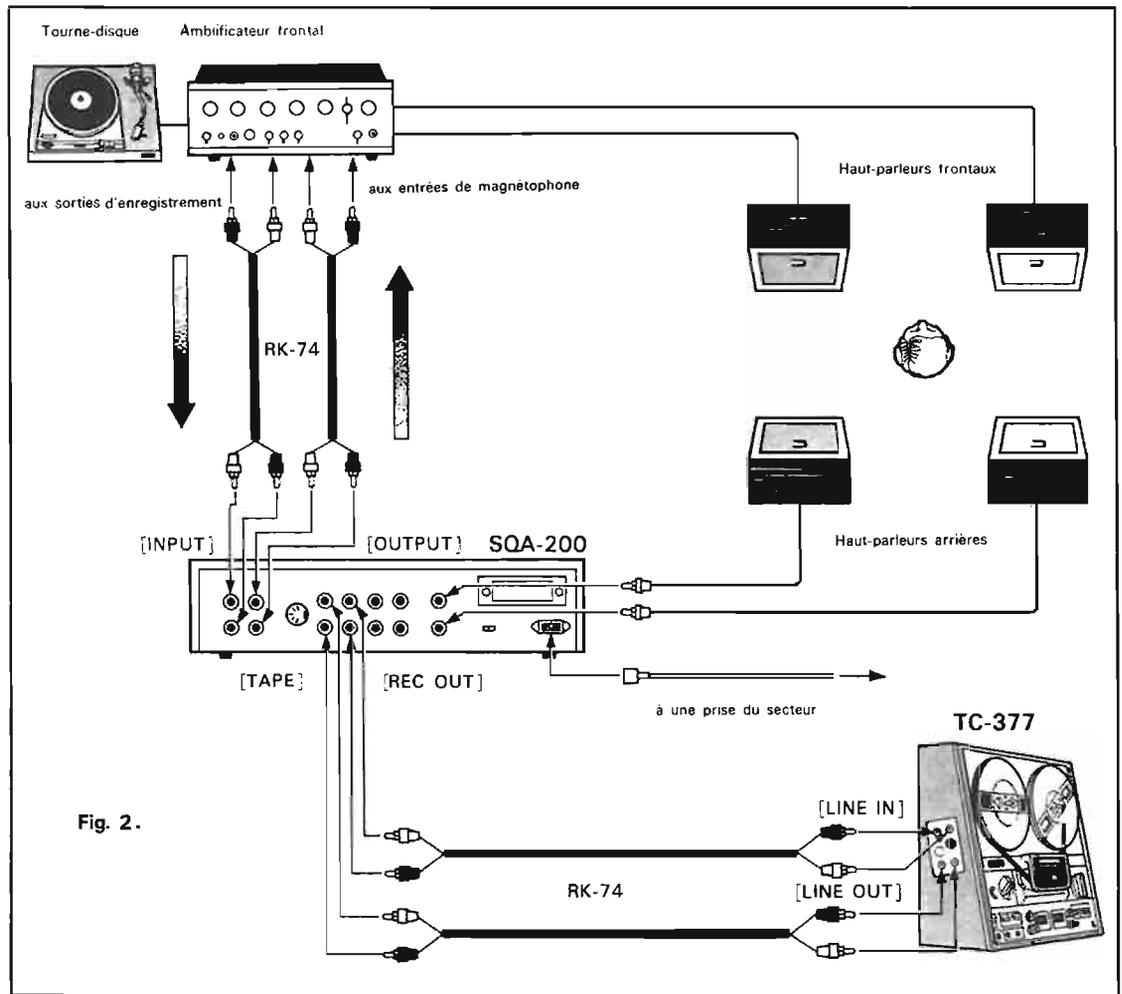


Fig. 2.

LES UTILISATIONS DU TC 377

Les possibilités d'utilisation du magnétophone SONY TC 377 sont multiples. Nous les avons résumées ici :

- enregistrement et lecture en mono et stéréo,
- écoute en relais pendant l'enregistrement.

Le fait que les têtes d'enregistrement et d'écoute soient séparées, constitue une caractéristique professionnelle de ce magnétophone ce qui permet l'écoute en relais de l'enregistrement pendant qu'il s'effectue, en mettant les commutateurs de moniteur à TAPE.

A l'aide d'un casque d'écoute stéréo, on peut comparer immédiatement les signaux de la source et le programme enregistré en plaçant les commutateurs de moniteur alternativement à SOURCE et à TAPE : les signaux de la source sont écoutés lorsque les commutateurs sont à la position SOURCE. Les signaux enregistrés (sortie de tête d'écoute) sont écoutés lorsque les commutateurs sont à TAPE.

- Lorsque l'amplificateur connecté possède un sélecteur de moniteur de magnétophone, la comparaison entre la source de son et la bande peut être effectuée avec l'amplificateur.

Dans ce cas, les commutateurs de moniteur situés sur le magnétophone doivent être placés à TAPE.

- Mélange possible des entrées ligne et micro.

- Enregistrement son sur son; ce qui permet d'effectuer l'enregistrement composite du canal de gauche au canal droit et vice-versa. Cela permet d'enregistrer un duo avec votre chanteur préféré!

- Écho en mono et en stéréophonie.

- Enregistrement selon le système SQ :

« Le nouveau système d'enregistrement stéréo - quadraphonique SQ introduit par SONY et CBS est une matrice à 4 canaux qui permet à une modulation sonore des 4 canaux d'être reproduite à partir de n'importe quel enregistrement et d'être diffusée sur n'importe quelle chaîne FM Multiplex de radio.

Le TC 377 comporte des têtes FF (FERRITE) avec surface parfaitement polie (mirror-smooth) qui assurent un contact parfait de la bande. Ces avantages font que le TC 377 peut être adapté à la quadraphonie sans difficulté. Il est possible d'enregistrer des programmes de 4 canaux sur les pis-

tes 1-3 ou 2-4 à partir de matrices codées.

Pour l'écoute, il faut ajouter un décodeur-amplificateur SONY SQA-200 et 2 enceintes supplémentaires. La figure 2 illustre les branchements en quadraphonie.

- Le dispositif UNI-PHASE est un perfectionnement des appareils SONY qui permet au TC 377 d'enregistrer et de reproduire un son quadraphonique codé par une matrice.

LES TÊTES FERRITE

Les avantages des têtes ferrite sont :

- réponse en fréquence étendue,
- réduction des pertes aux fréquences aiguës,
- usure très réduite des têtes (200 fois),
- très grande qualité de contact bande-tête due au polissage parfait du cristal de ferrite.

La signification de la marque F/F vient de ce que les noyaux et la partie de garde des têtes sont en ferrite. Ceci évite une usure inégale de la tête en maintenant une surface parallèle pendant une période très longue.

Henri LOUBAYÈRE

PREAMPLIFICATEUR

pour cellule magnétique

On peut très grossièrement distinguer deux catégories de cellules phonocaptrices, les cellules piezo-électriques et les cellules magnétiques.

Si les premières délivrent une tension de plusieurs centaines de millivolts, il n'en est pas de même pour les cellules magnétiques qui ne fournissent que quelques millivolts de tension. Ces différences sont telles que les cellules magnétiques doivent être précédées d'un préamplificateur correcteur spécial.

En effet lors de la gravure d'un disque les fréquences élevées sont favorisées par rapport aux très basses fréquences afin de satisfaire aux normes internationales RIAA. Le but du correcteur sera non seulement de préamplifier les tensions issues de la cellule phonocaptrice, mais de relever les fréquences basses afin d'obtenir une courbe de réponse pratiquement linéaire.

Beaucoup d'électrophones, voire même de petites chaînes sont équipées de cellules piezo-électriques en raison du prix de revient plus intéressant et des facilités de raccordement à un amplificateur beaucoup moins puissant. La plupart de ces cellules sont cependant montées à l'aide de connecteurs standards ce qui autorise le cas échéant le changement de cellule. Si l'on désire améliorer, les conditions d'écoute on peut substituer à la cellule piezo-électrique, une cellule magnétique mais il faut alors disposer d'une petite préamplificateur correcteur tel que celui que nous allons décrire.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de la figure 1 reproduit seulement l'un des deux canaux du préamplificateur stéréophonique.

Les tensions de quelques millivolts issues de la cellule magnétique sont appliquées à la base du transistor T_1 à grand gain et faible souffle.

Les deux transistors constituant le préamplificateur sont montés en liaison directe. Cette disposition améliore nettement les performances de l'ensemble sans pour autant affecter la stabilité du montage, les transistors NPN ayant des courants de fuite résiduels très faibles.

La polarisation de base du transistor T_1 BC109 d'entrée est prise sur l'émetteur du transistor suivant T_2 par l'intermédiaire de la résistance R_3 .

Les signaux BF préamplifiés sont pris aux bornes de la résistance de charge collecteur R_3 et appliqués à la base du transistor T_2 BC109, également. La polarisation en continu de ce dernier est donnée par la différence de potentiel aux bornes de cette résistance R_3 .

Le circuit émetteur de chaque transistor comporte une résistance afin de soumettre le circuit à d'autres contre-réactions.

Une contre-réaction sélective permet par ailleurs de jouer à la fois sur la sensibilité de l'ensemble et sur le modelé de la courbe de réponse. C'est précisément le rôle des composants R_7 , C_3 et R_8 , C_4 qui constituent la chaîne de correction RIAA.

Les tensions BF apparaissent alors au niveau du collecteur du transistor T_2 et sont prélevées grâce à une résistance de charge R_5 . Si le niveau d'entrée était de quelques millivolts, le niveau de sortie dépasse la centaine de millivolts.

La consommation du montage est insignifiante et il est préférable d'avoir dans ces conditions recours à une alimentation par pile. L'alimentation s'effectue alors sous 9 V de tension.

RÉALISATION PRATIQUE

Nous insistons très souvent sur la réalisation pratique du montage afin que cette dernière puisse être entreprise par un amateur tout

débutant. Toutefois le montage proposé demande une petite expérience en raison du nombre élevé de composants placés sur la petite plaquette.

Fidèle au montage sur plaquette M. Board, nous avons pour notre réalisation emprunté deux plaquettes M17. Ces dernières comportent 7 bandes conductrices repérées à l'aide des lettres « A à G ». Ces bandes sont régulièrement perforées de 16 trous numérotés de 1 à 16 de la gauche vers la droite.

Toutes ces coordonnées permettent une insertion rapide de tous

les composants. La figure 2 propose à cet effet une implantation pratique des composants pour un canal. Il suffira donc de reproduire deux fois ce montage dans le cas d'une installation stéréophonique.

Les éléments sont invariablement montés horizontalement ou verticalement. Seul le condensateur C_7 est placé à 45° comme l'illustre la figure 2.

Trois straps de liaison entre les bandes conductrices sont nécessaires en C_3 , E_3 , B_7 , C_7 et D_7 , F_7 .

La figure 3 présente la vue de dessous du montage c'est-à-dire

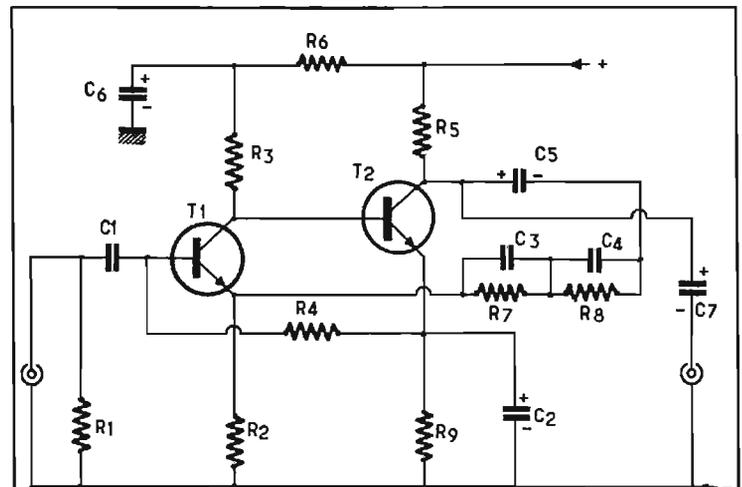


Fig. 1

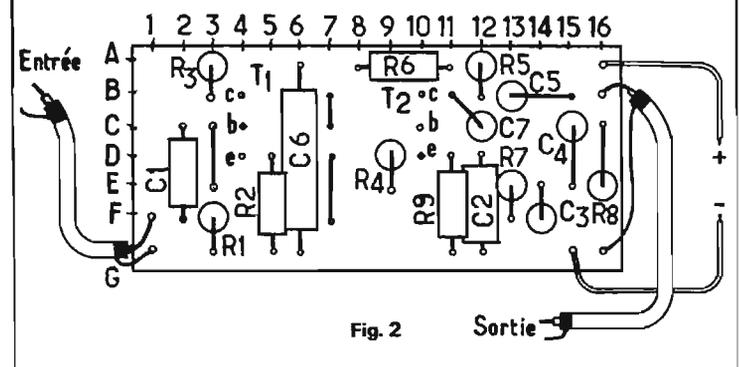
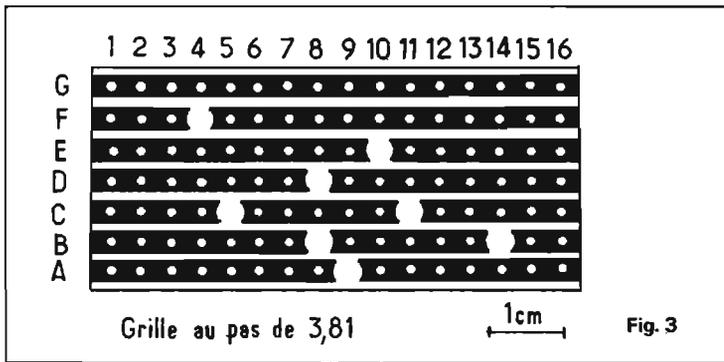


Fig. 2



les diverses interruptions de circuit à effectuer sur les bandes conductrices. Elles sont nombreuses et il convient de bien en prendre les coordonnées.

En égard à la « miniaturisation » du montage on prendra soin de ne pas trop charger les soudu-

res afin d'éviter les courts-circuits accidentels. On vérifiera la continuité du circuit avant la mise sous tension.

Pour les liaisons vers la cellule phonocaptrice et l'entrée de l'amplificateur on utilisera de préférence du fil blindé isolé et souple.

LISTE DES COMPOSANTS

R ₁	=	47 KΩ	(jaune, violet, orange)
R ₂	=	820 Ω	(gris, rouge, marron)
R ₃	=	5,6 KΩ	(vert, bleu, rouge)
R ₄	=	68 K	(bleu, gris, orange)
R ₅	=	10 KΩ	(marron, noir, orange)
R ₆	=	47 KΩ	(jaune, violet, orange)
R ₇	=	1 MΩ	(marron, noir, vert)
R ₈	=	22 KΩ	(rouge, rouge, orange)
R ₉	=	1,5 KΩ	(marron, vert, rouge)
C ₁	=	50,1 μF	plaquette Cogéco
C ₂	=	100 μF	tantale 6 V
C ₃	=	15 nF	plaquette « Cogéco »
C ₄	=	3,3 nF	plaquette « Cogéco »
C ₅	=	10 μF	tantale 6 V
C ₆	=	25 μF	tantale 6 V
C ₇	=	10 μF	tantale 6 V
T ₁	=	BC 109B, ASY28	
T ₂	=	BC 109B, ASY29	

alimentation simple avec filtrage électronique et réglage de la tension

TOUS les montages d'alimentation ou d'initiation lorsqu'il s'agit de réalisation relevant du domaine de la commutation on peut avantageusement utiliser une alimentation à filtrage électronique. Il ne faut pas confondre du reste filtrage électronique et stabilisation au niveau des alimentations.

Lorsqu'il s'agira de petits récepteurs il sera toutefois préférable de garder une alimentation par piles afin de ne pas perturber la réception par les parasites acheminés par le réseau de distribution.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe, très classique de l'alimentation proposée est fourni figure 1. Un transformateur d'alimentation permet grâce à des prises intermédiaires le raccordement sur tous les réseaux de distribution à 110 ou 220 V.

Au secondaire on peut disposer d'un enroulement à point milieu au quel cas, pour obtenir un redressement double alternance il suffira de deux diodes seulement. En revanche, si le secondaire ne comporte pas ce point milieu on est contraint d'employer un pont à quatre diodes.

Ce redressement double alternance est alors suivi d'un condensateur de filtrage de 1 000 μF. Il convient de ne pas augmenter la valeur de ce dernier afin de ne pas endommager le pont de diodes à la mise sous tension, ce condensateur se comportant pratiquement comme un court-circuit.

Le transistor T₁ est monté en ballast et voit sa polarisation de base ajustée au moyen du potentiomètre P₁.

Le condensateur C₂ peut posséder une valeur beaucoup plus faible que la capacité C₁. Sa valeur sera en effet égale à sa valeur initiale, multipliée par le « B » ou

gain du transistor - Si bien qu'au condensateur C₂ « réservoir » de 250 à 500 μF

peut être assimilé à un condensateur de 5 à 10 000 μF en sortie par truchement du filtrage électronique.

En sortie le condensateur C₃ permet de parfaire le filtrage.

La manœuvre du potentiomètre

P₁ autorise une variation de la tension de sortie de 0 à 15 V environ.

RÉALISATION PRATIQUE

Le transformateur d'alimentation reste l'élément le plus important, il est en conséquence judicieux de ne pas le placer sur la

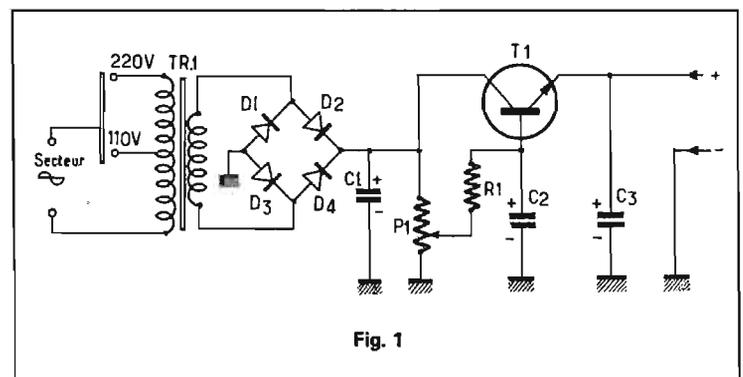


Fig. 1

plaquette supportant la presque totalité des composants, d'autant plus que la liaison vers cette plaquette s'effectuera à l'aide de deux fils souples seulement.

La figure 2 donne une implantation pratique possible sur une plaquette de stratifié genre « circuit imprimé », toute perforée au pas de 2,54 mm ou 5,08 mm comme une plaquette M Board M30 par exemple.

Il n'est pas, par ailleurs nécessaire de monter le transistor de puissance sur un radiateur. Il suffit de faire deux trous pour le passage des vis de fixations prévus sur le boîtier du transistor en prenant soin de munir l'une de ces vis d'une cosse à souder afin de réaliser l'électrode collecteur.

Le potentiomètre P_1 est placé extérieurement à la plaquette et pourra être ramené sur la face avant du boîtier ou coffret. Pour ce dernier on pourra se procurer un modèle tout préparé dont les dimensions seront dictées par le volume et l'emplacement du transformateur.

Avant de mettre l'alimentation sous tension, il convient de vérifier scrupuleusement les polarités des diodes et condensateurs électrochimiques. On fera attention au brochage du transistor de puissance afin de ne pas inverser les liaisons « E » et « B ».

LISTE DES COMPOSANTS

- R1 = 680 Ω
- P1 = potentiomètre linéaire 2 K Ω
- C1 = 1 000 μ F/25 V totale
- C2 = 500 μ F/16 V totale
- C3 = 500 μ F/25 V totale
- D1 = BY126
- D2 = BY126
- D3 = BY126
- D4 = BY126
- T1 = 2N3055

TR1 : transformateur d'alimentation 110/220 V/secondaire 12 V/1A.

Plaquette M Board : M30.

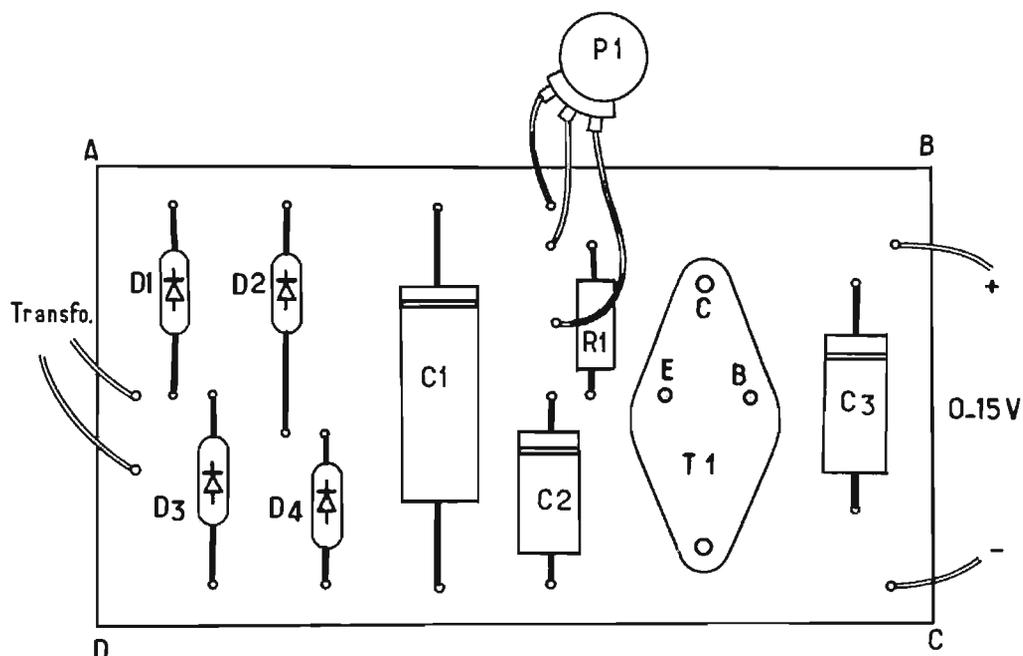


Fig. 2

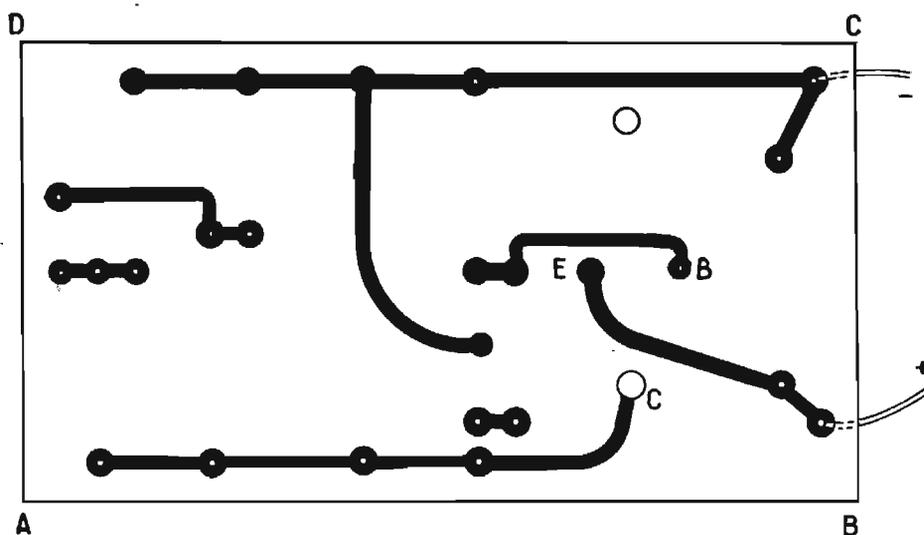


Fig. 3



**LABORATOIRE
ELECTRONIQUE
DU SON**

L'ENCEINTE « FAIT MAIN » POUR LES HABITUÉS DES SALLES DE CONCERTS

AUDITORIUM HI-FI MAISON FONDÉE EN 1912

11-13, cours Lieutaud - MARSEILLE

Téléphone : 47.53.80 - 47.54.07 - 48.51.16

STOCK PERMANENT POUR TOUS NOS MODÈLES

Mêmes prix qu'à Paris - Livraison gratuite dans toute la région de Marseille

commutateur simple à circuit intégré

LES montages à circuits intégrés ouvrent un vaste champ d'applications dont les réalisations se trouvent très simplifiées. Il est apparu depuis quelques mois sur le marché des composants un nouveau circuit intégré particulièrement intéressant le NE555 de « Signetics ».

Les commandes de la plupart des appareils électroniques se font maintenant à l'aide de touches spéciales que l'on effleure du doigt. Le montage que nous vous proposons permet de réaliser une commande électronique simple.

En effet en touchant du doigt une petite plaquette, on déclenche une lampe ou bien tout autre circuit. Le montage s'adresse même aux amateurs débutants puisque le circuit intégré en question ne possède que 8 bornes de sortie, qui plus est le NE555 est disponible sous deux formes de boîtier comme l'illustre la figure 1 et prend en conséquence les deux références NE555 V et NE555 T.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE

La figure 2 propose le schéma de principe (tiré de la revue Practical Electronics nov. 73) du contacteur électronique. Sa simplicité engage à entreprendre sa réalisation.

La borne (2) est reliée à la plaque ou élément sensible qu'il suffit de toucher du doigt. La sensibilité reste très importante, un microampère seulement permettant le déclenchement du montage. Une résistance R_2 de 2,2 à 10 M Ω retourne à la ligne positive.

Les bornes (6) et (7) permettent d'agir sur la constante de temps du circuit. C'est ainsi qu'avec les valeurs données $R_1 = 8,2 \text{ M}\Omega$ et $C_1 = 0,33 \mu\text{F}$, le relais terminal « colle » pendant environ 3 secondes.

Rien n'empêche de placer un condensateur de capacité plus importante 50 à 100 μF par exemple pour obtenir des temporisations beaucoup plus longues. Le

circuit en question ne saurait pourtant dépasser 1 h de temporisation.

Le relais terminal, type télécommande JO1 ou équivalent est bien sûr connecté à la sortie de l'amplificateur sur la borne (3) du circuit intégré.

Une diode D_1 placée en parallèle sur la bobine d'excitation du relais s'oppose aux éventuelles surtensions.

L'alimentation suivant la commande terminale peut s'échelonner de 4,5 V à 16 V. Cette dernière tension doit être considérée comme une limite à ne pas dépasser. Cette alimentation s'effectue entre les bornes (4), (8) et (9).

RÉALISATION PRATIQUE

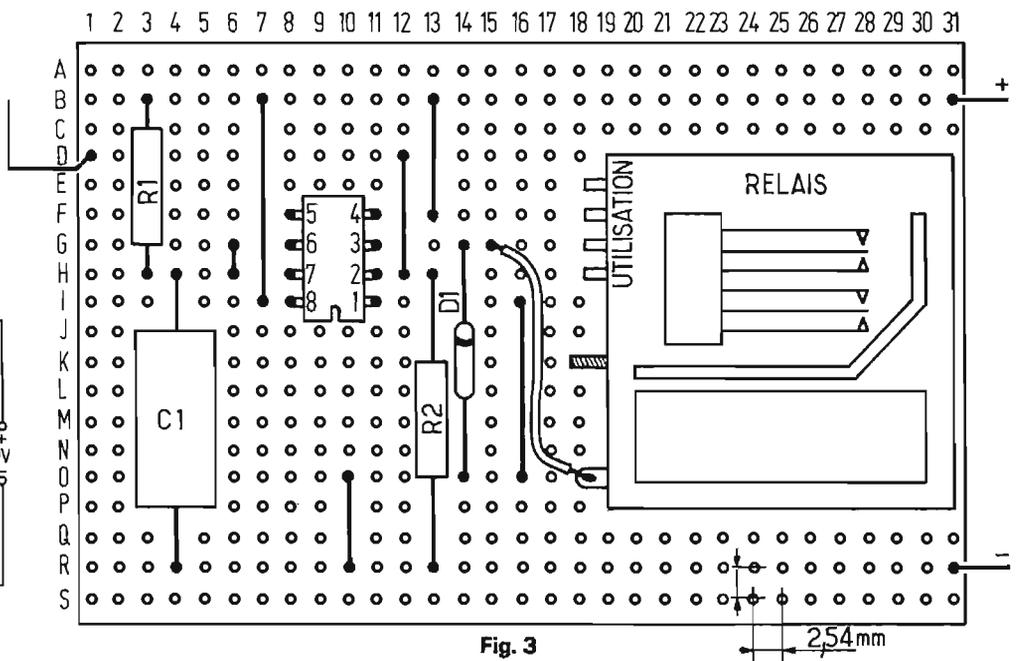
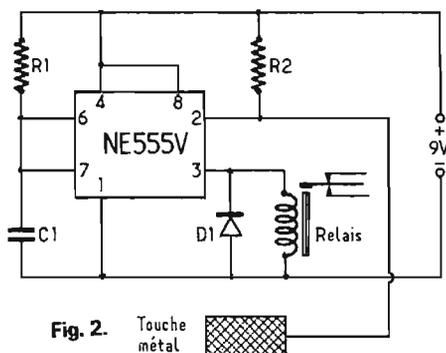
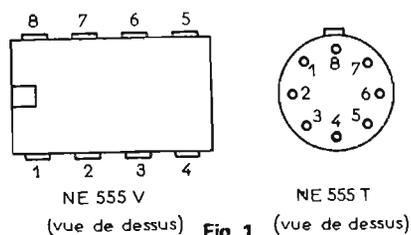
Pour la réalisation pratique du montage nous aurons recours à une plaquette M Board. Cette plaquette comporte 19 bandes conductrices repérées à l'aide des lettres A à S. Ces bandes sont régulièrement perforées au pas de

2,54 mm de 31 trous numérotés de 1 à 31 de la gauche vers la droite.

Cette plaquette possède de très faibles dimensions 80 x 50 mm et porte la référence M23. Pour des simplifications de réalisation elle n'est pas reproduite à l'échelle. Les composants associés au circuit intégré trouvent aisément leur place sur la plaquette.

A l'appui de ces coordonnées, on peut se reporter à la figure 3 qui donne une implantation pratique des composants sur la plaquette. Comme on peut le constater, il n'est pas nécessaire de disposer d'un support pour le circuit intégré dont les bornes de sortie s'adaptent parfaitement sur la grille au pas de 2,54 mm.

Le composant le plus important est le relais qui peut du reste comporter plusieurs contacts repos et travail. Ce dernier sera simplement collé sur la plaquette et maintenu par une des bornes de sortie de la bobine d'excitation tandis que l'autre par l'intermé-



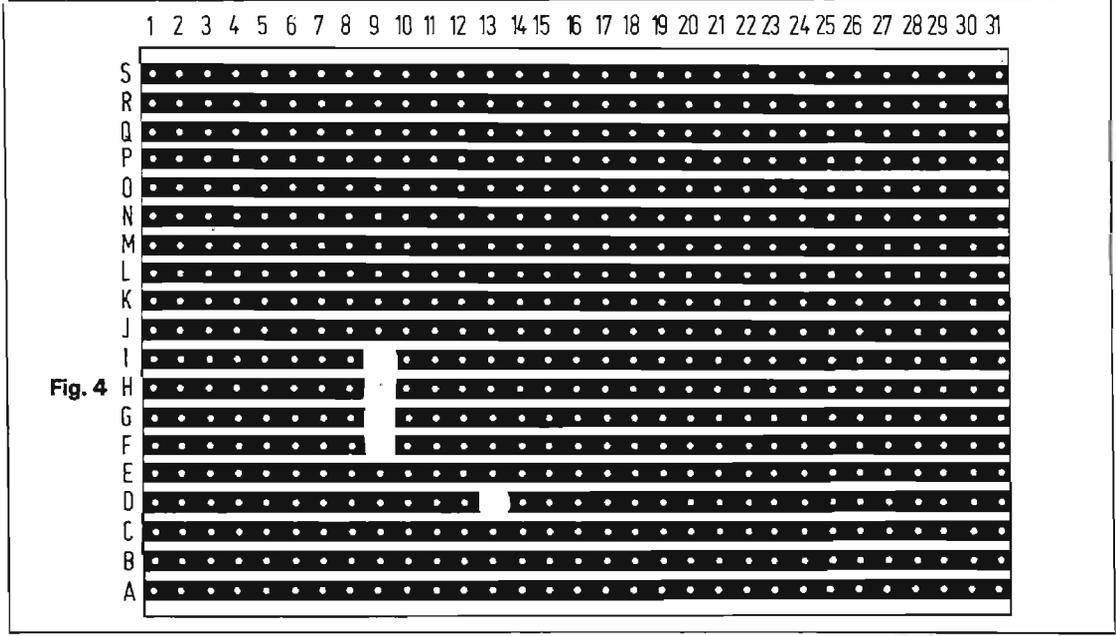


Fig. 4

diaire d'un fil isolé sera placé en G15.
 Les bornes d'utilisation du relais seront directement « exploitées » à leur sortie sans revenir vers la plaquette. Une place importante est réservée pour le condensateur C_1 dont on pourra augmenter le cas échéant la valeur. Les autres composants ne posent pas de problèmes pour leur insertion.

Le circuit comporte également de nombreux straps de liaisons entre les bandes conductrices. Ils sont au nombre de six en G6 H6, B7 I7, O10 R10, D12 H12, B13 F13 et I16 O16.
 La figure 5 donne la vue de dessous du montage c'est-à-dire les diverses interruptions entre les bandes conductrices.
 La plaque sensible pour être réalisée à l'aide d'une petite pla-

quette de métal de 1 mm d'épaisseur et 25 mm de côté.
 Avant de mettre sous tension le montage, il conviendra de s'assurer qu'il n'existe aucun court-circuit accidentel entre les bandes conductrices adjacentes et très rapprochées. Les soudures devront en conséquence être très fines et peu chargées.
 Après vérification de la continuité du circuit et de la propreté

des lignes conductrices on s'assurera qu'en touchant du doigt la plaquette, le relais colle pendant un laps de temps dépendant de la valeur du condensateur C_1 .
 Ce montage peut parfaitement remplacer le bouton de la sonnette d'une porte d'entrée.
 (Pour plus détails sur le circuit intégré NE555 se reporter au numéro 1420 du Haut-Parleur p. 234).

LISTE DES COMPOSANTS

- $R_1 = 8,2 \text{ M}\Omega$ (gris, rouge, vert).
- $R_2 = 2,2 \text{ à } 10 \text{ M}\Omega$ (rouge, rouge, vert).
- $C_1 = 0,33 \mu\text{F}$ à $100 \mu\text{F}$ tantale.
- $D_1 = \text{BY126}$
- IC = NE555 V Signetics.

N.-B. - Ces circuits intégrés sont distribués pour de petites quantités par : GALLEC, 78, avenue des Champs-Élysées, Paris (8^e); RTF, 73, avenue Charles-de-Gaulle, 92-Neuilly; ELIC, 8, avenue du Grand-Sablon, 38-La Tronche.
 Relais : 6 à 9 V type télécommande Siemens ou JO1.
 M « Board » : plaquette référence M23.

Psi

ipsi

pour son inauguration

une chaîne **marantz**

2400^F

Ampli-tuner - AM - FM 2215 - 40 W. RMS
 Platine ERA. 444. Cellule magnétique
 2 enceintes NEW-SOUND X B 2
 (enceinte close à 2 voies).
 (à crédit - 720 F comptant et 98 F x 21 mois)
 GARANTIE 2 ans, pièces et main-d'œuvre.

SONY - GRUNDIG - GARRARD - ERA - PIONEER - ACOUSTICAL - ALTEC
 LANSING - A ET OMEGA - G.P. ELECTRONIC - CROWN - B.S.R. - JENSEN -
 LA FAYETTE - SCIENTELEC - SCAN-DYNA

22 Rue Claude Decaen - PARIS 75012 - M° Michel Bizot - PARKING

Ouvert du mardi au samedi de 9 h à 13 h et de 14 h à 20 h
 (EXPEDITIONS RAPIDES DANS TOUTE LA FRANCE - CREDITELEC)

MONTAGES

MUSICO-ELECTRONIQUES

(Suite voir n° 1433)

SUPPRESSION DU CLAQUEMENT

AU moment du contact obtenu en abaissant une touche d'orgue électronique, il se produit un claquement dit click.

Ce problème a été abordé vers la fin de notre précédent article, paru dans notre numéro de décembre 1973, intitulé « Générateurs pour orgues électroniques ».

Voici la suite de cette étude. Dans le précédent article, on pourra consulter à ce sujet, les figures 11A et 11B. La première figure du présent article sera la figure 12.

On retrouve, à la figure 12, les éléments du montage de la figure 3, publiée dans le « Haut-Parleur » de septembre 1973, page 190, à laquelle nous prions nos lecteurs de vouloir bien s'y reporter. On a ajouté à ces éléments, ceux de la partie de la figure 12, limitée par un pointillé. Le montage de la figure 12 remplacera, par conséquent, celui que nous venons de citer, si l'on désire supprimer le « click » lors de l'emploi du TBA 470, circuit intégré à réseau de transistors spécialement étudié pour réduire considérablement ce nombre de contacts mécaniques par touche donc, assurer, une plus grande extension des commutations électroniques, tout en réalisant une certaine économie sur l'achat du clavier, dont le prix est augmenté lorsqu'il y a beaucoup de contacts par touche.

Bien entendu, en contrepartie, il faudra utiliser un grand nombre de CI type TBA 470 (ITT).

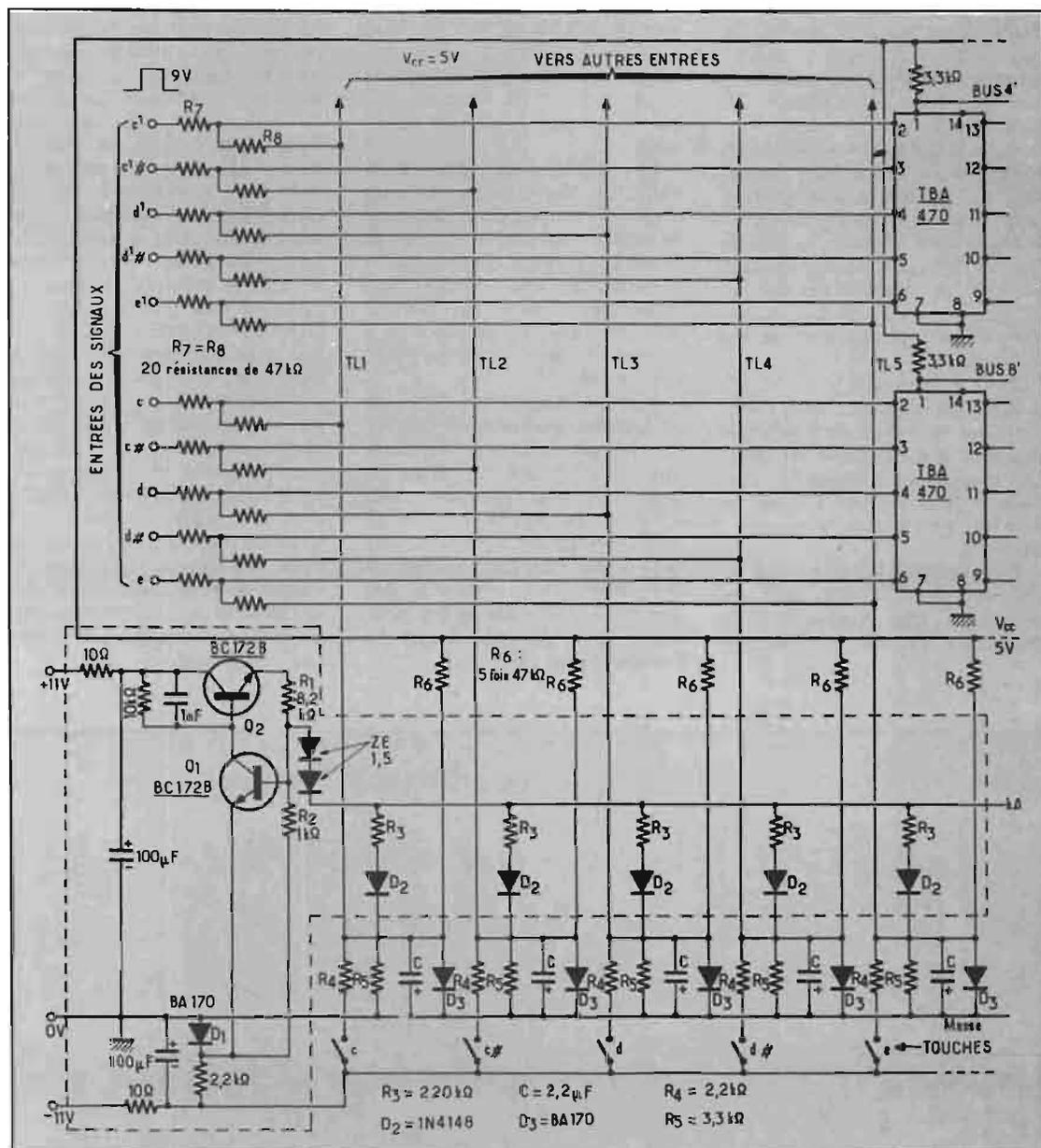
Considérons le schéma de la figure 12. Si tous les contacts de touches (position dite de « repos » ou « contact coupé » ou encore « non actionné ») une tension V_{CC} de 5 V s'établit. Elle est déterminée par les diviseurs de tension $R_1 - R_2$ et la tension V_{BE} (tension base à émetteur) du transistor comparateur Q_1 . Dans ce transistor, la base est reliée à tous les

conducteurs de touches, désignés par TL, par l'intermédiaire des diodes D_2 et des résistances R de $220 \text{ k}\Omega$, en passant par la $ZE - 1,5$.

Si une ou plusieurs touches sont

actionnées, les conducteurs correspondants recevront une tension négative et le courant qui en résulte, passant par R_3 provoquera une modification du rapport diviseur de tension du réseau $R_1 - R_2$.

Il en résultera une élévation de la tension commandée de sortie, dont la nouvelle valeur sera $V_{CC} + n\Delta V_{CC}$; n étant le nombre des touches actionnées pendant un même laps de temps. Lorsque ces



touches sont en positions repos (contacts coupés) des tensions alternatives de quelques millivolts, provenant des signaux de notes, sont appliquées aux diodes D_3 , associées aux résistances R_4 , R_5 et aux capacités C , toutes de $2,2 \mu F$ et aux types électrochimiques, montées avec le fil + à la ligne de masse qui est aussi la ligne négative des alimentations, l'une de +5 V (ligne $V_{CC} = 5 V$) et l'autre de +11 V pour le montage à transistor Q_1 et Q_2 . De plus la masse est également la ligne positive de l'alimentation de -11 V (en bas et à gauche du schéma).

Afin d'éviter que des signaux alternatifs provenant des générateurs de notes parviennent aux diodes D_3 et se superposent à la tension d'alimentation V_{CC} de 5 V, on a disposé des diodes de découplage D_2 , en série avec les résistances R_3 .

L'effet de blocage des diodes est augmenté grâce à la diminution de la tension au point bas du diviseur de tension, obtenue à l'aide de la diode D_1 que l'on voit, sur la figure 12, en bas et à gauche. La diode $ZE - 1,5$ adapte la tension de seuil du circuit de commande aux potentiels des portes à CI, type TBA 470.

Cette adaptation est particulièrement importante lorsque l'orgue est muni de circuits pour courbes enveloppes (voir nos précédents articles) dans lesquels la tension V_{TL} sur les lignes TL, est variable et que les circuits des portes (TBA 470) et ceux de commande doivent correspondre à une même valeur de V_{TL} .

Les composants R_3 , D_2 et D_3 peuvent être disposés, avec avantage, sur les platines imprimées destinées aux circuits enveloppes. On montre à la figure 13, l'influence de la tension V_{TL} sur la valeur moyenne de la tension $V_{S,V}$ des BUS.

En ordonnées $V_{S,V}$ en volts et en abscisses V_{TL} , toutes deux en volts. Les deux courbes A et B permettent de voir la différence

qu'il y a lorsque la tension d'alimentation n'est pas commandée (courbe A) et lorsque la tension d'alimentation est commandée (courbe B). Ces courbes sont valables lorsque cinq touches sont actionnées en même temps.

L'examen de (B) permet de voir qu'il n'y a pas de modification de la tension continue sur le BUS pour une valeur quelconque de V_{TL} , en utilisant le montage de la figure 12.

Il en résulte que ce circuit de commande est utilisable également, sans modification, même lorsque la tension de touche V_{TL} doit être appliquée progressivement et non brusquement lors de la mise en action de la touche, cela lorsque le montage prévoit des effets spéciaux par courbes enveloppes.

DISTRIBUTIONS PRATIQUES

Le montage de commande considéré (Fig. 12) peut être utilisé pour l'ensemble de tous les BUS (on dit aussi BUSBAR = ligne collectrice des signaux, de notes dans le cas des orgues électroniques) qui ne sont pas, à leur tour, subdivisés.

La subdivision des BUS s'effectue, par exemple, avec les dispositifs tendant vers l'obtention de tensions sinusoïdales à l'aide de filtres, ces derniers élimineront les harmoniques des signaux non sinusoïdaux comme par exemple ceux de forme rectangulaire, qui ne contiennent que les harmoniques impairs.

Pour un bon filtrage éliminant les signaux harmoniques à partir du premier existant, l'harmonique 3, il est possible d'utiliser un seul filtre pour plusieurs notes consécutives. Moins il y a de notes, meilleur est le filtrage, mais pratiquement on peut grouper 10 notes ensemble (il y en a 12 par gamme). Dans le cas de ces montages, il faudra un circuit de commande par BUS.

La suppression du « click » est améliorée grâce aux résistances R_4 et R_5 de $2,2 k\Omega$ et $3,3 k\Omega$ respectivement, associées aux capacités C de $2,2 \mu F$, montées près des contacts des touches, mais dans le cas des montages enveloppes décrits précédemment, ces éléments R et C pourront être omis. Cela revient à supprimer les condensateurs C et les résistances R_3 allant à la ligne de masse et à remplacer celles montées entre les lignes TL et les contacts de touches par des connexions. Les diodes D resteront en place ainsi que R_3 et D_2 .

GÉNÉRATEURS DE RYTHMES

Le rythme semble augmenter de plus en plus son emprise sur le monde actuel, aussi, le journal télévisé de la première chaîne, passe ses informations avec superposition d'une sorte de TARATA du plus heureux effet artistique, apportant aux auditeurs une note joyeuse accompagnant les nouvelles les plus sombres. Les rythmes peuvent être obtenus par les moyens classiques à l'aide de musiciens exécutants, jouant sur les instruments adéquats : tambours, bois, bangos etc. Dans ce cas, le type de rythme est entièrement libre et le musicien peut le faire varier en modifiant également le timbre et la hauteur des sons ainsi que le « temps » (durée de chaque mesure). Le musicien rythmeur peut, toutefois, être remplacé par un automate électronique (ou générateur de rythmes), malgré son automaticité, possède un certain nombre de réglages permettant, justement, de faire varier les rythmes, ce qui a pour conséquence, d'utiliser éventuellement le même musicien que précédemment. Au lieu de taper avec ses baguettes ou ses doigts, il tournera des boutons et... le rythmeur fera le reste! L'électronique n'engendre pas le chômage!

Le maniement d'un appareil de ce genre est très simple et n'importe qui peut se mettre au courant rapidement, sans avoir besoin, heureusement, de posséder la moindre notion d'électronique, mais plutôt des notions de musique.

Par contre, nos lecteurs auront le privilège de prendre connaissance des divers dispositifs utilisés, faisant appel dans une large mesure, aux circuits numériques (digitaux).

La réalisation d'un rythmeur peut être rendue accessible aux amateurs grâce aux simplifications apportées au montage, par l'emploi de circuits intégrés.

Avec des transistors et diodes individuels, les rythmeurs contiennent un très grand nombre de composants ce qui rend leur réalisation plus compliquée et, par conséquent, plutôt du domaine des constructeurs. Ceux-ci, toutefois, peuvent proposer aux non professionnels de l'électronique, des kits, formule excellente réunissant le maximum d'avantage, par les montages musico-électronique, en particulier.

Nous aborderons l'étude des rythmeurs par une désignation du dispositif M 250, un circuit fabriqué par le SGS-ATES (à Paris) spécialement pour servir comme élément le plus important d'un rythmeur automatique. Pour le moment, toutefois, nous ne possédons pas les renseignements nécessaires pour entreprendre la construction d'un rythmeur. En attendant, ceux que nous donnerons ici, initieront les lecteurs à ce domaine de la musico-électronique. Par la suite, ils trouveront dans cette même rubrique des montages pratiques.

LE M 250, CIRCUIT INTÉGRÉ POUR RYTHMES

Ce générateur de rythmes permet de commander des générateurs de sons, inclus dans divers

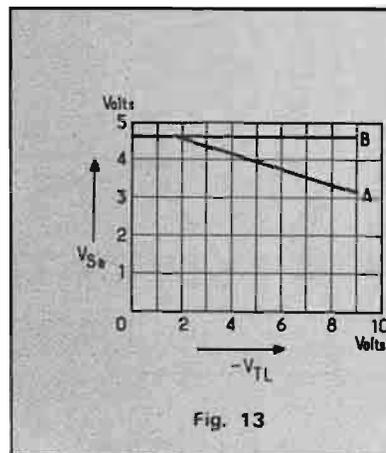


Fig. 13

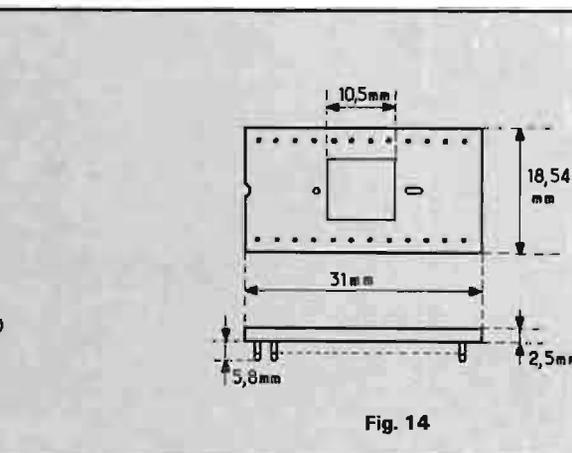


Fig. 14

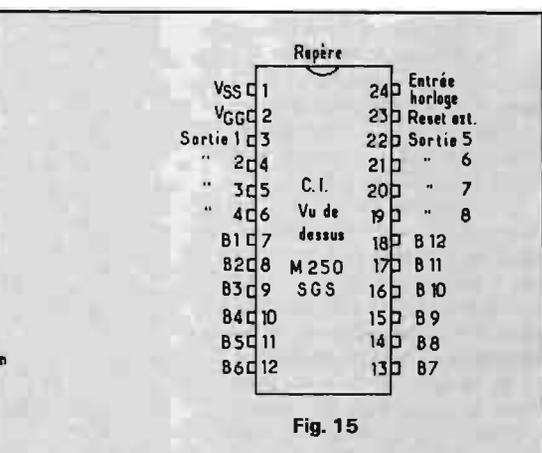


Fig. 15

instruments électroniques de musique ou un ou plusieurs générateurs individuels, inclus dans un appareil rythmeur autonome. Il comprend un compteur à cinq étages et fournit 12 rythmes, pouvant être attribués à n'importe lequel des 8 « instruments » associés à ce rythmeur. De plus il est possible, par des montages d'association de circuits M 250, de multiplier, soit le nombre des instruments, soit celui des rythmes, soit les deux.

Ce rythmeur peut être inclus également dans un orgue électronique, comme dispositif d'effets spéciaux.

Le M 250 est présenté en boîtier rectangulaire, de dimensions un peu plus grandes que celles habituelles des CI à 14 ou 16 broches. En effet, la figure 14 indique une longueur de 31 mm et une largeur de 18,54 mm.

La distance entre broches, au nombre de 24 (2 fois 12) est standard : 2,54 mm. A la figure 2, on donne le brochage du CI vu de dessus donc si le repère est en haut de la figure, le point 1 est à gauche et le point 24 à droite. Il existe des supports 24 broches, mais ils sont chers! Le branchement du CI, avec les composants extérieurs, est indiqué ci-après :

1 - V_{SS} : au point le plus positif de la source d'alimentation.

2 - V_{GG} : au point le plus négatif de la source d'alimentation; en général $V_{SS} = +$ alimentation et $V_{GG} =$ point zéro ou masse (dit aussi - alimentation).

Points 3, 4, 5, 6, 22, 21, 20, 19 (huit points) : sorties de signaux de rythme engendrés par un CI.

Points 7 à 18 : douze contacts chacun correspondant à un rythme différent et permettant son choix.

Point 24 : entrée du signal provenant d'un générateur dit d'horloge (clock generator) qui commandera le rythmeur.

Point 23 : EXT-RESET = point de remise à zéro, extérieur.

DESCRIPTION SOMMAIRE

Le M 250 peut commander 8 générateurs de sons avec sélection de 12 rythmes pour chacun d'entre eux. Le générateur d'horloge extérieur au M 250, commande, à partir du point 24 du CI, un générateur de phase qui crée des sorties complémentaires. Les fréquences de ces signaux sont, ensuite, divisées par deux et on produit ainsi des signaux appliqués aux **BUFFERS** (circuits intermédiaires) qui commandent le compteur binaire à cinq étages.

Un compteur binaire à cinq étages fournit des signaux qui sont ensuite décodés et on obtient 32

rangs d'une matrice à 108 colonnes. Ces 108 colonnes sont divisées en 9 groupes de 12 colonnes chacun. Un multiplexeur est utilisé de manière à ce que l'on puisse sélectionner un nombre désiré de colonnes parmi 12, pour chacun des 9 groupes. Parmi ces 9 groupes, 8 ont des sorties accessibles (voir Fig. 15) comportant des circuits buffers. La transmission est obtenue en faisant CS = « 0 » et, au moins, une entrée numérique au niveau logique « 1 ». Le 9^e groupe de matrice commande le « reset » (remise à zéro) qui est synchronisé avec le compteur et, commande, par conséquent la séquence du comptage.

Voici à la figure 16, un schéma simplifié du montage intérieur du circuit intégré générateur de rythme, M 250.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES ET DE COMMUTATION

Ces caractéristiques sont données au tableau 1 ci-après, avec les conditions suivantes d'essais : logique positive, $V_{GG} =$ potentiel de la masse, $V_{SS} = 14$ à 18 V, $T_{amb} = 0$ à 70 °C, sauf indication différente.

MONTAGE D'APPLICATION

On donne à la figure 17, un schéma d'application de montage du M250, permettant de s'initier au fonctionnement d'un rythmeur réalisable avec ce CI.

Le M250 SGS est représenté avec son brochage réel. Vu de dessus, le point 1 est placé à gauche du repère lorsque celui-ci est en

haut de la figure (sur la Fig. 17, ce repère est en bas). Le point 24 est de l'autre côté du repère. Lors du câblage, le CI sera vu de dessous et dans ce cas, si le repère est en haut, le point 1 sera à sa droite comme le montre la figure 18 en (A) vu de dessus, en (B) vue de dessous (broches vers l'observateur).

Malgré le coût élevé du support à 24 broches, de l'ordre de 15 F, pour CI de ce genre, il est intéressant de l'utiliser pour ménager le circuit intégré, lors des 24 soudures à faire pour le brancher. Il est facile de voir que les sorties « de générateurs » aux points 3 à 6 et 19 à 22, donneront la possibilité de brancher les rythmes aux générateurs de sons des appareils musicaux dont on dispose ou que l'on construira spécialement pour ce rythmeur, comme nous l'expli-

PARAMÈTRE	COND. de MESURE	MIN.	TYP.	MAX.	UNITÉ
-----------	-----------------	------	------	------	-------

Entrée horloge

V_{iH}^{**} tens. haute		$V_{SS} - 1$			V
V_{iL}^{**} tens. basse		-	-	$V_{SS} - 10$	V
f fréquence		-	-	100	μ S
$t_{\Phi_{pw}}$	Rapp. cyclique 50 %	5	-		μ S
t_{Φ_d}		5	-	-	μ S
t montée	$T_{amb} 25$ °C	-	-	5	μ S
t descente		-	-	5	μ S

Entrées B_1 à B_{12}

V_{iH} tens. haute	$V_2 = V_{SS} 14$ V $T_{amb} 25$ °C	$V_{SS} - 1$	-		V
V_{iL} tens. basse		-	-	$V_{SS} - 10$	V
I_L cour. de fuite entrée		-	-	10	μ A

Entrées B_1 à B_{12}

V_{iH} tens. haute	$V_i = V_{SS} - 14$ V $T_{amb} = 25$ °C	$V_{SS} - 1$			V
V_{iL} tens. basse				$V_{SS} - 10$	
I_J cour. de fuite RESET				10	μ A
t_{pw} durée de l'impulsion		5	-	-	μ A

Sorties

V_{oL} Tens. de fuite	$V_{SS}^{***} = 18$ V	V_{GG}	-	-	V
I_{cL} Cour. de fuite		-	-	10	μ A

CARAC. ÉLECTRIQUES et de COMMUTATION

R_{ON} rés. de sortie	$V_O = V_{SS} - 2$ V	-	1	2	k Ω
Diss. de puissance	$V_{GG} = V_{SS} - 18$ $T_{amb} V = 25$ °C	-	10	-	mA
I_{GG}^c					

toutes sorties à la tension V

*** V = tension la plus élevée de l'impulsion.

** V = tension la plus basse de l'impulsion.

*

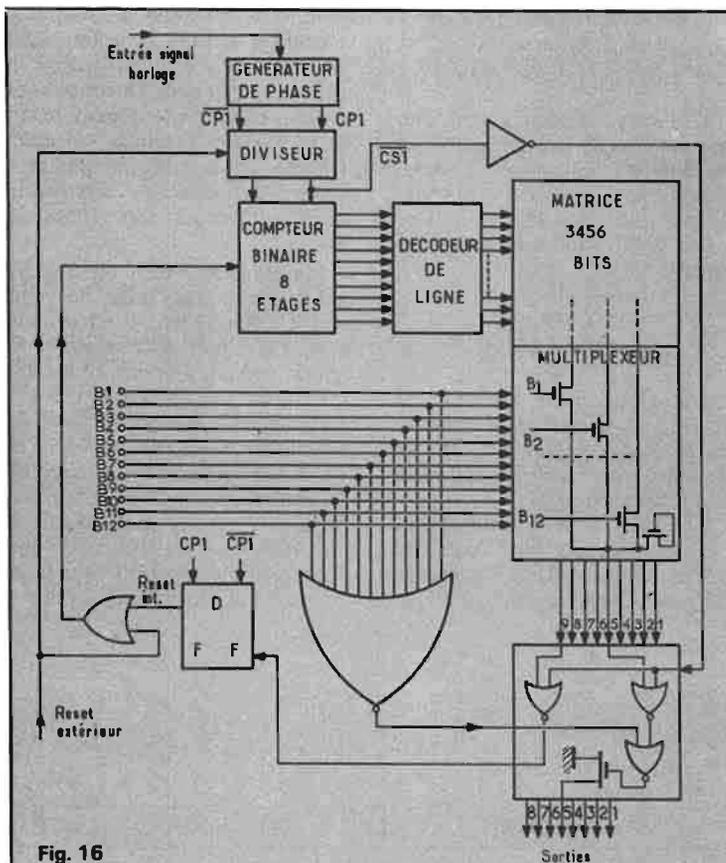


Fig. 16

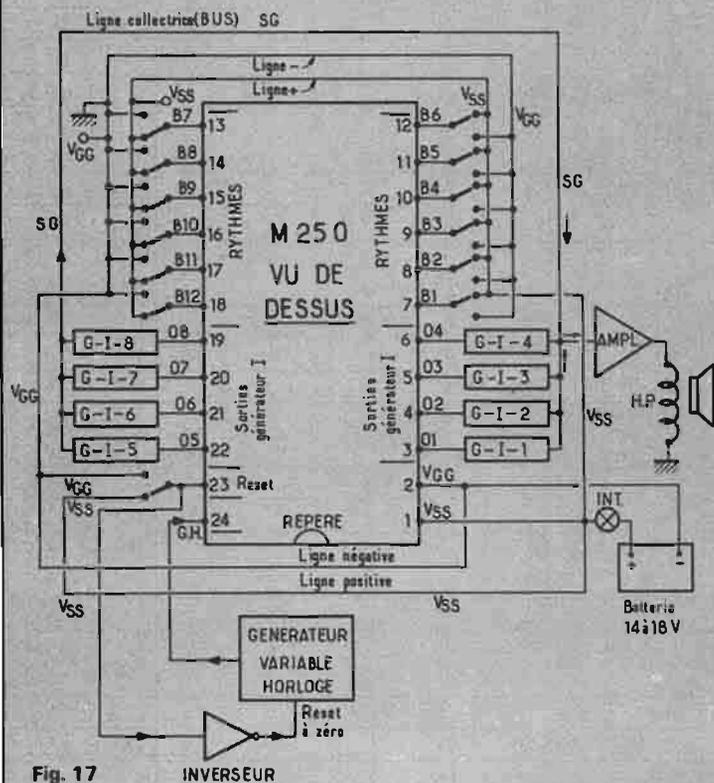


Fig. 17

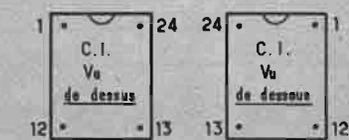


Fig. 18

quons prochainement. Le rythme choisi, parmi les 12 disponibles, aux points B (7 à 12 et 13 à 18) sera obtenu en actionnant le commutateur correspondant, associé du groupe « RYTHMES ».

L'alimentation de 14 à 18 V (par exemple de 18 V) sera branchée, dans le montage d'application indiqué, avec le - (masse) au point V_{GG} , c'est-à-dire le point 2 du CI. Le + alimentation correspond au point V_{SS} , c'est-à-dire le point 1 du CI. Rien ne s'oppose à ce que l'on intercale un interrupteur INT entre le + batterie d'alimentation et la ligne V.

Lorsque les dispositifs G-T-1 à G-18 auront été réalisés, leurs sorties seront réunies et reliées à l'entrée d'un amplificateur BF de qualité, absolument classique, en principe à reproduction linéaire, de puissance choisie par l'utilisateur, depuis 500 mW jusqu'à plusieurs centaines de watts. Une bonne valeur est, par exemple, 10 W pour un appartement privé, cette puissance étant utilisée à fond pouvant indisposer tous les locataires de l'immeuble, donc n'utiliser qu'une fraction de 10 W.

Pour une salle publique, il faut 50 W et pour l'extérieur 100, 200... 500 W, il n'y a pas de limite.

Rappelons que les amplificateurs qui doivent être en même temps de grande puissance, fiables et de haute qualité coûtent cher et nécessitent des haut-parleurs de puissance totale de 1,5 à 2 fois celle des amplificateurs. Des HP de genre eux aussi puissants, robustes et de haute qualité coûtent donc très cher à nos lecteurs amateurs, nous conseillons la modération qui conciliera la qualité, la robustesse des appareils avec l'estime des voisins qui ne sont nullement obligés d'aimer les BOUM-BOUM et autres rythmes.

Indiquons que le bruit excessif est défendu même en plein jour. Un bon moyen de ne pas se voir défendre l'emploi des appareils BF, est de prévenir l'entourage et de lui demander l'autorisation qui est généralement accordée pour des réunions exceptionnelles.

Revenons maintenant à notre montage.

Le système de commutation peut être modifié si on le désire selon le mode d'emploi projeté par l'utilisateur.

Ainsi, au lieu de 12 inverseurs à un pôle et deux directions associés aux points B_1 à B_{12} , il est possible de les réunir en un seul inverseur à 12 pôles et deux directions, réalisable avec deux galettes, chacune comportant six inverseurs unipolaires à deux directions. Une ligne sera alors celle des V_{SS} (+ alimentation) et l'autre celle des V_{GG} (ligne de - alimentation et masse).

Avec ce dispositif, on ne pourra

disposer que d'un rythme à la fois. Un autre mode de branchement du système de commutation est d'associer un rythme à un instrument déterminé. Dans ce cas la commutation s'exercera à la fois sur le rythme et sur le générateur G-I, associé.

Un choix plus varié est possible avec deux commutateurs, l'un à 12 positions, comme indiqué plus haut pour les rythmes et l'autre à 9 positions pour les G-I. Il y aura alors, $12 \times 8 = 96$ combinaisons possibles.

Restent à considérer les points restants du CI, 23 et 24. Le point 23 est utilisable pour le RESET (remise à zéro) autre que celui qui s'effectue automatiquement à la fin d'une séquence de 32 temps.

En effet, lorsque l'on désire des rythmes à 2 et 4 temps, la séquence de 32 temps convient automatiquement, car 32 est divisible par 2, 2^2 , 2^3 et 2^4 .

Pour un rythme à trois temps, il faut une séquence de 3 n temps. Le nombre le plus grand de n, pouvant convenir est 10, ce qui donne 30 temps. Il faut donc que le RESET extérieur fasse la remise à zéro, après le 30^e temps, ce qui donnera le rythme de valse et autres danses à 3 temps.

AUGMENTATION DES RYTHMES

A la figure 19, on donne le mode de branchement de deux circuits intégrés identiques M 250, désignés par (1) et (2) permettant d'obtenir deux fois $12 = 24$ rythmes aux sorties B des CI et 8 sorties GI, comme dans le cas d'un seul CI.

A cet effet on monte en parallèle les points suivants :

- 1° ceux de + points V_{SS} (1)
- 2° ceux de - points V_{GG} (2)
- 3° ceux de RESET (23)
- 4° ceux d'entrée du générateur d'horloge (24)
- 5° ceux des GI (3 à 6 et 19 à 22) c'est-à-dire 3 de l'un ou 3 de l'autre CI, 4 de l'un ou 4 de l'autre etc.

AUGMENTATION DES « INSTRUMENTS »

Le dispositif est donné à la figure 20, on effectue comme dans le cas précédent, les mises en parallèles indiquées en 1°, 2°, 3° et 4°.

Par contre, on effectuera la mise en parallèle des points homologues des sorties de rythmes : 7 avec 7; 8 avec 8... 12 avec 12, puis 13 avec 13... 18 avec 18. Il reste alors huit sorties de CI-2, soit au total 16 instruments.

D'autres détails sur ce montage

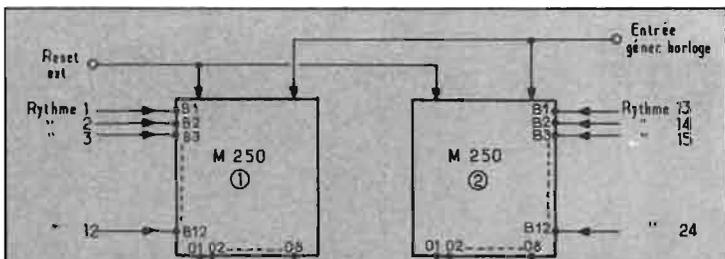


Fig. 19

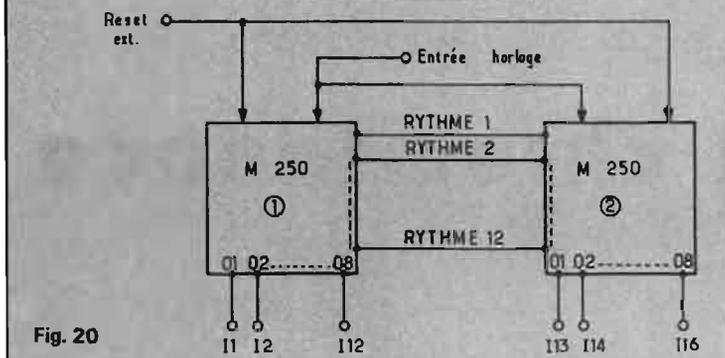


Fig. 20

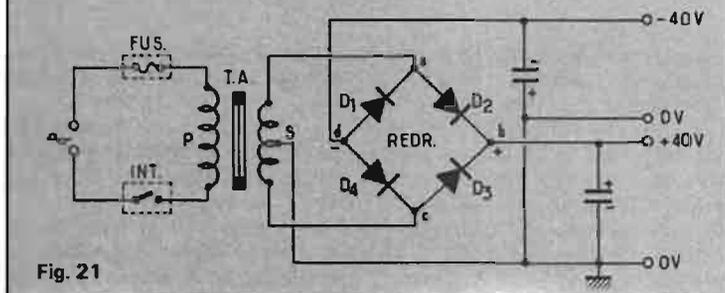


Fig. 21

seront donnés dès que nous le pourrons, donc, ne pas s'impatienter inutilement.

ALIMENTATION ± 40 V

Voici, à la figure 21 un schéma d'alimentation double, donnant par rapport au point zéro (masse) +40 V et -40 V. Cette alimentation non régulée convient donc pour des amplificateurs de puissance de 80 W maximum.

On voit que cette alimentation comprend un transformateur T, dont le primaire est mis en série avec un fusible FUS, la mise au secteur alternatif et un interrupteur INT.

Pour 110 à 130 V, le fusible sera de 2 A et pour 200 à 250 V de 1 A. L'interrupteur sera dans tous les cas de 250 V. Le primaire pourra aussi être à prises 0 - 100 - 115 - 130 - 200 - 220 - 250 V ou autres valeurs.

Le secondaire sera à prise médiane et chaque enroulement donnera 45 V efficaces, donc en tout 90 V.

Comme redresseur, il faudra disposer de quatre diodes au silicium de 3 A à 500 V, tension inverse pour réaliser un pont D₁, D₂, D₃, D₄. Le plus simple est de faire appel à un assemblage de quatre diodes montés au pont, par exemple le MOTOROLA type MDA 962-3.

Le transformateur sera de puissance suffisante pour donner deux courants continus de 3 A sous 45 V, soit 100 W.

Pour cela, le primaire sera de 2 A sous 115 V ou 1 A sous 220 V. Les diodes du pont étant de 3 A, seront utilisées avec une bonne fiabilité. On filtrera avec deux condensateurs électrochimiques de 4 000 μ F 50 V service.

Prévoir un dispositif de dissipation de chaleur pour les diodes. Nombreux sont les amplificateurs de puissance, nécessitant une tension de ± 45 V. Pour les tensions inférieures à 45 V de l'amplificateur, on pourra prévoir des cellules de filtrage RC servant en même temps de réductrices de tension continue, à partir de celles de ± 45 V.

F. JUSTER

B.S.T. chez tabey A LYON, 15, rue BUGEAUD - Tél. : 24-32-29

MICROPHONES

CRYSTAL	
CM22 avec support escamotable, 500 k Ω	11,80
CM71 fusible, corps métallique, avec inter, 500 k Ω	33,30
DYNAMIQUES	
GP3 micro pour guitare réglage volume et tonalité.....	43,10
STM21 subminiature, très discret, avec pince-cravate.....	22,55
DMK712B 600 Ω avec télécommande 2 fiches \varnothing 3,5 et 2,5.....	18,60
DM112P 600 Ω avec télécommande 2 fiches DIN 3B et 5B.....	25,50
DM401 200 Ω ou 50 k Ω corps métallique, avec inter.....	59,80
DM160C 200 Ω avec socle : bleu, jaune, rouge, or.....	93,10
UD130 200 Ω et 500 k Ω tête grillagée avec inter.....	100,00
CONDENSATEUR	
CD5 200 Ω subminiature, type cravate avec boîtier piles.....	154,80
CD9 200 Ω avec pied et bonnette en étui vinyl.....	113,70
CD15 200 Ω avec bonnette et inter, avec support Y.....	215,60
CD19 200 Ω avec cordon, fiche Canon et support Y.....	292,00
CD30 200 Ω avec bonnette et inter type girafe.....	343,00
CS110 micro émetteur Hi-Fi condensateur.....	205,80
SUPPORTS-PIEDS	
SM suspension micro élastique.....	105,80
MS5 petit pied de table ajustable tous sites.....	15,70
MS2 pied de table télescopique, 2 sections.....	38,20
MS50 pied de sol pliant, télescopique 2 sections.....	113,30
MS100 identique au MS50 avec perche ajustable.....	162,70

MÉLANGEURS-MIXEURS

MM4 4 entrées mono 50 k Ω , 1 sortie mono 50 k Ω	59,80
MM6 2 entrées stéréo 50 k Ω , 1 sortie stéréo 50 k Ω	93,10
MM9 nouveau modèle avec 4 réglages linéaires mono-stéréo.....	115,60
MM3 vu-mètre, écouteurs 2 entrées stéréo.....	235,20
MM7 5 entrées micros + 1 PU magnétique.....	196,00
MM8 4 entrées micro 200/50 k Ω + 1 PU magnétique stéréo.....	370,40
MM10 2 entrées PU magnétique + 1 micro + 1 magnéto, M/stéréo.....	470,40
TRIQUEURS	
EA41 miniampil réverbération, retard ajustable.....	147,00
EA45 mixer-réverbérateur alimentation 220 V.....	274,40
CTS5 equalizer stéréo 5 voies.....	447,00
P9 préampli pour PU magnétique RIAA stéréo 220 V.....	80,40
INTERPHONES	
Y302 1 principal + 1 secondaires, piles, cordon et appel.....	94,10
Y303 1 principal + 2 secondaires, piles, cordon et appel.....	139,20
Y404 1 principal + 3 secondaires, piles, cordon et appel.....	176,40
R11 secteur HF 110/220 V modulation amplitude.....	264,60
R2A secteur HF 110/220 V modulation amplitude + appel.....	366,50
R3F secteur HF 110/220 V modulation de fréquence + appel.....	593,90

CASQUES HI-FI

ELECTRO-DYNAMIQUE	
TVC mono, super léger, étudié pour écoute prolongée.....	27,40
BH201 combiné casque/micro.....	107,80
SH1000 nouveau modèle, type économique.....	43,10
POP31 nouveau modèle, 4 couleurs (J.B.V.R.).....	45,10
SH871 un classique de bonne performance.....	54,90
SH1300 importantes caquilles laquées pas de coloration.....	90,10
SH808 réglage du volume par curseurs très souples.....	103,90
SH600 haute impédance - Revox, Dual, Braun.....	119,60
SH15 membranes au mylar, réglage des tonalités.....	131,30
SH22 2 curseurs volumes 2 curseurs tonalités.....	156,80
SH35 casque mono/stéréo de luxe.....	68,60
SH50 stéréo design 2 curseurs.....	117,70
H4C - BAP QUADRI réglage d'effets spatiaux + sacoches.....	548,80
CONDENSATEUR	
SPATIAL 2000 type électret-condensateur.....	241,08
NC11 nouvelles membranes bande passante accrue.....	470,40
ACCESSOIRES	
HPC adaptation casque surprise haut-parleur.....	13,00
RCS rallonge pour casque stéréo.....	16,70
RCN rallonge pour casque stéréo de type spirale.....	21,60
A2C boîte permettant inversion HP/2 casques stéréo.....	35,30
REGIE 2 réglages des volumes par curseurs pour tous casques.....	43,10
HA10 préampli pour écoute de 1 ou 2 casques.....	143,10
AE4C adaptateur quadri pour HP casques.....	245,00
R2C adaptateur 2 casques stéréo.....	13,70

MODULES B.F.

AMPLIFICATEUR MODULES CABLES	
PAS module préampli stéréo.....	29,40
MA1 module ampli mono 1 W avec pot.....	31,40
MA2S module ampli stéréo 2 x 2 W.....	53,00
MA15S module ampli stéréo 2 x 15 W.....	133,30
MA3SS module ampli stéréo 2 x 33 W.....	156,80
PA202 amplificateur public-address, 20 W, 12 avec micro.....	392,00
BLOC SECTEUR	
AH751 spécial mini-cassette DIN 5 b, 220 V, 7,5 V.....	33,30
SG24 110/220 V, 7,5 V, 400 mA, pour magnéto, mini-cassette.....	43,10
ME410 110/220 V, 6-7,5-9-12 V, 300 mA avec inter.....	72,50
HP101 110/220 V, 3-6-9-12 V, 1 A avec voyant de contrôle.....	207,80
HP2002 110/220 V, de 1 à 5 V, 2 A, voltmètre et voyant.....	303,80
RP24 110/220 V, de 7 à 15 V, 2 A, volt ampère-mètre.....	343,00
HP312A 110/220 V, 12 V, 3 A, stabilisé.....	198,00

ÉMISSIONS-RÉCEPTIONS

ANTENNES 27 MHz POUR PORTABLES	
FLEX remplace ant. télescopique sur valises-walkies.....	16,70
125 ant. télescopique de rechange talkies-walkies.....	12,70
TMA27 à la base PL259, avec self au centre, TOS réglable.....	51,00
POUR MOBILES	
SB27 self à la base, avec câble, TOS réglable, 1,20 m.....	127,40
CB102 1/4 d'onde, foudet avec ressort compensateur, chromée.....	125,40
RTS27L courte, self au centre, TOS réglable, câble 50 Ω	192,10
RTG27L courte fixation goulotte, idem RTS27L.....	200,00
XB11 professionnel, haute fiabilité et rendement.....	241,10
POUR FIXES	
GP1 1/4 d'onde, type parapluie, TOS réglable.....	162,70
T27 professionnel, TOS réglable avec antistatique.....	474,30
11M3 directive, 3 éléments gamma match ajustable.....	480,20
CONNECTEURS	
PL259 fiche mâle, contact professionnel plaqué or.....	7,45
SO239 chassis, fixation par 4 vis contact plaqué or.....	7,45
SO239V chassis, 1 fixation centrale contact plaqué or.....	9,80
PL258 adaptateur femelle-femelle.....	12,70
M358 adaptateur en T, 1 mâle/2 femelles.....	37,20
QUARTZ-DIAPASON	
HC250 26-27 MHz quartz à broche.....	13,70
HC251 20-21-30-31 MHz quartz à broche.....	15,70
TPA diapason pour appel sélectif BST707.....	62,90
ÉMETTEURS/RÉCEPTEURS	
CB36 portable 1,5 W, professionnel, 2 fréq., appel, les deux.....	1 146,80
CB71BST radiotéléphone, 5 W, micro, 6 fréq., 1 un.....	1 127,00
BS7107 appel sélectif 2 diapasons.....	519,60
GF30 antiparasite pour générateur.....	27,40
VR30 antiparasite pour alternateur.....	27,40
CV2 convertisseur 6 V-12 V-2 A.....	117,60

MESURES

APPAREILS DE CONTRÔLES	
FL30 champmètre, mesure relative sur S-mètre avec ant.....	76,40
SWR3 TDS mètre, champmètre, direct/réfléchi, avec ant., 3 à 30 MHz.....	107,80
SWR100 TOS mètre professionnel, 3-160 MHz contrôle par 2 S-mètres.....	174,40
FS5 wattmètre-TOS mètre, 3-30 MHz, direct/réfléchi.....	235,20
APPAREILS DE LABORATOIRE	
TE200 générateur HF 120 kHz à 500 MHz BF 400 Hz.....	409,64
TE220 générateur BF carré et sinus 20 Hz à 150 kHz.....	460,60

Le décodeur de chrominance

A. GÉNÉRALITÉS

LA platine « chroma » constitue véritablement l'organe essentiel d'un téléviseur « couleur ». Il a pour but de colorer l'image « noir et blanc », si l'émission comporte les signaux prouvant l'existence d'une information de chrominance suffisamment exploitable pour que l'image soit agréable à regarder, faute de quoi celle-ci reste en noir et blanc.

Par ailleurs, cette platine a pour mission d'extirper le signal de luminance, les signaux de chrominance mélangés sous la forme d'une porteuse modulée en fréquence. Enfin, ceux-là étant envoyés séquentiellement c'est-à-dire successivement dans le temps un décodage particulier, préconisé par les normes SECAM, rend simultanées les trois composantes fondamentales : rouge, bleu et vert, la dernière étant obtenue par un matriçage des deux premières. Cet organigramme du décodage constitue une vue fort ramassée des choses alors que dans la réalité il procède d'une technique fort complexe.

Ceci explique notre intention de réserver un article complet à la platine « chroma » du PORTACOULEUR 42 PIZON-BROS et la simple observation de la figure 1 justifie à elle seule cette restriction dans l'analyse.

B. DESCRIPTION DU MONTAGE

Pour la compréhension du schéma il faut suivre pas à pas le synoptique de la figure 1, lequel rappelle les transistors utilisés dans le contexte du schéma complet de la figure 2.

Les numéros portés sur les figures, schémas et oscillogrammes correspondant à une organisation du dossier interne aux Établissements PIZON-BROS. Nous ne les avons pas modifiés afin de ne pas troubler les revendeurs et techniciens possédant ces documents et qui les compareraient avec notre propos.

B1) Traitement des signaux « chroma »

Le signal « chroma » est prélevé de la préamplification vidéo et comporte en substance les signaux de luminance et de chrominance superposés ainsi que le montre l'oscillogramme de la figure 3 relatif à une mire de barres « couleur ». Appliqué à l'entrée K_5 puis dérivé vers D — la voie luminance proprement dite — le signal précédent traverse un circuit passe-haut qui élimine tout d'abord toutes les composantes de basse fréquence du spectre.

Le transistor T133 dont le collecteur comporte le circuit « cloche » avec son accord et son amortissement variable, assure par sa sélectivité la séparation luminance/chroma souhaitée. La courbe de réponse de cet étage est normalisée et correspond sensiblement à la courbe de la figure 4. Le but à atteindre, après l'émidyne T134 (autre appellation du « collecteur commun ») est l'égalisation des signaux MF chroma : voir figure 5.

Le prélimiteur à diodes D125 et D126 écrête toute forme de modulation d'amplitude et limite les parasites. En 2 du schéma apparaît un signal similaire à celui — non perturbé — de la figure 5 mais d'amplitude plus faible (500 à 600 mV c à c).

La sortie du prélimiteur est reliée au premier étage F « chroma » dont le transistor T125 forme avec le T124 une bascule bistable commandée par les circuits du « portier ». Ainsi, en noir et blanc, le transistor T124 reçoit une information de commande telle que son collecteur passe temporairement à +10 V (voir l'impulsion de la figure 6) son émetteur couplé à celui de T125 augmente son potentiel et bloque précisément T125, coupant ainsi toute la voie « chroma ». Notons aussi que l'interrupteur de P_{111} fait de même en coupant l'alimentation.

Polarisé correctement, T125 constitue le premier préamplificateur « couleur ».

Le signal de la voie directe est prélevé dans le collecteur du T125 et attaque, par l'intermédiaire d'un adaptateur d'impédance (émidyne) T123, le permutateur (D121 à D124). Cette attaque à très basse impédance, réduit la diaphotie voie rouge, voie bleue. La voie retardée est prélevée à l'émetteur du T125 et amplifiée par T130, dont le collecteur comporte la ligne de retard de 64 μ s.

Après une amplification par T131, pour compenser les pertes dues à la ligne de retard, l'émidyne T132 attaque le permutateur, également à impédance basse.

Le gain de la voie retardée est ajusté par P113.

B2) Permutateur et limiteur

Le signal de commutation du permutateur apparaît superposé avec les signaux « chroma » (voir le signal de la figure 7) mais à la sortie ceux-ci apparaissent sélectionnés soit dans le canal « rouge » soit dans le canal « bleu » (voir les signaux de la figure 8).

Les signaux précédents sont appliqués aux limiteurs « rouge » ($D_{109} - D_{110}$) et « bleu » ($D_{111} - D_{112}$). Ceux-ci sont réglables en niveau de seuil grâce au potentiomètre de saturation de $1 \text{ k}\Omega$ placé dans le collecteur de T135.

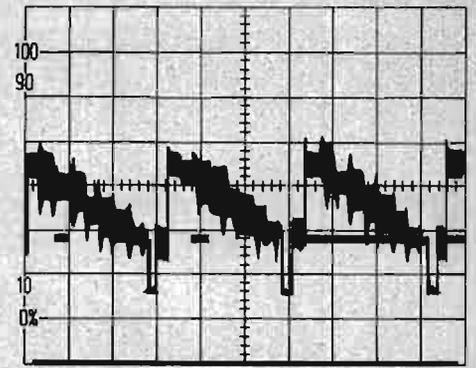
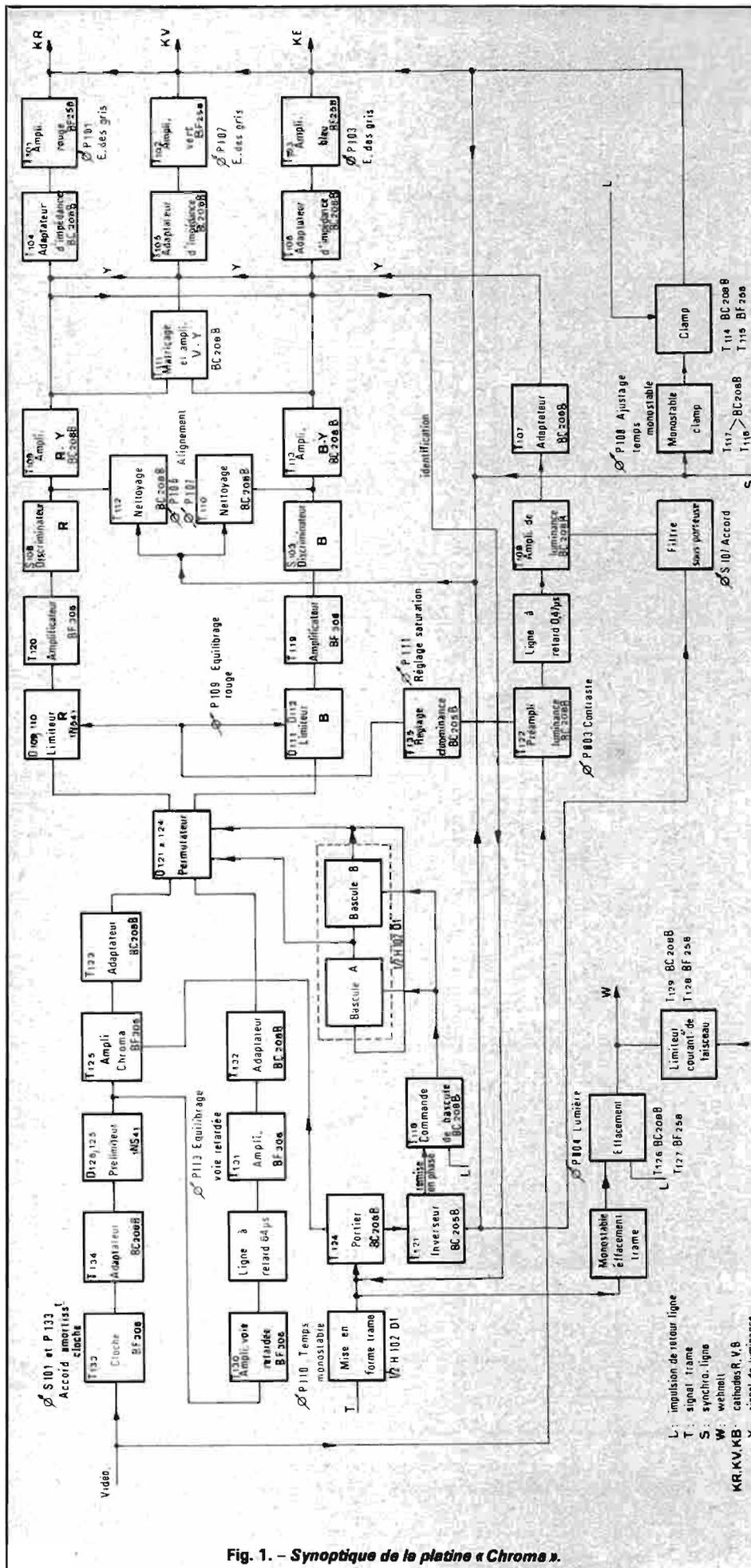
La tension de la base de ce transistor varie avec la position du potentiomètre de contraste (sortie K_1, K_4 et K_3) et fait donc varier la tension appliquée au limiteur en maintenant de la sorte le matriçage « chrominance-luminance » constant à tous les niveaux du contraste. Une impulsion à fréquence « trame » (figure 9) prélevée sur la bascule trame du circuit intégré est également appliquée aux limiteurs; ainsi sont-ils complètement ouverts pendant l'intervalle de transmission des lignes d'identification. Ce système assure le fonctionnement du portier à tous les niveaux de saturation.

En 5, apparaît donc un train de signaux bien écrétés et très propres.

B3) Discriminateurs

Les signaux issus des limiteurs sont appliqués aux bases de T119 et T120 dont les collecteurs comportent les discriminateurs R-Y et B-Y. Leur réponse est donnée par les vobulogrammes de la figure 10.

Les signaux démodulés qui attaquent les amplificateurs B-Y (T104) et R-Y (T106) comportent des impuretés dues à l'action du permutateur (pointe). Elles sont éliminées par un effacement durant le blanking ligne par T112 et T110. Les bases de ces transistors reçoivent un signal qui est la somme de l'impulsion de synchronisation ligne et du clamping (voir plus loin).



0.5V/Carreau
 20µs/Carreau
Fig. 3. - Signal « Chroma » superposé aux échelons des gris de la luminance (prélevé en 20 du schéma).

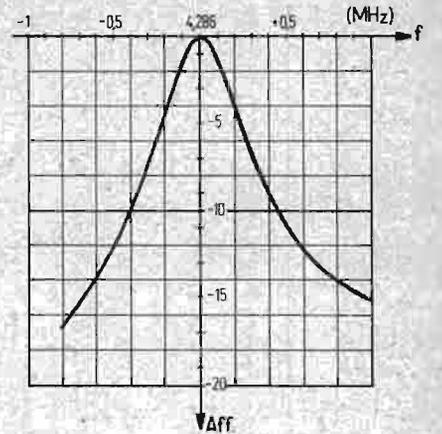
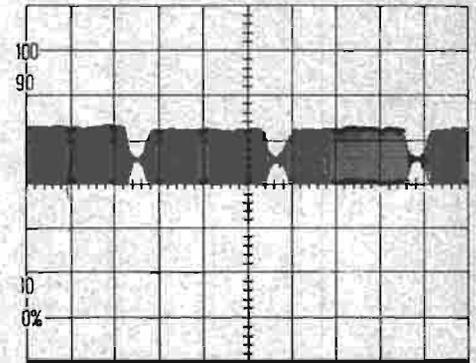
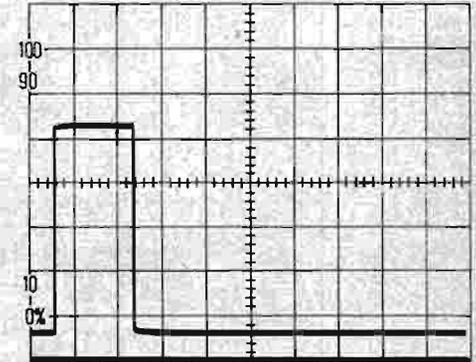


Fig. 4. - Courbe de sélectivité du circuit cloche.



2V/Co
 20µs/Co
Fig. 5. - Signal « Chroma » MF obtenu avant la prélimination (en 1 du schéma).



2V/Co
 0.5ms/Co
Fig. 6. - Signal de collecteur de T124 lorsque le portier bloque la voie « Chroma », fonctionnement en N et B. Signal prélevé en 27 du schéma.

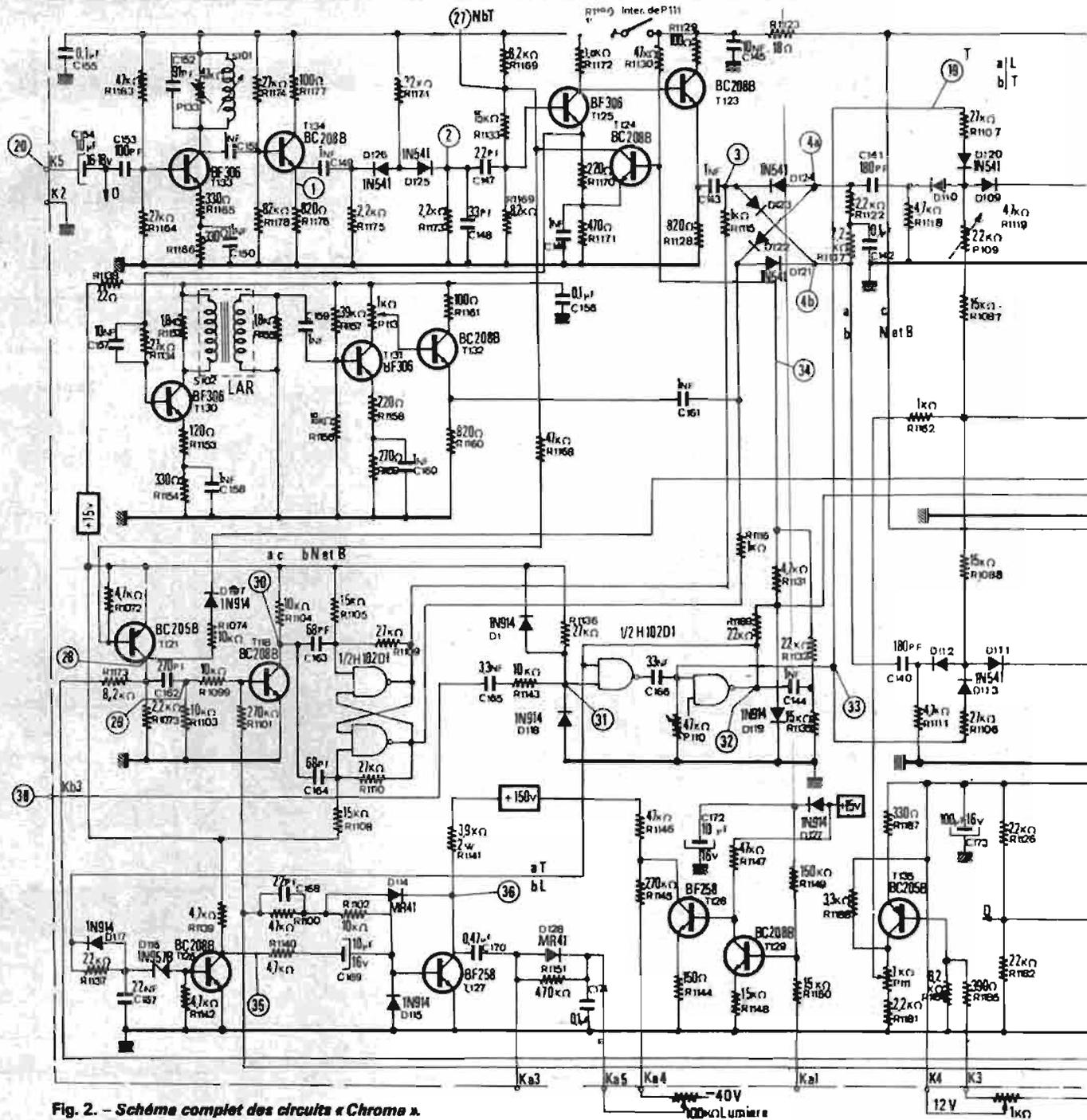


Fig. 2. - Schéma complet des circuits « Chroma ».

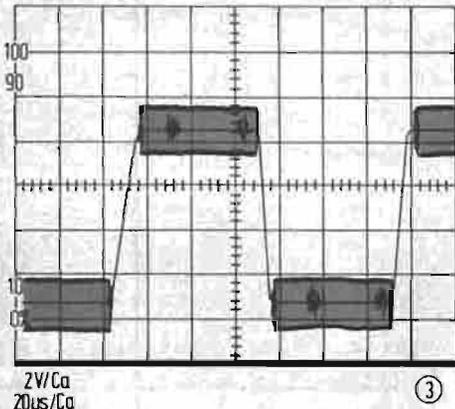


Fig. 7. - Signal d'intervention des voies dans le permutateur. Les signaux « Chroma » sont superposés (en 3 du schéma).

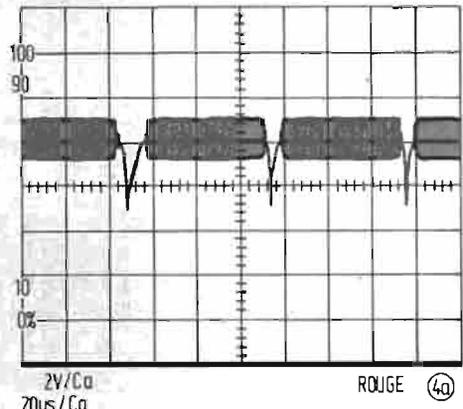
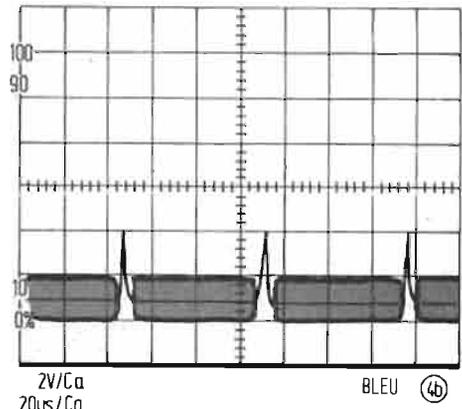
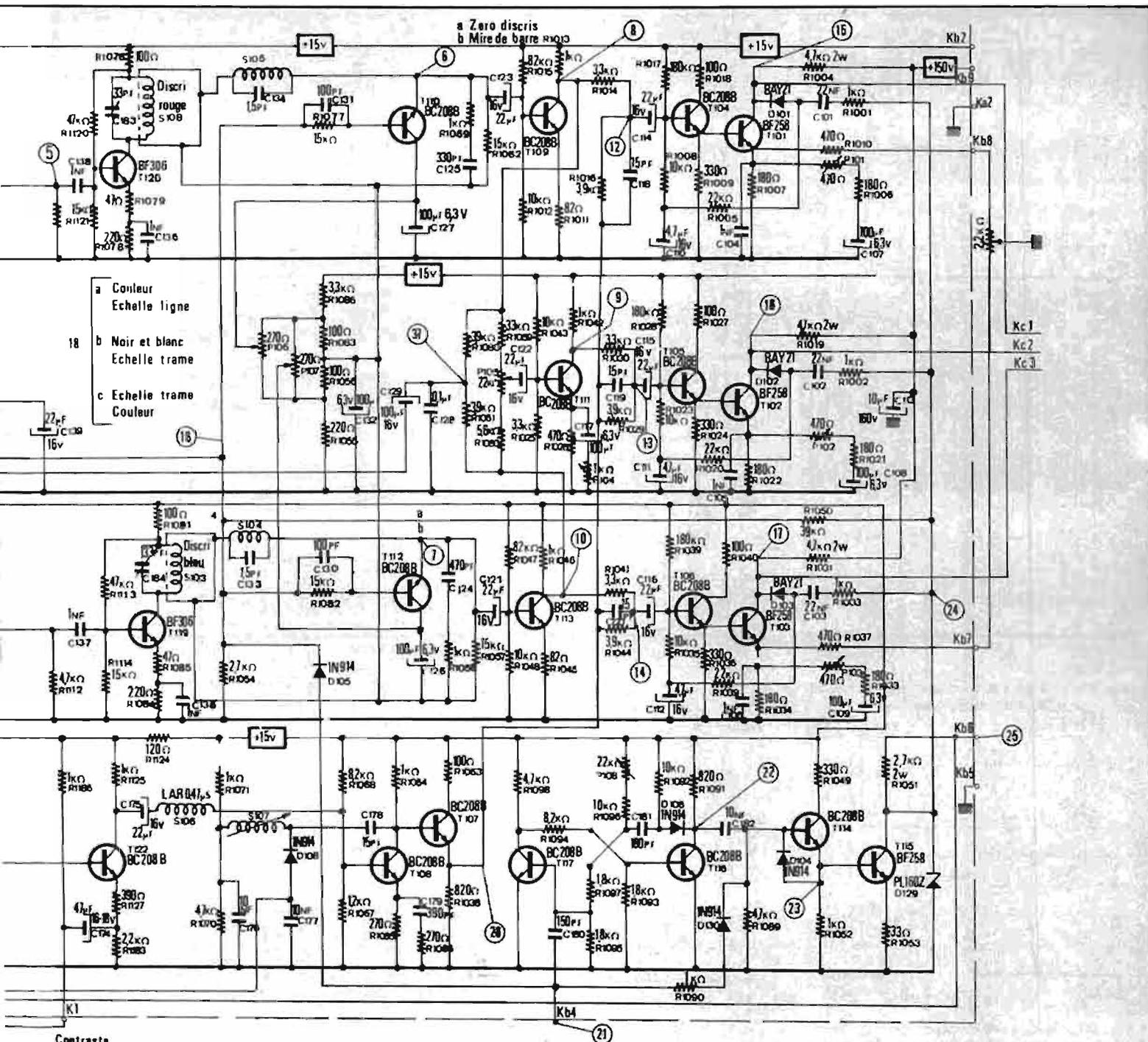


Fig. 8. - Signaux sélectionnés « rouges et bleus » à la sortie du permutateur.





Contraste

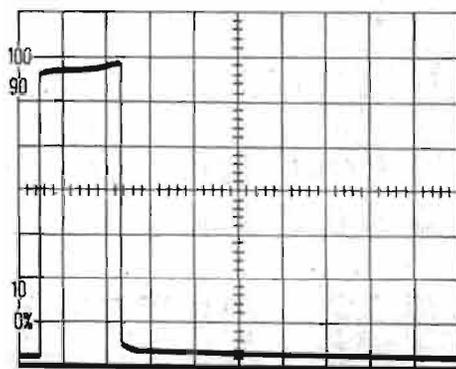


Fig. 9. - Signal issu de la bascule trame H 102 D1 ouvrant les limiteurs pendant les intervalles de temps d'identification (prélevé en 19 du schéma).

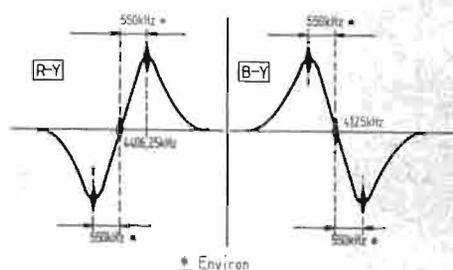


Fig. 10. - Courbe des discriminateurs « rouges et bleus ».

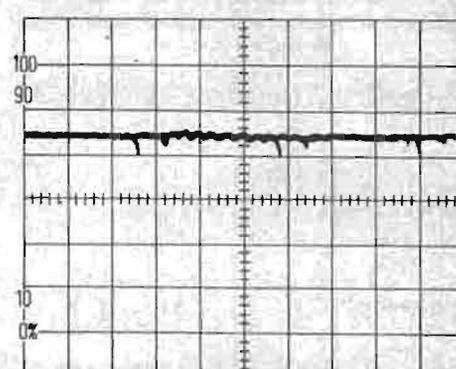
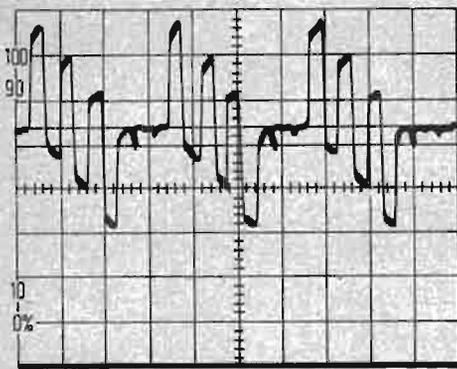
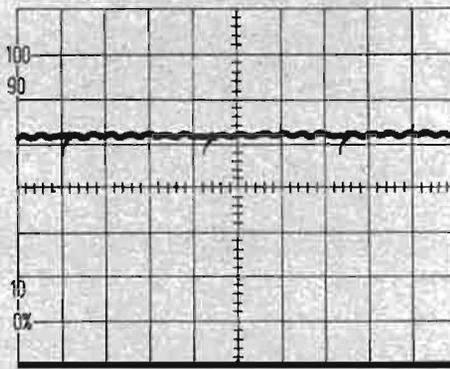


Fig. 11. - Signal de chrominance issu du discriminateur « rouge » avec (a) et sons (b), lignes d'identification, afin de vérifier l'alignement des crâneaux au zéro du « discris ».

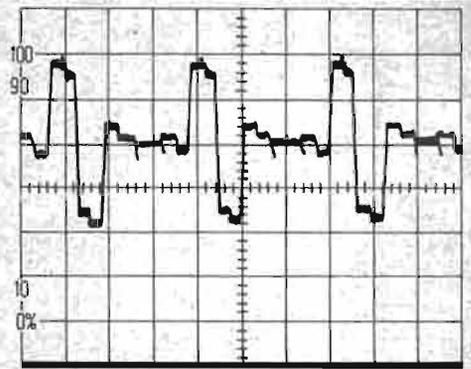


200mV/Ca
20µs/C (6b)

Fig. 11b.

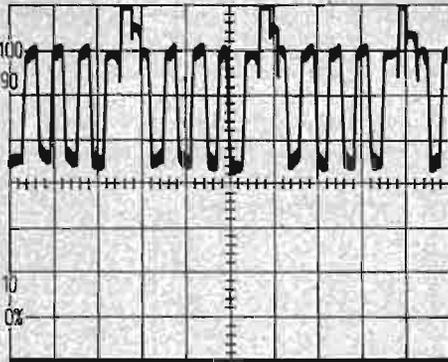


200mV/Ca
20µs/Ca (7a)



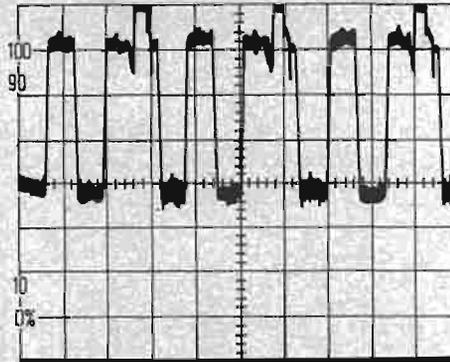
200mV/Ca
20µs/Ca (7b)

Fig. 12. - Mêmes signaux que ceux de la figure 11 mais relatifs à la voie « Chroma bleu ».



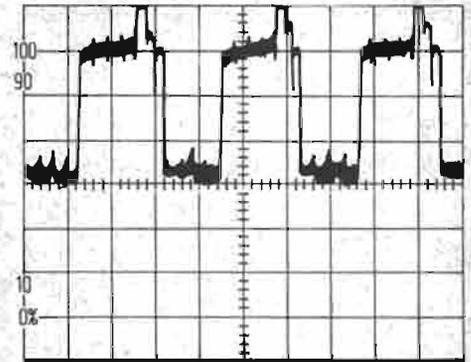
20V/Ca
20µs/Ca (15)

Fig. 13. - Signal KR délivré par la platine « Chroma » après metrique.



20V/Ca
20µs/Ca (17)

Fig. 14. - Signal KB sur la voie bleu.



20V/Ca
20µs/Ca (16)

Fig. 15. - Signal KV après metrique des deux précédents signaux.

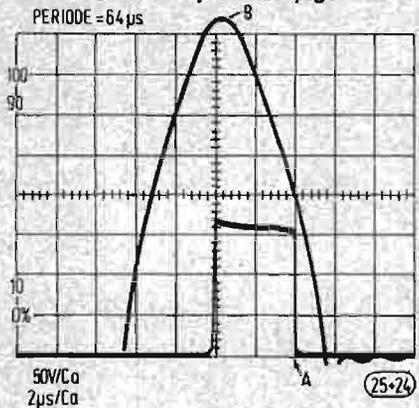
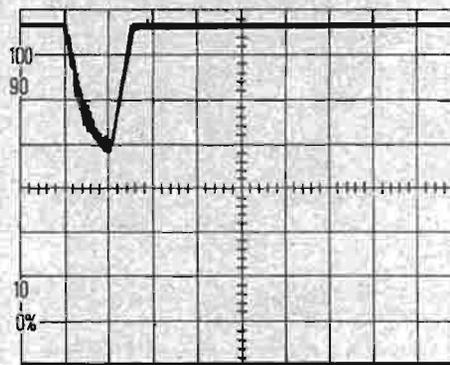
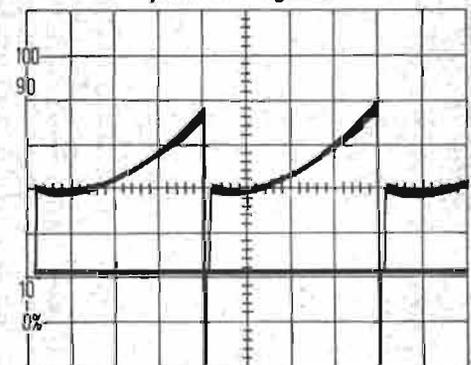


Fig. 16. - Processus de clamping à partir de l'impulsion de retour de ligne « B » (au niveau du noir) et signal de clamping « A » des étages de sortie « Chroma ».



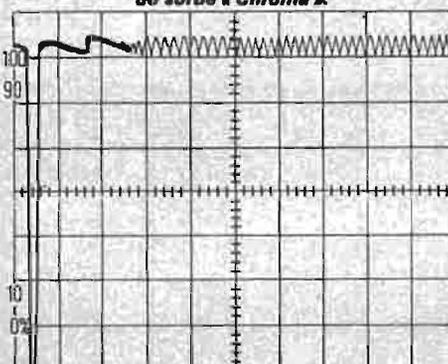
1V/Ca
0,5ms/Ca (37)

Fig. 17. - Lignes d'identification intégrées par C 128 (en 37 du schéma).



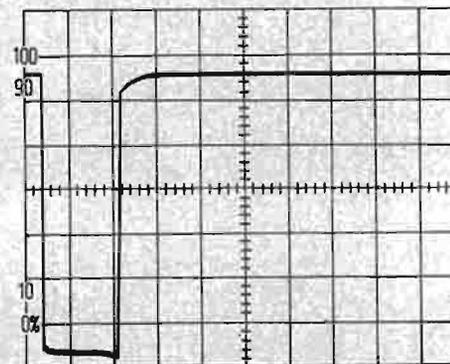
10V/Ca
5ms/Ca (38)

Fig. 18. - Signal de trame (38) traité sur son front de descente (31) pour synchroniser la bascule du portier (1/2 H 102 D1).



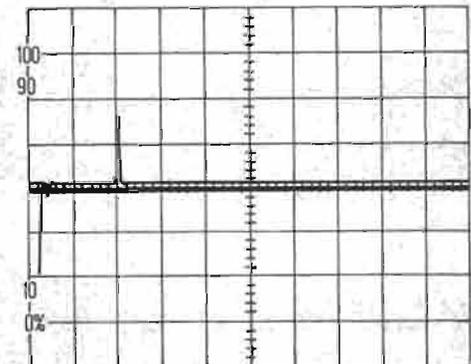
2V/Ca
0,5ms/Ca (31)

Fig. 18b.



2V/Ca
0,5ms/Ca (32)

Fig. 19. - Créneau obtenu par la bascule du portier (en 32 du schéma).



5V/Ca
0,5ms/Ca (33)

Fig. 20. - Signal différencié issu du créneau de la bascule monostable H 102 D1 (prélevé en 33 du schéma).

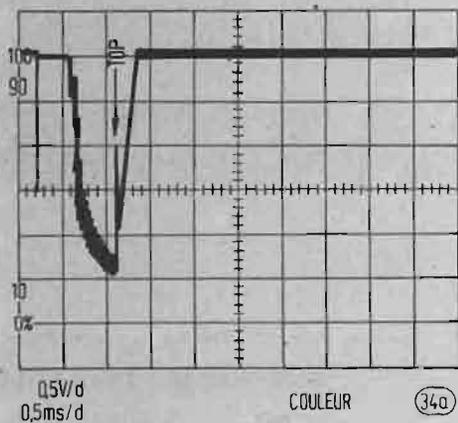


Fig. 21. - Ligne d'identification portant au creux de la « vallée » le top positif du signal 33.

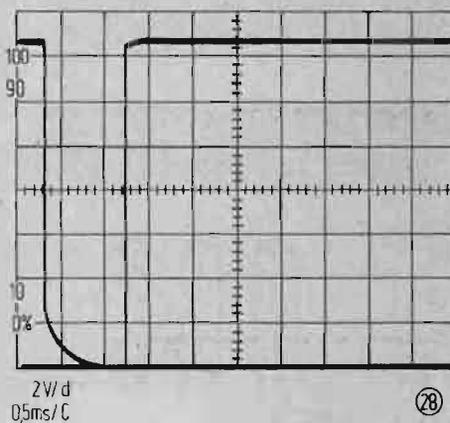


Fig. 22. - Créneaux de basculement du BC 205 B (T 121) (en 28 du schéma).

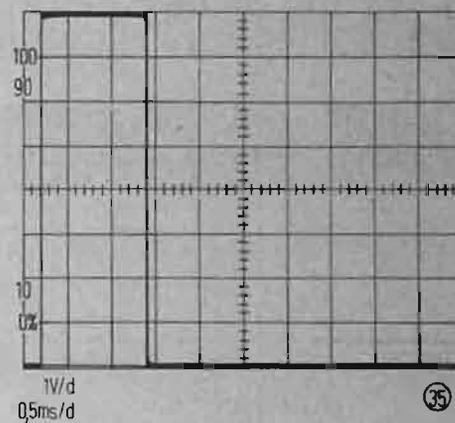


Fig. 23. - Signal servant de base à l'effacement et de largeur supérieure au signal original vu en 28.

Le positionnement du créneau est ajustable par les deux potentiomètres de 270Ω P107 et P108 et permettent un alignement exact de celui-ci aux zéros des discriminateurs.

Les signaux apparaissant en 6 et 7 montrent cet alignement au niveau moyen des signaux « chroma » (voir figure 11 et 12 pour le cas d'une mire de barres couleur).

B4) Matricage

Le procédé de reproduction des images colorées s'effectue avant le tube cathodique trichrome par mélange judicieux des signaux de chrominance et de luminance. On n'utilise pas comme dans beaucoup de cas, le matricage par les cathodes et wehnelts des canons du tube (voir encadré ci-dessous).

Ainsi, après l'amplification par T109 (P-Y) et un matricage avec la luminance ($3,9 \text{ k}\Omega$ en parallèle avec 15 pF) le signal R actionne le driver T104 et le transistor final T101. La voie (B-Y) est identique (T113, T106, T103).

On obtient ainsi les signaux « chroma » véritables « rouge » (figure 13) et « bleu » (figure 14).

Ces signaux sont les mêmes - mais inversés de phase - que ceux résultant des mélanges ci-dessus effectués en 12 et en 14 du schéma.

NDL - Établi à partir d'un document provisoire, le schéma théorique des étages de réception (voir première partie dans le précédent numéro du Haut-Parleur) fait état d'un étage de puissance « vidéo » qui n'est pas employé dans ce type de téléviseur. Sous une forme voisine, il est, en fait, multiplié par trois au niveau de la vidéo « chroma » puisque le matricage se pratique avant le tube cathodique dans la platine de décodage.

Le matricage du vert s'effectue en prélevant B-Y et R-Y des collecteurs de transistors T109 et T113 et en appliquant ces signaux par les résistances appropriées à la base du T111. La matricage est réglable par le P105 et le gain de cet étage par le P104. Le signal du collecteur du T111 est matricé avec la luminance et amplifié par T105 et T102. Un réglage de la teinte de fond (plus rouge - plus bleu) est assuré par un potentiomètre $2,2 \text{ k}\Omega$ sur la façade dont le point milieu est à la masse et les deux extrémités sont réunies aux émetteurs de T101 et T103 par des résistances de 470Ω (R1010 et R1037).

Les gains de chacun des étages de sortie sont ajustés au moyen de potentiomètres de 470Ω placés en C.R. sur les émetteurs.

Les points repérés sur les étages précédents possèdent des signaux au repos identiques à ceux existant en sortie, mais inversés de sens (voir celui de la voie verte - figure 15).

B5) Circuits de clampage

Les amplificateurs finaux, T101, T102, T103 dont les collecteurs sont directement réunis aux cathodes du tube, sont clampés au niveau du noir par les diodes BAY 24. De cette sorte, toute variation dans les étages précédents est sans influence et le niveau du noir reste rigoureusement constant.

L'impulsion de clampage de la figure 16 A et apparaissant en 24 du schéma général est dérivée d'une impulsion de retour « ligne » (en 25 - voir la Fig. 16 B) appliquée pour alimenter le collecteur de T115; la diode zener assure l'écrêtage de l'impulsion en la promenant de 400 à 150 V.

Sans les impulsions précédentes, T115 est donc normalement bloqué. Il se sature par l'attaque du transistor réformeur T114 lui-

même commandé par un signal issu du monostable T116/T117 lequel suit la fréquence de récurrence des tops de synchronisation « lignes » appliqués en 21 du schéma. Grâce au potentiomètre P108, on peut régler le temps d'existence du créneau de clampage à $4 \mu\text{s}$.

B6) Voie de luminance

La voie de luminance est traitée en ce point du téléviseur puisque le matricage a lieu avant le tube cathodique, au niveau des étages de sortie « chroma ».

Le signal vidéo complet est appliqué à la base de T122; la ligne de retard de $0,47 \mu\text{s}$ relie son collecteur avec la base du T108 qui attaque l'émidyne T107 chargé par une 820 ohms dans l'intermédiaire de 3 résistances de $3,9 \text{ k}\Omega$ le matricage chrominance-luminance des trois voies. Un réjecteur pour la sous-porteuse est mis en service par une diode uniquement en position couleur du portier (voir S107).

B7) Circuits d'identifications

C'est, de cette platine, la partie la plus complexe mais aussi la plus importante du schéma.

Les lignes d'identification rouges et bleues sont prélevées des collecteurs des transistors T109 et T113 et additionnées par les deux résistances de $39 \text{ k}\Omega$ T1080 et R1060 (Fig. 17). Elles sont de polarité négative et la salve de 9 lignes est intégrée par le condensateur C 128 de $0,1 \mu\text{F}$.

Un trou négatif est formé par cette intégration. Deux portes Nand d'un circuit intégré forment une bascule monostable déclenchée par le front descendant de l'impulsion de déconnexion du signal de déflexion trame (Fig. 18). Le créneau de cette bascule (Fig. 19) est différencié par la 1 nF (C144) et $15 \text{ k}\Omega$ (R1138) on

obtient de la sorte une impulsion négative et une positive dont la position est réglable par l'ajustable de $47 \text{ k}\Omega$ (P110) (Fig. 20). Ces impulsions sont appliquées à la base du T124 qui forme avec le T125 une bascule bistable. Le top négatif la met en position couleur (T125 ouvert) et le top positif en N & B (T125 bloqué). En présence des lignes d'identification, le deuxième top (mise en N & B) se trouve au fond du trou (Fig. 21). De cette façon le seuil de basculement n'est pas atteint et l'appareil reste en couleur. En absence de lignes d'identification, le deuxième top change l'état de la bascule T124 - T126 et T126 est bloqué (passage en N & B).

B8) Commutation du permuteur

Les deux autres portes Nand du circuit intégré H102 D 1 forment une bascule bistable oscillant à la moitié de fréquence ligne. Les créneaux actionnent le permuteur par l'intermédiaire de deux résistances de $1 \text{ k}\Omega$ (R1115 et R1116). Le transistor T118 reçoit sur sa base les impulsions de retour ligne issues de 25 et assure la synchronisation de la bascule par un des deux condensateurs de liaison de 68 pF C163 et C164. Le transistor T121 est bloqué en couleur. Son émetteur se trouve au potentiel de la masse et le réjecteur de sous-porteuse est en action. La diode D108 est bloquée. En noir et blanc T121 est saturé. Son collecteur est positif et par la diode D108 court-circuite le réjecteur de la sous-porteuse. En même temps, par l'intermédiaire de la diode D107, les transistors T110 et T112 sont saturés et court-circuitent les sorties des discriminateurs.

Ainsi la chroma est bloquée aussi bien par T125 que par T110 - T112. La remise à l'heure se fait

(Suite page 161.)

COMMENT FONCTIONNENT LES COMPTEURS A BASCULES

JK

suite voir n^{os} 1429 et 1433

MISE EN MEMOIRE DES BITS SORTANT DU REGISTRE

Dans l'exemple que nous venons de décrire, les bits sortant du registre l'un après l'autre sont 1101 que nous désignons par A' B' C' D', en commençant par A'.

Nous pouvons mettre ces bits en mémoire afin de les récupérer à n'importe quel moment. Pour obtenir cette transformation série-parallèle, on fait appel au schéma de la figure 29 qui est facile à réaliser. Son fonctionnement est le suivant :

La première transition descendante du signal d'horloge H fait basculer les sorties Q et \bar{Q} de la bascule A. Pourquoi ?

La sortie Q se trouve à zéro et J = 1. La transition de H fait passer Q à l'état 1 et \bar{Q} à l'état 0. La bascule B n'a pas fonctionné car son entrée J était à 0. Sa sortie $\bar{Q} = 1$. La porte ET que nous avons désigné par Ap reçoit donc $Q_A = 1$ et $Q_B = 1$ après le basculement de Q_A . L'arrivée du premier bit (1) après la transition de H traverse la porte Ap et commande une seconde bascule dont la sortie Q sera à l'état 1.

La seconde bascule B est restée inerte pendant ce temps étant donné que son entrée J était à zéro pendant la transition descendante de H. Ce n'est plus le cas à la seconde transition descendante de H où seule la bascule B est capable de fonctionner du fait que son J = 1. La bascule A reste avec Q = 1 et $\bar{Q} = 0$ étant donné que son entrée K = 0. La sortie Q de B, c'est-à-dire Q_B passe à la seconde transition de 0 à 1. La porte Bp reçoit $Q_B = 1$ et $Q_C = 1$. L'arrivée du second bit (1) produira 1 à sa

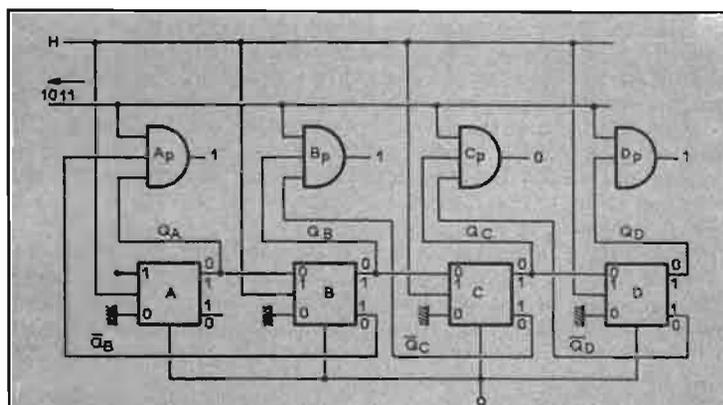


Fig. 29 Remise à zéro

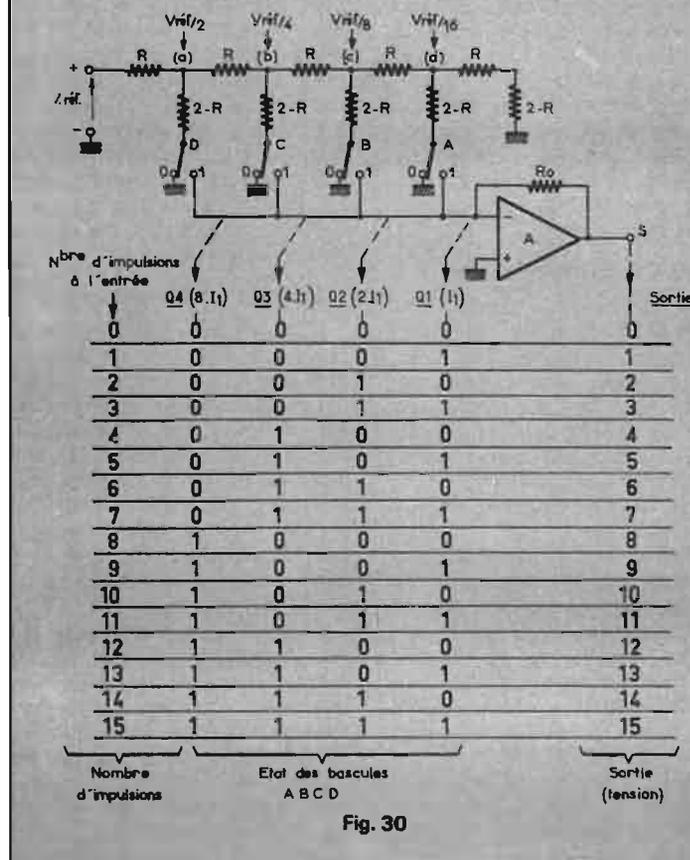


Fig. 30

sortie qui positionnera une autre bascule à l'état 1.

La transition descendante suivante de H fait basculer C ce qui porte Cp à l'état de recevoir le 3^e bit (0). Celui-ci est représenté par une absence d'impulsion d'où l'état 0 à la sortie de Cp et à la sortie de la bascule-mémoire connectée à la sortie de la porte Cp. Le même fonctionnement a lieu pour la porte bascule D et la porte Dp où le 4^e bit produira l'état 0 dans bascule-mémoire. Les quatre bascules A B C D sont maintenant dans la position où $\bar{Q}_A = \bar{Q}_B = \bar{Q}_C = \bar{Q}_D = 0$. Aucune bascule ne peut revenir à Q = 0, $\bar{Q} = 1$ à cause des entrées K qui sont $K_A = K_B = K_C = K_D = 0$.

Nous disposons maintenant à la sortie Q des mémoires des 4 bits provenant du registre. Si notre exemple s'applique à 4 bits (digits) il faut encore employer un 5^e bit pour assurer la remise à zéro des bascules A B C D. Ce 5^e bit constitue le signal de synchronisation.

LA CONVERSION DES ETATS BINAIRES EN TENSION

La conversion digitale-analogique consiste à traduire les états binaires des bascules en tension continue dont l'amplitude augmente avec le « poids » des bascules. C'est le cas dans le convertisseur digital-analogique de la figure 30 où les commutateurs A B C D sont commandés par les bascules A B C D de la figure 31. Quand le commutateur A se trouve sur la position 1, et B C D sur 0, le courant venant du point d de la figure 30 est I_1 . Ce courant

produit à la sortie de l'amplificateur opérationnel A une certaine tension qui sera par exemple de 1 V. Si A est à la masse et B sur 1 la tension à la sortie S sera alors de 2 V.

Si A et B sont commutés sur 1 et C et D sur 0, la tension à la sortie S sera de $1 + 2 = 3$ V. En plaçant les 4 commutateurs sur 1 la tension est égale à $1 + 2 + 4 + 8 = 15$ V. La chaîne de résistances de la figure 30 est alimentée à partir d'une source de tension stabilisée V_{ref} . L'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel se trouve toujours au potentiel de la masse ce qui permet d'obtenir les mêmes courants dans les résistances $2R$ dans les deux positions des commutateurs. En appliquant la loi de Kirchhoff on trouve au point *d* la tension $V_{ref}/16$, au point *c* la tension $V_{ref}/8$, au point *b* $V_{ref}/4$ et au point *a* $V_{ref}/2$. Le courant dans le commutateur D est donc 8 fois plus fort que le courant dans le commutateur A quelle que soit la position des commutateurs. Les bascules A B C D de la figure 31 destinées à la commande des commutateurs A B C D de la figure 30 ont des poids qui correspondent aux intensités des courants dans les commutateurs. Le mot « poids » signifie tout simplement le nombre d'impulsions à l'entrée du compteur pour faire basculer A B C D. Une première impulsion fait basculer A c'est-à-dire Q_1 ; la seconde impulsion fait basculer Q_2 de B. Il faut 4 impulsions pour faire basculer Q_3 de C et 8 impulsions à l'entrée du compteur pour faire basculer Q_4 de D. Les poids sont donnés par 1 pour Q_1 , 2 pour Q_2 , 4 pour Q_3 et 8 pour Q_4 . Le compteur est donc un diviseur par 16 ce qui veut dire qu'il exige 15 impulsions à son entrée E pour que les sorties Q des 4 bascules se trouvent à l'état 1.

La 4^e impulsion se traduit donc par $Q_1 = 0$, $Q_2 = 0$, $Q_3 = 1$ et $Q_4 = 0$. Le courant dans le commutateur C est alors 4 fois plus fort que le courant dans le commutateur A à la 1^{re} impulsion. La tension à la sortie S de l'amplificateur est également 4 fois plus élevée quand E reçoit la 4^e impulsion par rapport à la tension quand E reçoit sa 1^{re} impulsion. Le convertisseur de la figure 30 converti ainsi les états binaires des bascules en tension continue. Chaque nouvelle impulsion à l'entrée E du compteur augmente la tension d'un échelon appelé niveau. Par exemple l'impulsion n° 12 à l'entrée E pro-

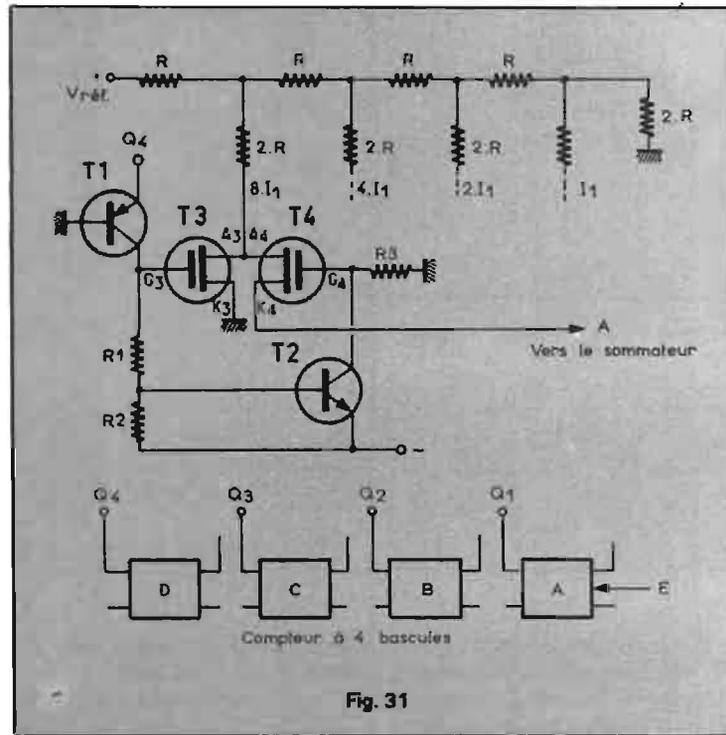


Fig. 31

duit les états : $Q_1 = 0$, $Q_2 = 0$, $Q_3 = 1$ et $Q_4 = 1$, d'où les poids $0.1 + 0.2 + 1.4 + 1.8 = 12$ et les courants :

$$\frac{0.1}{I_1} + \frac{0.2}{I_2} + \frac{1.4}{I_3} + \frac{1.8}{I_4} = 12 \text{ mA}$$

ce qui correspond à la sortie S à une tension de $0.1 + 0.2 + 1.4 + 1.8 = 12$ V. Le nombre d'impulsions à l'entrée du compteur est converti en nombre de niveaux ou d'échelon de 1 V chacun.

Si nous relierons la sortie S à l'entrée n° 1 d'un comparateur dont l'entrée n° 2 est reliée à une tension de 12 V par exemple, la sortie du comparateur tombera brusquement à 0 V quand l'entrée E du compteur reçoit la 12^e impulsion. Le comparateur à méthode de zéro fermera aussitôt l'entrée E du compteur et celui-ci s'arrêtera à la 12^e impulsion où les états de ces bascules sont : $Q_4 = 1$, $Q_3 = 1$, $Q_2 = 0$, $Q_1 = 0$ ce qui correspond aux bits 1100 = 12 en décimal. Le compteur étant arrêté il sera facile de transmettre à l'aide du registre à décalage le codage binaire de la tension analogique de 12 V de l'entrée n° 2 du comparateur. Cette transmission en code binaire ne comporte que des bits c'est-à-dire la présence ou l'absence d'impulsions ce qui augmente considérablement la portée et la qualité de transmission avec ou sans fil. Le récepteur reçoit les bits l'un après l'autre et les mémoires permettent de les récupérer simultanément pour les diriger vers un second convertis-

seur dont les commutateurs sont reliés aux mémoires ce qui permet de convertir les états binaires de ces mémoires en tension. Ce convertisseur digital-analogique fonctionne sur le même principe que celui de la figure 30.

Si nous remplaçons maintenant la tension de 12 V du comparateur de l'émetteur par une tension inconnue qui varie en amplitude, il suffira de la découper en échantillons afin de transmettre chaque échantillon en codage binaire pour les reproduire ensuite dans le récepteur à l'aide du second convertisseur. En employant une fréquence de découpage, appelée fréquence d'échantillonnage, suffisamment élevée, ce mode de transmission est employé pour les télémesures, conversations téléphoniques et même pour la transmission des images télévisées.

Nous n'avons pas encore décrit le système de commutation de la figure 31. Chaque sortie Q des bascules est reliée à l'entrée d'un commutateur électronique qui se compose des transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 . La figure 31 ne montre qu'un seul commutateur. Son entrée E est ici reliée à la sortie Q_4 de la bascule D. Quand $Q_4 = 1$ le transistor T_1 conduit, bloque le transistor à effet de champ T_3 et débloque le transistor T_2 qui débloque à son tour le transistor T_4 à effet de champ. Le transistor T_1 est un PNP et le transistor T_2 un NPN. Si $Q_4 = 1$ la tension à l'entrée E est de + 5 V. Du fait que T_3 est non-

conducteur et T_4 conducteur le courant I_4 traverse T_4 entre A_4 et K_4 et se dirige vers l'amplificateur A.

Lorsque $Q_4 = 0$ le transistor T_1 devient non-conducteur ainsi que le transistor T_2 . L'électrode de commande G_3 du transistor T_3 se trouve maintenant à une tension négative d'où conduction de T_3 et non-conduction de T_4 . Le courant I_4 traverse T_3 et se ferme par A_3 , K_3 vers la masse. Le même dispositif est employé pour Q_3 , Q_2 et Q_1 .

L'AFFICHAGE DES CHIFFRES DECIMAUX

L'emploi des compteurs-diviseurs par 10 permet de concevoir l'affichage du nombre d'impulsions que reçoit l'entrée du premier compteur pendant une durée de 1 seconde par exemple. En connectant la sortie du premier compteur-diviseur par 10 avec l'entrée d'une seconde décade dont la sortie sera reliée à l'entrée d'une troisième décade dont la sortie sera reliée à l'entrée d'une quatrième décade nous obtenons le schéma de la figure 34 ou la décade C_1 compte 0 à 9, la décade C_2 compte ensuite 1 pendant que C_1 compte à nouveau 0 à 9 ce qui correspond aux chiffres 10 à 19. A partir du chiffre 19, le compteur C_2 indique 2 et C_1 reprend de 0 à 9 ce qui fait 20 à 29 et ainsi de suite. Le nombre d'impulsions à l'entrée H que nous pouvons compter à l'aide des 4 décades sera 9 9 9 9. Ces 4 digits exigent donc 4 compteurs qui divisent par 10.10.10.10.

L'affichage montré figure 35 est obtenu par 5 diviseurs par 10 donc par 5 digits.

La figure 32 montre le schéma de principe d'une seule décade à 4 bascules dont le fonctionnement a été décrit avec la figure 16 et dont les tensions aux sorties $A\bar{A}$, $B\bar{B}$, $C\bar{C}$ et $D\bar{D}$ sont reproduites dans la figure 33. Ces tensions sont transmises à un décodeur dont les sorties 0 à 9 sont reliées à un tube d'affichage qui permet d'illuminer l'un des 10 chiffres 0 à 9. La figure 33 nous montre en haut le tube d'affichage ZM1020 relié aux 10 sorties du décodeur. Celui se compose de 10 transistors (T_0 à T_9) et de 13 diodes. Les entrées $A\bar{A}$, $B\bar{B}$, $C\bar{C}$ et $D\bar{D}$ du décodeur sont reliées aux sorties $A\bar{A}$, $B\bar{B}$, $C\bar{C}$ et $D\bar{D}$ du compteur de la figure 32 dont les tensions sont indiquées par A B C D en bas de

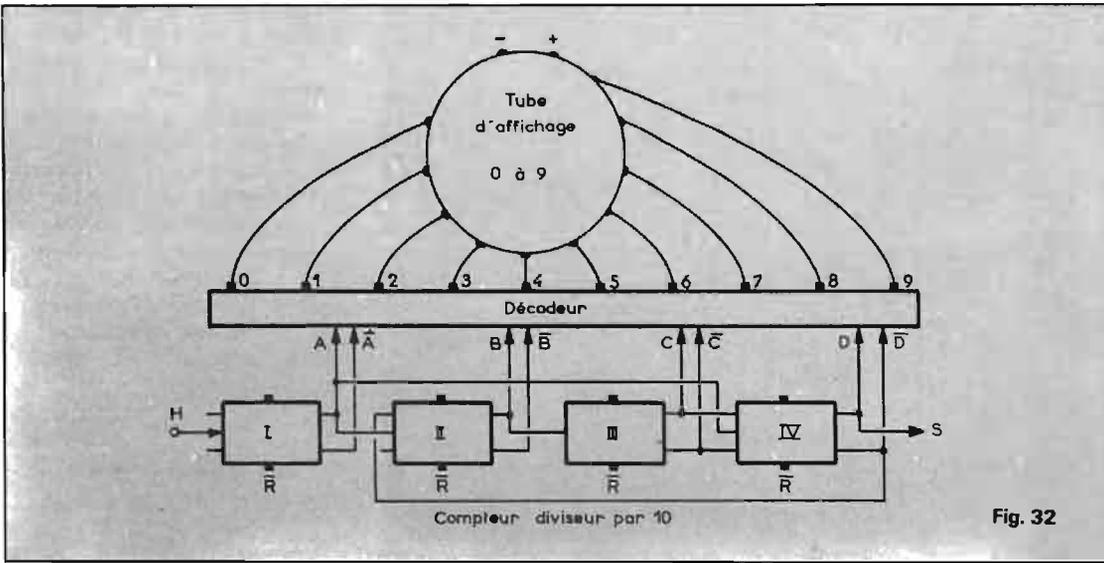


Fig. 32

la figure 33. Les tensions ABCD sont complémentaires à $\bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}$. Si $A = 1, \bar{A} = 0...$ En admettant que l'entrée H du compteur ait reçu sa 7^e transition descendante les états des bascules sont $A = 1, \bar{A} = 0, B = 1, \bar{B} = 0, C = 1, \bar{C} = 0, D = 1, \bar{D} = 0$. L'état 1 correspond toujours à une tension positive qui est ici de 5 V. L'état 0 correspond à 0 V. Dans ces conditions on peut facilement vérifier que les diodes 1, 7, 9, 10, 11 et 13 ne conduisent pas

et que les diodes 2, 3, 4, 5, 6, 8 et 12 au contraire se trouvent à l'état de conduction. Connaissant les états des diodes il sera facile de vérifier celui des transistors. On constate alors qu'un seul transistor se trouve à l'état de conduction : c'est le transistor T_7 . Celui-ci porte le point 7 du tube d'affichage au potentiel de la masse et comme ce point est relié au chiffre métallique 7 à l'intérieur du tube, la tension appliquée entre le chiffre 7 et l'anode du tube est

de 170 V d'où l'ionisation du gaz et illumination du chiffre 7.

Le fonctionnement de l'ensemble décodeur-afficheur se trouve résumé par la table de vérité.

Dans le cas d'un fréquence-mètre nous devons appliquer le signal à mesurer à l'entrée H du premier compteur pendant un temps très précis donné par l'horloge. Celle-ci ouvre une porte à l'entrée H (à l'aide de J) et referme la porte au bout de 1 seconde par exemple. L'affichage

indique alors directement la fréquence. Au bout de quelques secondes l'horloge porte toutes les sorties Q des bascules à zéro. Après cette remise à zéro par R l'horloge ouvre à nouveau la porte pendant une seconde où les compteurs produisent un second affichage qui dure encore quelques secondes afin de faciliter sa lecture. Nouvelle remise à zéro, etc.

APPAREILS DE MESURE DIGITAUX

Nous avons déjà vu comment on peut convertir les états binaires en tension et inversement une tension en états binaires. Dans le premier cas, nous avons appliqué la tension à mesurer à l'une des deux entrées d'un détecteur de zéro dont la seconde entrée se trouvait reliée à la sortie du convertisseur digital-analogique dont les portes étaient commandées par les bascules d'un compteur (Fig. 30). Lorsque la tension délivrée par le convertisseur atteignait la même valeur que celle de la tension à mesurer, le détecteur de zéro arrêtait le compteur dont les états binaires étaient

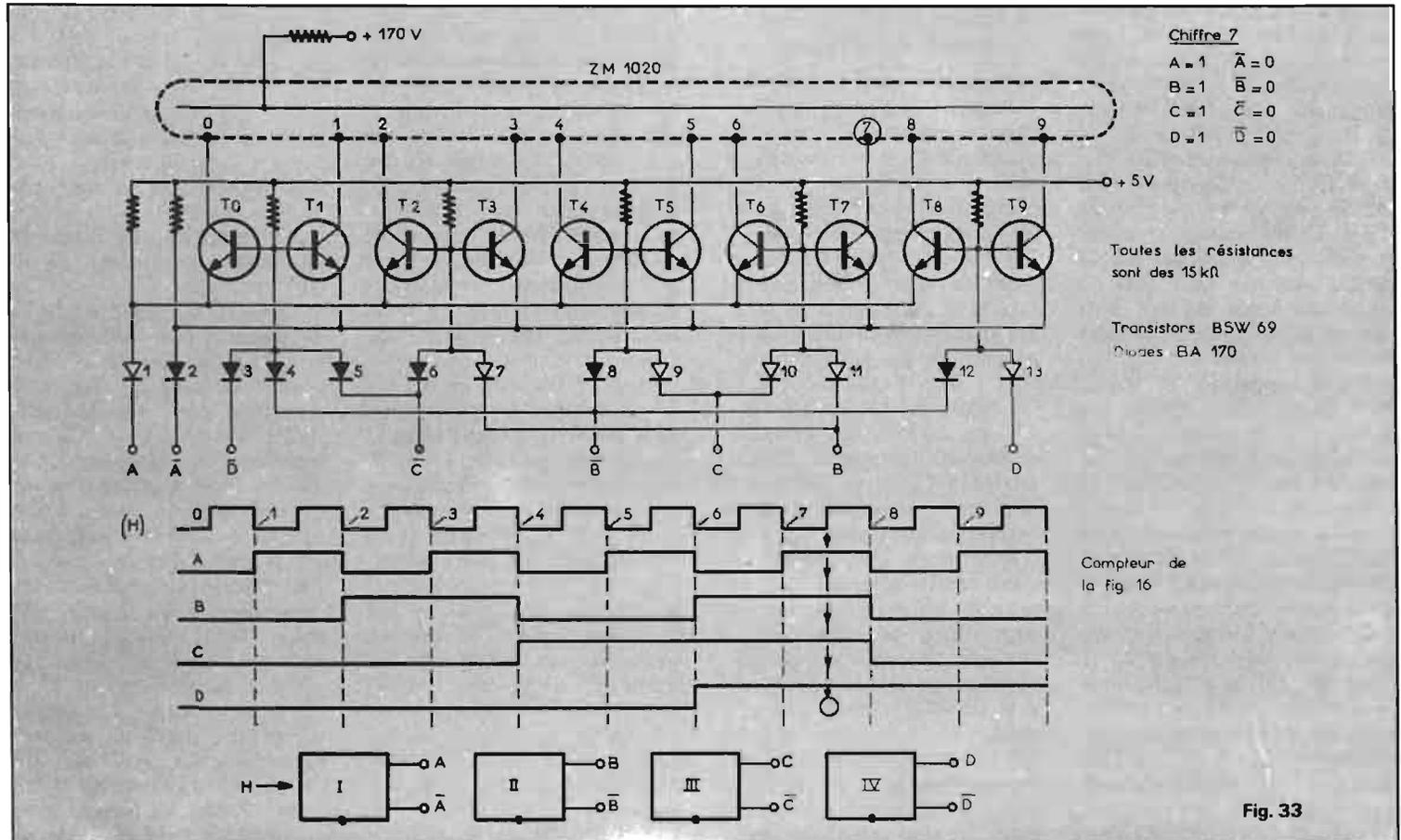
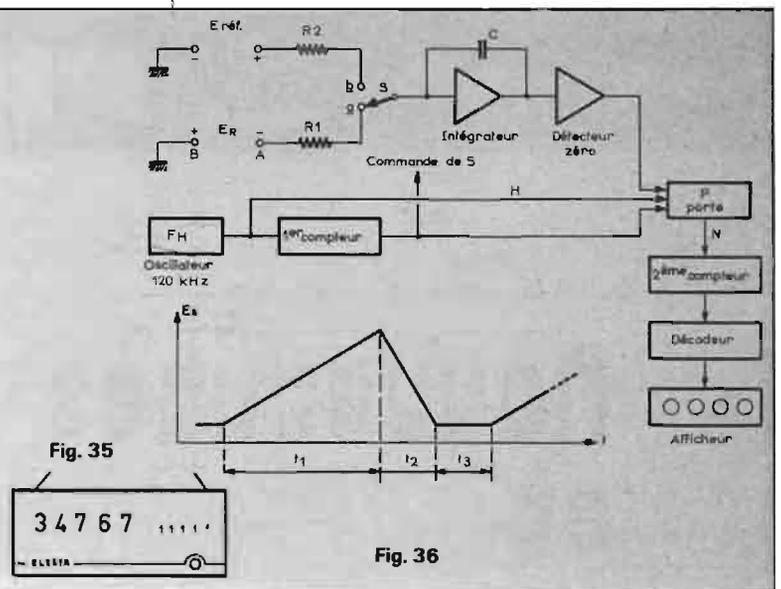
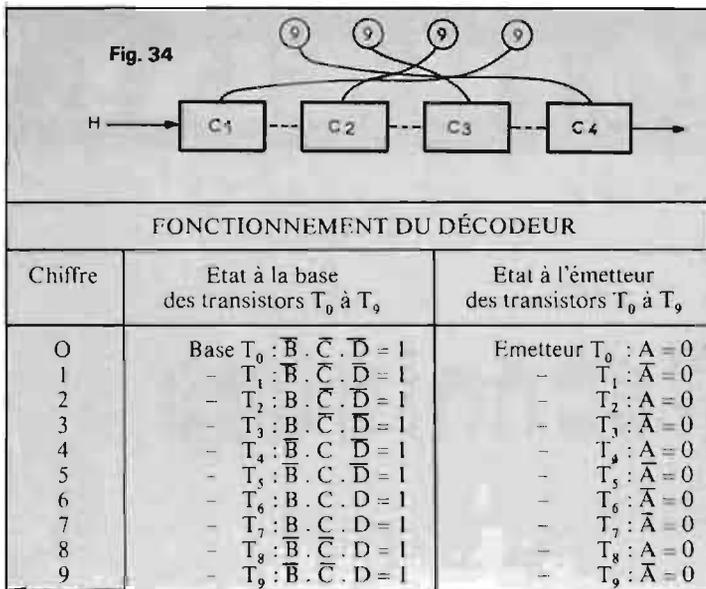


Fig. 33



ensuite transférés dans le registre. Il suffisait donc de décoder ces états binaires pour obtenir l'affichage de la tension à mesurer.

Il existe une autre solution pour effectuer cette mesure. Elle donne une meilleure précision et se trouve maintenant généralisée dans tous les multimètres. Le schéma synoptique de cette méthode est celui de la figure 36. La tension à mesurer se trouve aux bornes A et B. Elle est reliée à l'entrée d'un intégrateur de tension pendant le temps t_1 à l'aide d'un commutateur électronique S commandé par une horloge. La tension à la sortie de l'intégrateur augmente alors linéairement et devient au bout du temps t_1 $E_s = \frac{E_c \cdot t_1}{R_1 \cdot C}$

Au bout du temps t_1 , l'horloge a commandé un compteur dont la dernière bascule commute S de a vers b. L'entrée de l'intégrateur n'est plus reliée à la tension

E_c à mesurer mais à une tension stabilisée E_{ref} de polarité opposée à celle de E_c . La tension à la sortie de l'intégrateur qui était E_s va diminuer linéairement et sera nulle au bout du temps t_2 .

Il suffit de compter les impulsions de l'horloge pendant le temps t_2 pour obtenir la lecture de la tension à mesurer E_c .

Si la fréquence de l'horloge est F_H le nombre n d'impulsions que l'horloge a générées pendant le temps t_2 sera $F_H \cdot t_2$ d'où le temps $t_2 = n/F_H$. Ceci nous permet de poser :

$$\frac{E_c \cdot t_1}{R_1 \cdot C} = \frac{E_{ref} \cdot t_2}{R_2 \cdot C} = \frac{E_{ref}}{R_2 \cdot C} \cdot \frac{n}{F_H}$$

$$E_c = \frac{E_{ref}}{R_2 \cdot C} \cdot \frac{n}{F_H} \cdot \frac{R_1 \cdot C}{t_1}$$

donc :

$$E_c = \frac{E_{ref} \cdot n \cdot R_1}{R_2 \cdot F_H \cdot t_1}$$

Il suffit donc de compter le nombre n pour obtenir la valeur

de la tension à mesurer E_c étant donné que nous connaissons parfaitement la fréquence de l'horloge F_H , le temps t_1 où S est sur a où

$$t_1 = \frac{n}{F_H}$$

en fixant n , la valeur de la résistance R_1 , la valeur de la résistance R_2 et la tension stabilisée E_{ref} . L'avantage de cette méthode est sa grande précision : si F_H augmente ou diminue le nombre n augmentera ou diminuera également ce qui veut dire que la variation de F_H se trouve compensée par la variation de n .

La précision dépend principalement de la stabilité de la tension de référence E_{ref} .

Le commutateur S quitte le point a au bout de n impulsions d'horloge qui produisent l'état 1 à l'une de ses bascules. Il passe de a à b. La tension inverse

E_{ref} produit alors la descente de E_s de l'intégrateur. Lorsque $E_s = 0$, le détecteur à méthode zero ferme la porte P et le comptage s'arrête. La première bascule de fréquence produit l'état 1 au bout du temps t_1 où a lieu la commutation de S de a vers b. Le 1^{er} diviseur-compteur ouvre en même temps la porte P du second diviseur-compteur qui commence à fonctionner pendant toute la durée t_2 où E_s n'est pas nulle. Quand $E_s = 0$, le détecteur zero ferme la porte P du compteur en mettant J de la 1^{re} bascule à zéro. Le décodeur convertit les états binaires des bascules du second compteur en tension qui illumine les chiffres de l'affichage. Le premier compteur garde un temps d'arrêt destiné à la lecture de l'affichage et le fonctionnement recommence comme précédemment.

R. ASCHEN.

LE PORTACOULEUR 42 PIZON BROS

Suite de la page 157.

aussi par la liaison entre T121 et T118.

Les créneaux de basculement du transistor T121 (Fig. 2) sont dérivés de sorte à fournir une impulsion supplémentaire qui remet automatiquement la bascule à la demi-fréquence ligne à l'heure.

B9) Signaux d'effacement

L'effacement « ligne et trame » s'effectue par le transistor T127. Les impulsions « trame » issues du monostable 1/2 H 102 D1 sont

appliquées à la base du T126. Comme elles n'ont pas la durée nécessaire, on augmente la durée du créneau par une intégration « 22 kΩ - 22 nF » et une diode zener (D116) en série avec la base. Après amplification, ces créneaux actionnent la base du T127.

La même base reçoit les impulsions du retour-ligne convenablement mises en forme. Les signaux amplifiés sont appliqués au Wehnelt (ka3) par une 0,47 μF (C170) et alignés sur la tension fixée par

le potentiomètre de lumière grâce à la diode D128.

B10) Limitation du courant de faisceau

Une résistance de 10 kΩ est insérée dans le retour de la masse du triplé. Une tension négative se développe à ses bornes, dépendant du courant de faisceau. Cette tension est appliquée à la base du T129 (ka1) et amplifiée par T128. Ce transistor limite la tension qui est appliquée au potentiomètre de

commande de luminosité (sortie (ka5) à une valeur maximale réglable.

(à suivre)

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE

N. - B. Cet article a été rédigé avec le concours de Monsieur NISSEN, Directeur Technique de la Société PIZON-BROS et résulte de documents réalisés par cet établissement.

Nouveautés Techniques et Conseils Pratiques

UN APPAREIL PHOTOGRAPHIQUE ORIGINAL

LES appareils photographiques les plus répandus sont encore des modèles 24 x 36 à obturateur de plaque du type reflex monobjectif avec réglage de l'exposition obtenu au moyen d'une ou plusieurs cellules photo-électriques disposées derrière l'objectif. Mais, sur cette base, il existe de nombreuses variantes de plus en plus perfectionnées présentant des particularités intéressantes.

Le modèle Canon Ex-Auto offre ainsi des simplifications de manœuvre et de fonctionnement, et des détails de fabrications originaux. Les solutions adoptées permettent, en outre, de réduire le prix de vente et d'offrir à l'amateur pour un prix relativement réduit un appareil complet avec toute une série d'objectifs de différentes longueurs focales, permettant ainsi l'adaptation aux différents cas de prises de vues rencontrés en pratique.

L'ensemble de l'objectif n'est pas, en effet, démontable; il est interchangeable, mais avec une base commune et des lentilles disposées à l'arrière d'une manière fixe sur le boîtier de l'appareil; on peut y adapter des éléments frontaux interchangeables à montures filetées (Fig. 1).

Il est ainsi possible d'utiliser à volonté une combinaison de

50 mm de focale F : 1,8 standard, d'obtenir un objectif grand angulaire de 35 mm F : 3,5, un téléobjectif de 95 mm également F : 3,5, ou même un téléobjectif de très longue distance focale de 195 mm.

Une autre simplification intéressante est constituée par le système de chargement du film, entièrement automatique. Il n'est plus besoin de fixer, comme à l'habitude, l'extrémité du film en cartouche sur l'axe de bobinage commandé par le levier d'avancement du film; il suffit d'introduire la cartouche dans son compartiment, et d'étendre l'amorce à plat jusqu'à ce que son extrémité vienne au-dessus d'un repère rouge de positionnement. On rabat le couvercle du boîtier, ce qui referme un presseur, et il suffit alors, après fermeture du couvercle et verrouillage, de procéder à trois déclenchements sans exposition, en manœuvrant chaque fois le levier d'armement pour faire avancer le film.

La lumière est mesurée à pleine ouverture à travers l'objectif pour déterminer les conditions d'exposition automatique, grâce à une cellule au sulfure de cadmium placée au-dessus de l'oculaire de visée. Cette cellule contrôle ainsi la surface totale de l'image avec sensibilité accrue dans la partie centrale; mais le dispositif de réglage de l'ouverture du diaphragme et du temps de pose correspondant est tout à fait particulier.

A la gauche du boîtier et concentriquement à la manivelle de rebobinage, se trouve une bague de commande; en plaçant cette bague sur un repère, la cellule photo-électrique est couplée intégralement suivant la sensibilité du film en degrés ASA de 25 à 800, que l'on règle au préalable de la manière habituelle au moyen d'une bague disposée sur le bouton de réglage de la vitesse d'obturation.

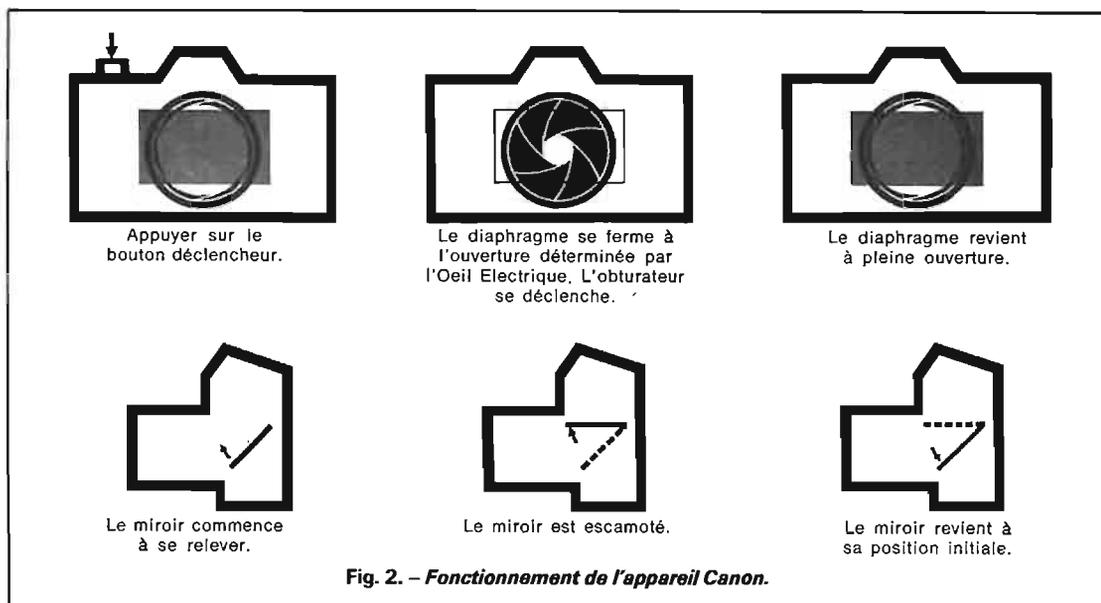
Dans ces conditions, l'opérateur n'a pas besoin de régler l'ouverture du diaphragme d'après les indications de l'aiguille du repère que l'on peut observer dans le viseur. En appuyant simplement

sur le bouton de déclenchement, le diaphragme se ferme sur l'ouverture appropriée par un dispositif électronique, ce qui assure une exposition automatique dans les conditions optimales. Cette vitesse d'obturation varie de 1/8^e de seconde à 1/500^e; elle est assurée par un rideau focal (Fig. 2).

Il est également possible, évidemment, de régler manuellement la vitesse d'obturation en tournant un cadran sélecteur disposé à droite, jusqu'à la position choisie en face d'un repère. Mais le réglage de l'ouverture du diaphragme correspondant ne s'effectue plus alors par un procédé mécanique en tournant une



Fig. 1. - Appareil photographique. Ex. Auto Canon.



bague disposée habituellement sur la monture de l'objectif. Cette bague est supprimée; ce réglage s'effectue uniquement par un dispositif électronique ou plutôt électro-mécanique, en agissant sur la bague concentrique au levier de déroulement indiqué plus haut. Cette bague porte, en effet, des graduations indiquant l'ouverture du diaphragme que l'on peut obtenir et, en même temps, d'ailleurs, une aiguille se déplace dans le viseur et montre l'ouverture choisie.

Le verre dépoli du viseur contrôle la totalité de l'image, telle qu'elle apparaît sur le film; on peut adapter un viseur d'angle et une loupe, ainsi que des lentilles correctrices pour les personnes myopes ou presbytes. Un télémètre constitué par une plage circulaire de micropismes occupe la partie centrale du viseur, et permet ainsi une mise au point plus précise, tout en étant rapide.

La prise de vue au flash peut être réalisée également dans des conditions automatiques originales avec l'objectif F : 1,8 et un petit flash à piles placé sur le support disposé au centre du boîtier.

A cet effet, on appuie sur un commutateur disposé sur une bague de l'objectif, de façon à l'enclencher et à l'accoupler avec l'encoche de l'échelle de distance. On règle le cadran sélecteur des vitesses pour obtenir la vitesse de 1/60^e, et on place la bague de commande de l'ouverture du diaphragme sur une position de repère déterminée.

On met au point de la manière habituelle, et on vérifie l'aiguille du posemètre, qui apparaît sur une plage de mesure colorée; on appuie légèrement sur le bouton déclencheur. Si l'aiguille reste bloquée sur un repère de sur- ou de sous-exposition, la distance de prise de vue est trop rapprochée

ou trop éloignée; bien entendu, l'appareil peut également être utilisé de la manière habituelle avec un flash ordinaire ou à computer.

Enfin, l'appareil permet les surimpressions volontaires, en rebobinant lentement le film et en arrêtant le bobinage dès qu'un repère rouge du bouton de débrayage a effectué 7/8^e de tour, puis en actionnant le levier d'armement.

Cet appareil simple et de prix abordable présente ainsi un grand nombre de particularités intéressantes, en particulier ses éléments frontaux interchangeables d'objectifs, qui ne diminuent pas la qualité des images obtenues et leur définition.

UNE CAMÉRA PERFECTIONNÉE A MACROCINÉMATOGRAPHIE

L'utilisation des objectifs zoom à grand rapport de variation de focale permet des prises de vues en macrocinématographie très intéressantes. C'est ainsi qu'un nouveau modèle de caméra Super-8. Minolta 8 D 12 est équipé avec un objectif zoom de 6,5 mm à 68 mm de focale, de rapport 10, qui permet de filmer jusqu'à la surface frontale de l'objectif. Cette caméra est pourvue, en outre, d'un obturateur variable automatique et d'un mécanisme de fondu enchaîné automatique et manuel; l'exposition peut être réglée automatiquement ou manuellement (Fig. 3).

Le défilement du film est assuré par un micro-moteur électrique avec régulation par trois transistors; le micro-moteur séparé du zoom électrique est commandé par circuit intégré. La cadence est réglable de 8 à 24 images/seconde avec variation totale de l'amplitude du zoom de 2 à 12 secondes, et programmation de 5 vitesses.

L'obturateur est du type à rotation variable, ouverture à moitié ou au 1/4 pour doser les effets de fondu automatique ou manuel, synchronisation X pour prise de vues image par image au flash.

Le système de réglage de l'exposition s'effectue par une cellule CdS très sensible avec circuit spécial en pont alimenté par piles sèches contenues dans la poignée pliante. La gamme de sensibilité des films utilisables s'étend de 10 à 400 ASA pour les films-couleur lumière du jour, et de 16 à 460 ASA pour les films lumière artificielle. L'ouverture minimale du diaphragme de F : 45 évite pratiquement l'emploi de filtres de compensation gris-neutre. La sensibilité du film est automatiquement réglée, dès la mise en place du chargeur.

L'oculaire du viseur est réglable avec dispositif de verrouillage, obturateur de lumière parasite, signal indicateur d'exposition et d'ouverture du diaphragme, ouverture de l'obturateur, indicateur de défilement correct et de fin du film.

Cette caméra possède, en outre, un déclencheur électro-magnétique de l'obturateur pour commande à distance avec blocage en marche continue, un filtre incorporé à positionnement automatique ou manuel, pour utilisation du film couleur artificielle à la lumière du jour, un dispositif de synchronisation pour flash incorporé, et on peut lui adapter un système d'intervallomètre, et un cordon de commande de magnétophone.

LE NOUVEAU PROJECTEUR SONORE SUPER-8

Le projecteur sonore à piste magnétique constitue l'appareil le plus simple permettant la sonori-

sation des films réduits, en particulier, Super-8 pour obtenir pratiquement les meilleurs résultats. Il est nécessaire de pouvoir doser et nuancer les thèmes musicaux et les bruitages pour constituer un support adapté exactement aux images, grâce à un appareil d'utilisation très souple, à la fois, simple, perfectionné et commode.

Le nouveau projecteur Super-8 Bolex S.P. 80 permet ainsi le réglage manuel aussi bien qu'automatique du niveau sonore au moment de l'enregistrement, de façon à régler au mieux le contraste musical. Le réglage automatique assure, par ailleurs, un niveau sonore équilibré, en excluant tout risque de fausse manœuvre.

Le contrôle de ce niveau s'effectue, non pas à l'aide d'un appareil à aiguille genre « vumètre », mais de diodes lumineuses, qui s'allument ou s'éteignent successivement en fonction de l'intensité du signal d'entrée, ce qui assure une indication immédiatement visible et pratique.

Le choix des thèmes musicaux peut être effectué par l'écoute directe sur le haut-parleur de l'appareil en utilisant l'amplificateur, et le réglage du niveau à l'arrêt avec le projecteur chargé, sans le mettre en marche.

Par simple action sur un bouton, on peut faire varier de 0 à 100 % le niveau du son enregistré, tout en atténuant dans une proportion équivalente un enregistrement précédent. Lorsque l'effacement n'est pas réalisé à 100 %, le fait est signalé par une lampe témoin, ce qui permet d'obtenir une sonorisation très complète de haute qualité.

On peut ainsi effectuer des surimpressions de commentaires et de bruitages, qui se détachent sur un fond musical avant de s'estomper et de disparaître plus ou moins complètement, tandis que la musique revient, au contraire, au premier plan. Au moyen de ce même bouton, on peut commencer l'enregistrement exactement au moment voulu, lorsque le projecteur est en marche, en réalisant ainsi des fondus enchaînés sonores et des transitions brusques, et en observant les indications du compteur d'images.

Le dispositif d'enregistrement est combiné avec le commutateur principal, de sorte que ce système de verrouillage évite tout risque d'effacement involontaire.

La qualité de la reproduction sonore est, d'ailleurs, très satisfaisante; la puissance de l'amplificateur de 6 W est largement suffisante dans une chambre d'appartement moyenne et la puissance de l'amplificateur est suffisante pour un commentaire direct. Le haut-parleur incorporé lui-



Fig. 3. - Caméra Super-8 Minolta 8 D 12.

même, de dimensions relativement grandes, est d'une puissance admissible de 10 W.

Par ailleurs, l'objectif zoom présente une grande ouverture de F : 1,3, avec distance focale de 15 à 30 mm; le chargement est entièrement automatique, la vitesse de projection réglable sur 18 ou 24 images/seconde, avec affichage lumineux de la cadence choisie.

LA PHOTOGRAPHIE SUR LA NEIGE AVEC DES APPAREILS DE POCHE GENRE POCKET INSTAMATIC

L'apparition sur le marché des appareils très réduits, qui se glissent aisément dans une poche, permet désormais de réaliser sans risque pour l'appareil ou le skieur en cas de chute des photographies aux sports d'hiver. Le cadre des montagnes en hiver et les courses des skieurs constituent d'excellents sujets photographiques.

Quand vous photographiez un paysage de montagne enneigée, efforcez-vous d'y inclure des taches de couleurs vives; bennes rouges du téléphérique, skieurs aux couleurs chatoyantes, etc.

Pour filmer un skieur d'assez près, en pleine action plongeant sur des pentes raides, rebondissant sur un dos d'âne ou changeant de direction au milieu d'un nuage de neige, cadrez simplement le skieur dans votre viseur, suivez-le dans son déplacement et appuyez sur le déclencheur, quand le sujet atteint l'endroit où vous avez choisi de le photographier. Vous obtiendrez un sujet net sur un fond flou qui rendra l'impression de vitesse; cette technique n'est pas difficile à mettre en application, et donne d'excellents résultats.

Attention cependant, le réglage du temps d'exposition comporte un risque de sous-exposition, quand on photographie un personnage isolé sur un champ de neige; en effet, la luminosité ambiante,

celle de la neige, qu'enregistre surtout l'œil de la cellule est très supérieure à celle du sujet.

Si l'on n'y prend garde, celui-ci sera trop sombre; on a donc intérêt à éliminer l'influence de la réflexion sur la neige en faisant des gros plans, lorsque l'appareil ne dispose pas d'un réglage manuel du diaphragme.

Dernier conseil : les appareils « Pocket » tiennent dans n'importe quelle poche; mais, évitez toutefois de les maintenir près du corps, trop au chaud. Lorsque vous les sortirez pour faire une photo, la différence de température avec l'extérieur risquant de couvrir l'objectif de buée, ce qui produirait une photo floue. Une poche extérieure convient très bien pour leur transport, d'autant qu'un étui, peu coûteux, a été spécialement étudié pour ces appareils, et les protège du froid comme des chocs.

COMMENT PHOTOGRAPHER LES ULTRASONS

L'homme n'est pas un chien ou une chauve-souris; il entend donc très rarement les ultrasons. Il peut cependant maintenant les voir et les photographier, en utilisant un matériel optique de très haute qualité.

Le Docteur-Ingénieur Joseph Godo, de la Société Réalisations Électroniques de Meaux, est parvenu à mettre au point une technique rendant visible en couleurs l'émission de faisceaux ultrasonores; il lui a été possible également d'expérimenter des techniques variées de visualisation et d'obtenir l'image du faisceau sous forme négative ou positive (Fig. 5).

Si l'application en est relativement compliquée, le principe est simple. Il repose sur l'observation suivante : lorsqu'un faisceau lumineux traverse perpendiculairement un faisceau ultrasonore, ce dernier provoque la diffraction de la lumière. Il est alors possible, grâce

à un appareillage approprié, d'obtenir sur un écran ou une plaque photographique une image des phénomènes ultrasonores; en utilisant un film Kodak Ektachrome-X, ce technicien a pu fixer une image fidèle du phénomène.

Ces résultats seront précieux pour les sociétés qui fabriquent des lentilles acoustiques, et qui pourront ainsi vérifier la perfection de leurs produits; ce procédé permettra également d'étalonner les sondes ultrasonores.

Il est possible aussi qu'il trouve son emploi dans le domaine médical, où l'on utilise des faisceaux ultrasonores, dont il faut connaître la forme, pour les traducteurs donnant les diagnostics médicaux.

LA POLARISATION EN NOIR ET BLANC ET EN COULEURS

Il est possible de décomposer un faisceau de lumière naturelle en deux faisceaux de lumière polarisée, possédant une orientation, des propriétés bien distinctes en ce qui concerne la réflexion, la réfraction et la transmission à travers certaines substances optiquement actives.

La lumière naturelle a des propriétés uniformes, sans direction privilégiée autour de sa direction de propagation du rayon lumineux. Lorsqu'on envoie un faisceau lumineux sur un miroir, un verre plan ou une lentille, il n'y a pas à considérer en général, l'orientation du faisceau autour de la direction de propagation, pour connaître la nature de la réflexion, et de la réfraction, c'est-à-dire de son passage à travers la masse de verre.

Par contre, on peut, à l'aide de systèmes particuliers et simples,

donner une orientation aux propriétés du faisceau lumineux autour de la direction de propagation; on dit qu'on obtient des rayons lumineux polarisés, et qu'on réalise une polarisation (Fig. 6).

En particulier, il est possible de séparer un faisceau de lumière naturelle en deux faisceaux polarisés linéairement en deux plans de polarisation; ces deux plans sont perpendiculaires l'un par rapport à l'autre.

Les deux faisceaux lumineux polarisés linéairement présentent alors des propriétés de réflexion et de réfraction qui varient suivant l'orientation du plan de polarisation, par rapport à la direction de la lumière, qui vient frapper le milieu transparent ou réfléchissant.

On peut avoir recours à différents systèmes appelés polariseurs qui permettent d'obtenir un seul faisceau de lumière polarisée dans un plan. Chacun de ces systèmes ne transmet évidemment que la moitié du flux lumineux au maximum, sans tenir compte des pertes inévitables par réflexion ou par absorption.

Lorsqu'on place deux de ces systèmes polariseurs l'un derrière l'autre, avec la même orientation par rapport à l'axe de propagation de la lumière, c'est-à-dire lorsque les deux polariseurs sont parallèles, le deuxième polariseur transmet toute la lumière transmise par le premier; en tenant simplement compte des pertes inévitables par réflexion ou par transmission.

Mais, si le deuxième polariseur est tourné de 90° autour de l'axe de direction de la lumière par rapport au premier, il ne transmettra plus la lumière polarisée transmise par le premier; on dit alors que les polariseurs sont croisés.

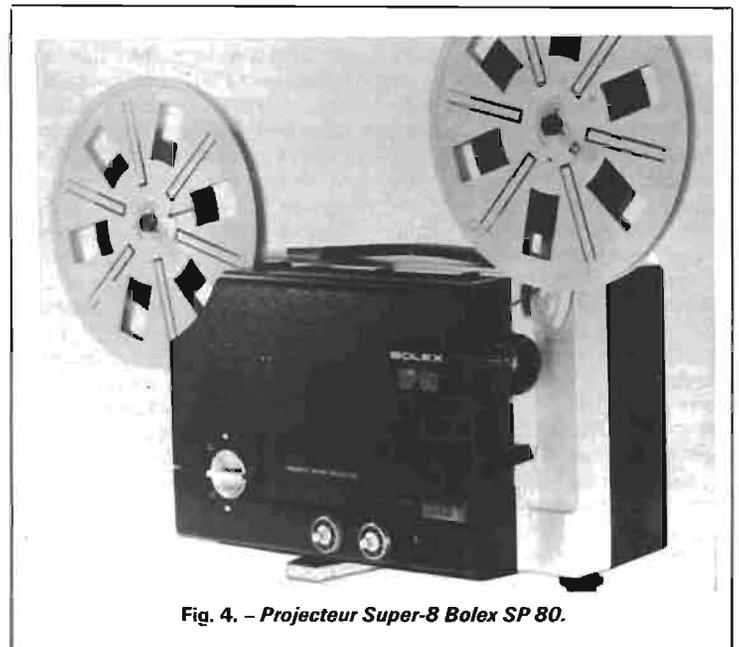


Fig. 4. - Projecteur Super-8 Bolex SP 80.

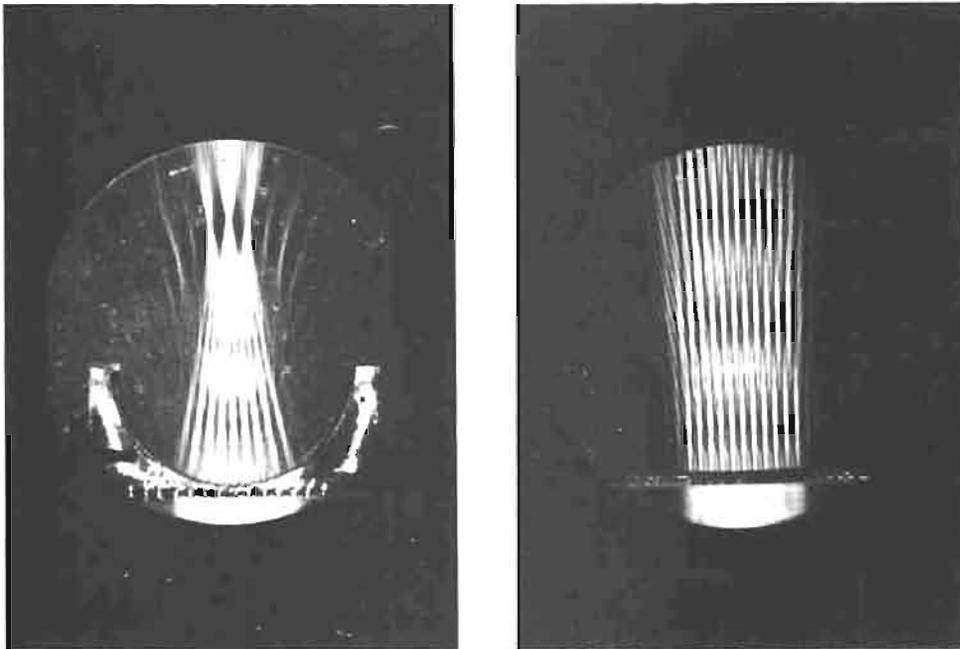


Fig. 5 et 5 bis. - Faisceaux ultrasonores photographiés (Réalisation Ultrasonic).

Lorsque l'orientation des deux systèmes l'un par rapport à l'autre varie, la lumière finalement transmise varie également et on a ainsi un dispositif capable de faire varier l'intensité de la lumière finale.

Parmi les polariseurs que l'on peut employer, il y a des prismes formés de substances que l'on appelle biréfringentes, par exemple, du spath d'Islande, c'est-à-dire du carbonate de chaux carbonisé qu'on appelle des prismes de Nicol, ou, tout simplement, des nicols. On peut aussi utiliser avec moins de succès et dans certaines conditions des piles de glaces contenant un grand nombre de lames de verre parfaitement propres et homogènes.

Mais, à l'heure actuelle, les systèmes polariseurs utilisés pratiquement sont formés, en réalité, de feuilles transparentes grisâtres très minces, d'une épaisseur de quelques dixièmes de millimètre en résine synthétique contenant dans leur masse des cristaux biréfringents minuscules d'héraphthite orientés au cours de la fabrication par des procédés spéciaux. Ces écrans ont été perfectionnés grâce à l'utilisation de procédés de fabrication par dépôt de couches multiples à indice alternativement fort et faible, analogue aux couches anti-réfléchissantes.

Ce sont des lames de ce genre qui sont utilisées désormais pour la fabrication des lunettes de soleil bien connues, que l'on adapte simplement pour protéger les vues fragiles en remplacement des verres fumés ordinaires d'autrefois, qui présentaient de nombreux inconvénients.

Comme nous venons de la

noter, la lumière est également partiellement polarisée par la réflexion ou la réfraction sur une lame de verre ou autre substance transparente, homogène et isotrope. Pour une certaine incidence théorique, le faisceau réfracté ne contient plus de lumière naturelle, mais seulement de la lumière polarisée dans un plan perpendiculaire à la lumière réfléchi. Pratiquement, ce phénomène ne se produirait que sur une surface parfaitement propre et homogène ne produisant aucune difficulté sous l'effet des poussières et des imperfections de poli optique (Fig. 7).

Par le passage de la lumière à travers une pile de glaces contenant un grand nombre de lames de verre de ce genre, les lumières réfléchies et transmises sont polarisées en grande partie dans deux plans respectivement perpendiculaires l'un par rapport à l'autre.

UN PREMIER EMPLOI : L'ÉCRAN DE POLARISATION

Les écrans polariseurs spécialement réalisés avec des lames polaroid peuvent être employés normalement au même titre que les filtres colorés pour améliorer les images ou en modifier le caractère.

Ils permettent ainsi spécialement l'élimination des reflets sur les surfaces non métalliques, particulièrement gênants pour les photographies de personnages en gros plan portant des lunettes, pour les prises de vues de devantures de magasins, les prises de vues devant les miroirs, etc.

Les écrans polarisés permettent aussi de modifier la répartition des

couleurs, d'éliminer l'excès de coloration bleue provenant de l'eau, des lacs, de la mer ou des rivières, une saturation des couleurs et une dominante jaunâtre. Grâce à eux, on peut adoucir le bleu du ciel, pour mieux mettre en valeur une couleur complémentaire par exemple, faire ressortir un massif de fleurs jaunes sur un ciel bleu. Des effets de nuit sont également possibles en combinant leur effet avec celui d'un filtre bleu, du genre de celui adopté avec le Kodachrome « Lumière du jour », employé pour la prise de vues en lumière artificielle, avec des lampes éclair.

En disposant deux écrans l'un derrière l'autre, diversement orientés, l'un jouant le rôle de polariseur et l'autre d'analyseur on peut réaliser, nous l'avons montré, un réglage de la lumière incidente ce

qui permet en principe d'obtenir des effets de fondu aussi bien à l'ouverture qu'à la fermeture. Mais ces filtres produisent une certaine perte de luminosité et il est assez difficile de réaliser un effet vraiment progressif (Fig. 6).

Enfin, la combinaison d'un écran de polarisation avec un filtre comprenant des colorants jaune et bleu permet d'obtenir un grand nombre d'effets compensateurs pour la prise de vues en couleurs sans avoir à sa disposition un grand nombre d'éléments.

Le système permet de changer ainsi la tonalité générale de couleur d'une scène, même en marche au risque, il est vrai, d'une certaine absorption de lumière.

Le système est formé ainsi uniquement de deux filtres, le premier de polarisation et le deuxième coloré, jaune et bleu, d'où son nom technique de dichroïque, mais par suite de la fabrication spéciale de l'écran, les colorants composants n'agissent que dans un seul plan. Dans ces conditions, le colorant jaune n'a d'effet que pour la lumière polarisée traversant la couche dans le plan vertical par exemple, et le colorant bleu n'a d'effet qu'en faisant pivoter l'écran de 90°, alors que le filtre jaune n'agit plus.

L'effet du filtre jaune consiste dans une atténuation des dominantes bleues et celui du filtre bleu dans une action sur les dominantes jaunes; on peut obtenir à volonté l'effet désiré en laissant immobiles les filtres colorés, et en faisant varier l'orientation du filtre de polarisation.

LES FILTRES POLARISERS PRATIQUES ET LEURS EMPLOIS

Les filtres polariseurs ont normalement la forme de verres de

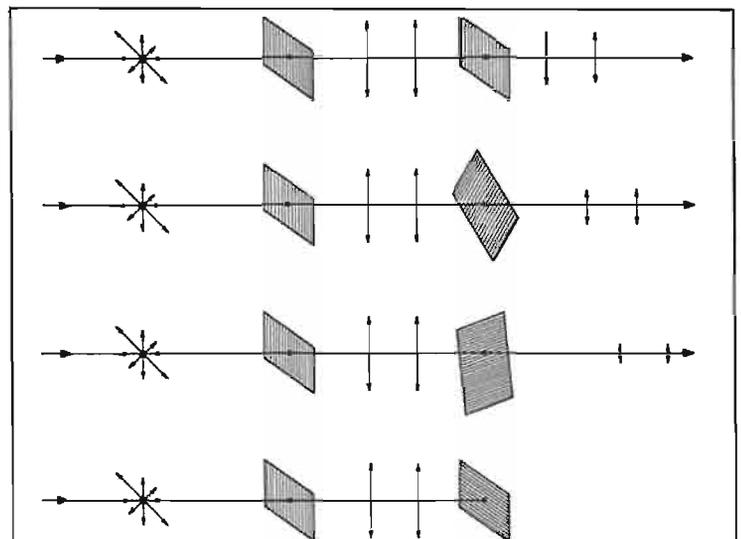


Fig. 6. - Effets de polarisation de la lumière.

teinte neutre et grise tirant parfois légèrement sur le vert ce qui ne présente pas d'inconvénient en noir et blanc, mais peut provoquer des distorsions jaunes ou verdâtres avec les films en couleurs impressionnés au milieu de la journée. Il y a ainsi moins de risque en opérant tôt le matin ou tard le soir, et il est possible de supprimer ce défaut en combinant le film Polaroid et un film magenta de faible densité absorbant le vert, par exemple, du type 20 M Kodak en augmentant de 1/3 l'ouverture normale pour le filtre polarisant (tableau I).

La monture du filtre porte, en général, un repère gravé et, en observant la scène à filmer à travers le viseur reflex, on peut monter directement le film sur l'objectif et le tourner vers la droite ou la gauche, jusqu'à ce qu'on obtienne l'effet désiré. S'il n'y a pas de visée directe, il suffit de tenir simplement le filtre à hauteur de l'œil et de l'orienter lentement à la main, puis de le replacer sur l'objectif autant que possible à l'angle choisi.

L'effet perçu par l'œil avec observation directe est un obscurcissement progressif, mais qui n'est pas traduit de la même manière sur l'émulsion; il faut donc observer uniquement la disparition de certains reflets ou l'obtention des tonalités plus soutenues du ciel par rapport aux plages colorées avoisinantes. On peut donc choisir une position intermédiaire de réglage du filtre en tenant compte du contraste et de la suppression des reflets désirés.

Il existe, d'ailleurs, des filtres polarisants de couleurs bleu, jaune, violet, rouge, vert ou orange, ainsi qu'en ultraviolet ou infrarouge, ce qui permet de combiner plusieurs effets.

Il est également possible

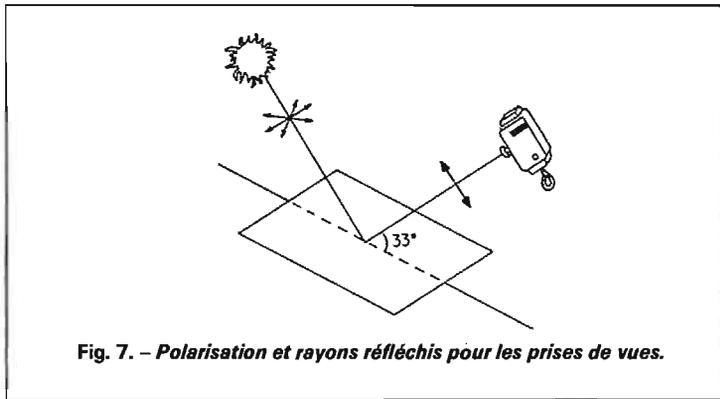


Fig. 7. - Polarisation et rayons réfléchis pour les prises de vues.

d'obtenir des polariseurs en feuilles plastiques, bien que le filtre en verre soit préférable, plus robuste et plus commode, car le filtre nu est plus fragile, et il doit être manipulé plus souvent, ce qui l'expose à des contacts accidentels ou à des rayures.

Ces filtres polarisants en feuilles plastiques ne peuvent pas avoir une planéité parfaite, ni une épaisseur absolument uniforme; ils sont plutôt destinés à être utilisés, non sur un objectif mais devant une source de lumière, pour certaines applications particulières.

Le film polarisant absorbe une certaine quantité de lumière; lorsque celle-ci n'est pas polarisée, il rend donc nécessaire la prolongation du temps de pose et une ouverture plus grande du diaphragme. Le coefficient appliqué varie selon le type et la marque du polariseur, entre 2,5 et 4, et correspond à une ouverture supplémentaire du diaphragme de 1/3 à 2 divisions. Avec un posémètre, il faut déterminer le coefficient exact avec des essais systématiques, avec des sujets sans reflets et sans effets de ciel, mais la sensibilité chromatique du film n'a pas d'influence, et le coefficient trouvé est

valable pour toutes les émulsions en couleurs et en noir et blanc.

Avec des appareils reflex et lecture d'exposition à travers l'objectif, il suffit d'effectuer directement la mesure à travers l'objectif, ce qui est très simple.

S'il s'agit d'un paysage, cependant, il faut effectuer la mesure avec le polariseur orienté de façon que le ciel soit le plus clair possible, il ne faut pas effectuer le contrôle avec le filtre à sa position maximale, il en résulterait un assombrissement du ciel et une sur-exposition générale de l'image.

L'exposition doit être aussi exacte que possible et pour la prise de vue en couleur, il faut éviter la sous-exposition car le filtre accentue la saturation des couleurs et produit une tonalité chaude; spécialement pour les feuillages et les étendues d'eau qui reflètent la lumière du ciel, la sous-exposition produit une dominante jaunâtre.

Le même phénomène risque de se produire pour la photographie de paysages en plein soleil; pour l'éviter, on peut utiliser un filtre correcteur de lumière bleuâtre type 82 A, ou un filtre compensateur de couleur bleue CC 10 B.

Le filtre polarisant assombrit un ciel bleu en noir et blanc; l'effet produit est analogue à celui d'un filtre jaune foncé; en couleur, le polariseur agit comme un filtre sélectif sur le ciel, sans modifier les autres valeurs de l'image, mais la direction de prise de vues a une importance. Vers l'heure de midi, la zone polarisée du ciel se confond à peu près avec l'horizon; le filtre produit un assombrissement quelle que soit la direction de la prise de vue, si l'axe optique de l'appareil est horizontal.

A une autre heure de la journée, on peut obtenir un assombrissement du ciel à l'horizon, mais à condition d'opérer avec le soleil latéral; il n'y a aucun effet à contre-jour, ni avec le soleil dans le dos.

LE FILTRE POLARISANT ET LA COULEUR

Si la gamme des filtres est étendue dans le domaine du noir et blanc, il n'en est pas de même lorsqu'on filme avec une émulsion couleur. Surtout pour les scènes d'extérieur où le ciel est susceptible de tenir une grande place, le filtre polarisant représente à peu près l'unique manière d'obtenir une remarquable intensité du bleu céleste, sans modifier pour autant les valeurs du sol et des sujets principaux, si ce n'est par un net avantage dans la perception des détails, ou la séparation des divers plans colorés.

Dans les conditions optimales, la comparaison de deux plans filmés avec ou sans filtre peut même laisser croire à deux prises effectuées dans des conditions d'éclairage totalement différentes.

Mais le filtre Polaroid permet également un réglage appréciable de la valeur relative des lumières

TABLEAU I
EFFETS OBTENUS AVEC LES FILTRES POLAROID

	Objets (autres qu'en métal poli)	Ciels	Vitres et eau	Paysages	Architectures	Personnages
COULEUR NOIR ET BLANC	Suppression des reflets : sols en linoléum, boiseries, salles de bains, plastiques, objets d'art, objets mouillés, etc.	Même effet qu'avec un filtre rouge, mais sans distorsion des valeurs d'arrière-plan. Combinaison possible avec tous les filtres colorés.	Intérieurs des vitrines. Plongeurs près de la surface, intérieurs d'aquarium. Suppression de reflets à la surface de l'eau.	Élimination du voile atmosphérique. Effets de nuit en combinaison avec un filtre rouge. Précision des lointains et élimination du voile atmosphérique.	Suppression du reflet des vitres et toitures brillantes. Mise en valeur de bâtiments clairs avec le ciel en arrière-plan.	Meilleur contraste en combinaison avec un filtre vert clair.
COULEUR		Seule possibilité d'obtenir un bleu très soutenu.		Meilleur échelonnement des plans colorés.		Fonce le ciel et améliore le décrochement des sujets par rapport à l'arrière-plan.

CONSTRUCTION & MONTAGES MODERNES

LA NOUVELLE PRATIQUE DES BANDES MAGNETIQUES

NOUS avons étudié dans des articles précédents les nouveaux types de bandes magnétiques et expliqué les nouvelles conditions, dans lesquelles elles devaient être employées, en particulier, les polarisations particulières qui devaient être adoptées suivant les types employés, c'est-à-dire la constitution de leurs enduits magnétiques. C'est là un problème qui se pose avec de plus en plus d'acuité, la bande devrait de plus en plus être adaptée exactement au type de magnétophone utilisé, et vice-versa.

Les performances optimales sont obtenues seulement, nous l'avons déjà noté, lorsque la polarisation du magnétophone est réglée exactement pour un type particulier de bandes magnétiques, et que cette bande est correctement choisie. Bien entendu, si un enregistreur ne comporte pas de système de réglage de la polarisation, et c'est là le cas général pour les machines d'amateurs, le problème consiste à choisir essentiellement le type de bande convenable, c'est-à-dire une bande dont les caractéristiques propres s'adaptent le plus exactement possible à celles du magnétophone.

Les performances de l'appareil et les conditions de polarisation dépendent ainsi les unes des autres, et on peut prévoir toujours à une diminution de la qualité des résultats lorsque cette adaptation n'est pas assurée.

Lorsqu'on considère les caractéristiques linéaires de la plupart des éléments des composants électroniques, tels que les transistors, sinon les tubes, on croit pouvoir obtenir une gamme de fonctionnements dans laquelle les signaux de sortie sont proportionnels aux signaux d'entrée. Mais, dans les magnétophones, il faut aussi considérer les éléments électromécaniques d'entraînement, qui déterminent un fonctionnement

non linéaire, c'est-à-dire introduisant une distorsion sous une forme quelconque.

La bande magnétique présente également une gamme linéaire réduite; la polarisation d'enregistrement constitue le moyen qui permet d'étendre cette gamme linéaire depuis ce minimum inutilisable, jusqu'à un niveau de 60 à 70 dB, en appliquant sur la bande un champ magnétique qui peut être parfois dix fois plus grand que celui du signal sonore.

Ce traitement est désormais appliqué normalement avec la polarisation alternative, bien que la polarisation continue soit encore utilisée, comme nous l'avons noté, en particulier dans les appareils à cassettes. La polarisation à haute fréquence de 75 à 150 KHz peut ainsi permettre d'obtenir un rapport signal/bruit et une distorsion analogues à celles des meilleurs tuners FM, des enregistreurs de disques, et des amplificateurs les plus perfectionnés. Par exemple, il est possible de réaliser des magnétophones semi-professionnels permettant d'obtenir un rapport signal/bruit de 58 dB avec une distorsion harmonique totale de 0,5 % pour un niveau normal d'enregistrement.

Mais, cette polarisation n'assure pas des résultats toujours uniformes; ils varient beaucoup suivant les propriétés magnétiques de la bande. Les différences varient évidemment suivant les cas; un courant de polarisation assurant des résultats remarquables et l'inscription de fréquences jusqu'à 18 KHz avec des bandes de haute qualité, fournit seulement des inscriptions jusqu'à 13 kHz avec des bandes de types courant. Les performances totales sont évaluées en considérant le rapport signal/bruit, la distorsion, et la réponse en fréquence.

La figure 1 montre ainsi les résultats obtenus suivant les fré-

quences. Il y a un courant spécifique qui produit un signal de sortie maximum pour chaque fréquence de la gamme audible; plus la fréquence est faible, plus le signal de sortie est élevé pour ce courant de polarisation spécifique.

Si le courant de polarisation est réglé pour le signal de pointe maximale à la fréquence la plus élevée, il produit un signal de sortie également plus élevé pour les

fréquences les plus basses; mais ces fréquences les plus basses peuvent être encore mieux améliorées en augmentant le courant de polarisation.

Il faut ensuite considérer les phénomènes de distorsion et, en particulier, la troisième harmonique, dont les variations sont indiquées sur la figure 2; les courbes montrent les variations du signal de sortie comparées aux distor-

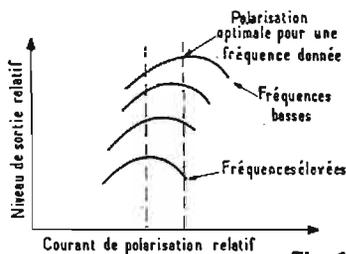


Fig. 1

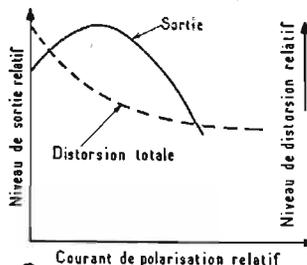


Fig. 2

sions pour une large gamme de courants de polarisation.

Lorsque la polarisation augmente, le signal de sortie recueilli sur la bande augmente jusqu'à un maximum, et ensuite diminue de nouveau, la distorsion cependant diminue constamment jusqu'à un certain niveau minimum.

Si la bande est polarisée pour des valeurs correspondant à la partie gauche de la courbe de pointe du signal de sortie, la distorsion est élevée, et une légère diminution du courant de polarisation, déterminée par les composants du circuit, tendent à produire une augmentation rapide de ces distorsions.

Mais, si la polarisation est réglée pour des valeurs correspondant légèrement à la partie droite de la courbe de sortie maximale, une diminution de la polarisation permet de maintenir la bande dans la gamme de fonctionnements à faible distorsion.

Des courbes caractéristiques de sortie et de distorsion pour différentes bandes standard sont indiquées sur la figure 3. Ces courbes montrent que des bandes différentes exigent des polarisations également différentes pour obtenir un signal de sortie maximum; les trois bandes étudiées produisent des signaux de sortie différents pour le même niveau d'entrée de -10 dB et, dans le cas le plus défavorable, la variation est approximativement de 2,5 dB.

Lorsque la polarisation est réglée pour obtenir une réponse maximale, ces trois bandes permettent d'obtenir des distorsions acceptables; lorsque différentes bandes doivent être utilisées à des valeurs de polarisation fixes, la polarisation est réglée pour une valeur correspondant au point où les courbes de niveau de sortie se croisent, de telle sorte que le niveau de sortie est accordé à 2 ou 3 dB près quel que soit le type de bande.

L'EMPLOI DES BANDES A FAIBLE BRUIT

Les nouvelles bandes de qualité dites LH., c'est-à-dire à faible

bruit d'après l'expression anglo-saxonne « Low-Noise », ou à hautes performances, sont désormais de plus en plus recommandables pour les usages d'amateurs, en particulier, pour le défilement à vitesse lente. Le bruit de fond devient ainsi réduit à une valeur acceptable, même sans l'emploi de dispositifs réducteurs de bruit et pour la reproduction des sons aigus. Cependant, lorsqu'on veut obtenir un niveau très faible et presque inaudible de bruit, le rapport signal/bruit doit atteindre au moins 60 dB.

Pour la copie, le(s) niveau(x) de bruit s'additionnant, il faut envisager une augmentation d'au moins 6 dB; un rapport signal/bruit total de 66 dB est donc nécessaire pour maintenir ce bruit de fond extrêmement réduit après plusieurs copies.

Avec des machines à piste pleine et une vitesse de défilement élevée de 38 cm/s on peut facilement atteindre ce niveau de rapport signal/bruit de 60 dB, mais ces magnétophones ne sont évidemment pas des appareils d'amateurs. Les modèles utilisés emploient des bandes à deux pistes, à quatre pistes, et même à huit pistes dans les cartouches. La vitesse de défilement est réduite dans une proportion qui atteint presque dix fois; le rapport signal/bruit est plus ou moins diminué, malgré tous les perfectionnements, puisque la largeur plus réduite de la piste diminue le niveau du signal de sortie, en dehors des bruits résiduels de la bande et de l'amplificateur de lecture. Les transistors avec leur bruit de fond à haute fréquence intrinsèque dans la région où l'oreille est la plus sensible compliquent encore le problème du bruit de fond optimum.

On peut admettre aujourd'hui un rapport signal/bruit de 55 dB pour les enregistreurs professionnels à quatre pistes, c'est pour obtenir un tel rapport ou même meilleur, que les fabricants de bandes ont mis au point les types LH.

Ces rubans utilisent un oxyde, qui, en principe, produisent approximativement un niveau de

sortie supérieur de 2 dB pour le même niveau d'entrée avec un bruit de fond intrinsèque inférieur de 4 dB. Le total d'amélioration est de l'ordre de 6 dB; dans les meilleures conditions, le même magnétophone permet ainsi d'obtenir un rapport signal/bruit d'un niveau de l'ordre de 6 dB supérieur à celui atteint avec une bande à faible bruit.

En pratique, un fabricant de magnétophones réalisant un montage électronique capable d'assurer un rapport signal/bruit admissible de 52 dB avec une bande de qualité moyenne peut obtenir un rapport signal/bruit de 58 dB de qualité professionnelle, avec une bande à faible bruit; la différence est de l'ordre de 4 à 6 dB. Un avantage possible de la bande LH réside dans la réduction de la distorsion, mais cet avantage est faible sur les machines d'amateurs et, bien souvent, ce défaut n'est pas modifié.

Il ne faut rien exagérer! On ne peut espérer une nouvelle « dimension du son », mais, inversement, ces bandes haute qualité risquent de produire une aggravation et non une amélioration du son si le réglage nécessaire de la polarisation est trop différent de celui des bandes standard. On voit ainsi sur la figure 4 comment la polarisation peut modifier la fréquence de réponse maximale pour les fréquences élevées sur les bandes standard et sur les bandes à faible bruit; ces bandes ne peuvent donc être utilisées indifféremment sur le magnétophone, si la polarisation est maintenue à une valeur déterminée.

On voit sur ces courbes l'augmentation très rapide de la réponse pour les fréquences élevées pour les bandes à faible bruit; inversement, la figure 4 b montre les résultats obtenus avec les deux bandes lorsque le magnétophone est réglé pour des bandes à faible bruit en assurant seulement une réponse limitée en haute fréquence pour la bande standard.

La figure 4 nous montre que plus le courant de polarisation est réduit, plus la réponse sur les hautes fréquences est élevée. Des

modèles récents et perfectionnés de magnétophones utilisent ce principe pour assurer une bonne réponse pour les fréquences élevées avec un amplificateur qui ne permet pas d'obtenir une réponse complètement plate en raison des bruits de fond excessifs, et pour compenser les pertes des têtes à haute fréquence. Ces enregistreurs sont polarisés intentionnellement avec de valeurs correspondant à la partie de la courbe à forte distorsion.

COMMENT RÉGLER LA POLARISATION

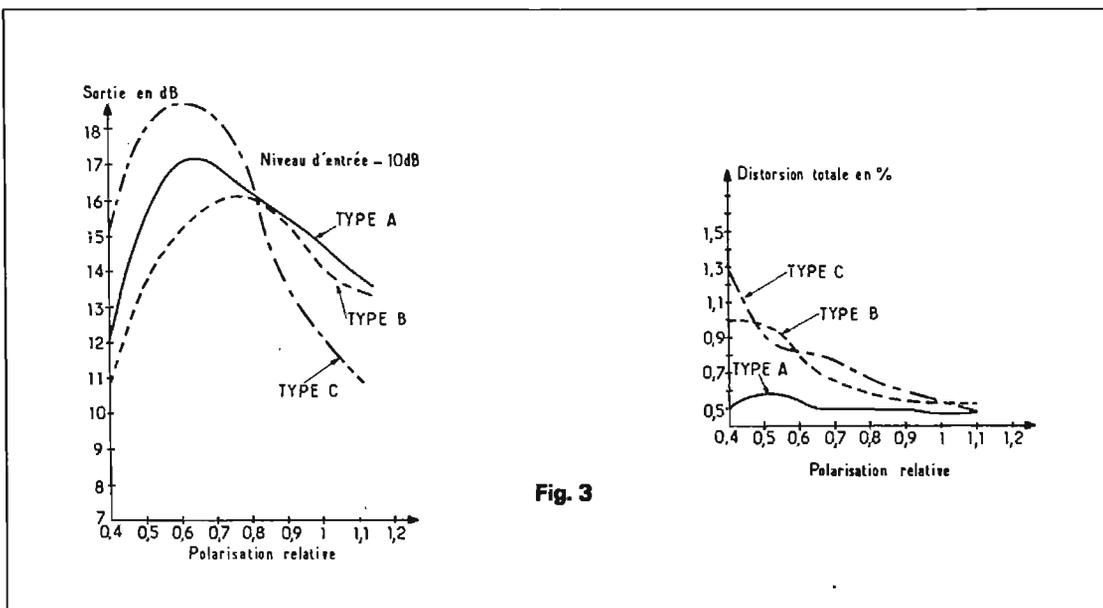
Le réglage de la polarisation permet ainsi d'obtenir les meilleurs résultats en utilisant des bandes à faible bruit, et en employant au maximum les possibilités du magnétophone. Malheureusement, il n'existe pas sur les appareils d'amateurs habituels un dispositif de réglage extérieur accessible et facilement utilisable. Même les machines très récentes ne comportent généralement que deux positions de réglage commandées par un bouton ou un levier: l'une pour les bandes standard, l'autre pour les bandes au bioxyde de chrome.

Mais, pour les amateurs éclairés, il est possible d'effectuer directement le réglage sur l'oscillateur, en observant la variation des fréquences les plus élevées enregistrées, lorsqu'on règle l'appareil pour l'emploi des bandes LH.

Utilisons d'abord, une bande d'essai standard, et réglons le système de correction de lecture, de façon à obtenir une courbe de réponse aussi « plate » que possible, de 50 Hz à 15 KHz, pour obtenir le même résultat de 20 Hz à 20 KHz, utilisons de même, une bande d'essai à gamme plus large.

Plaçons ensuite une bobine de bande vierge sur le magnétophone et enregistrons un signal à 400 ou 700 Hz produit par un générateur BF au moins à un niveau de 15 dB au-dessous du niveau de pointe; ce niveau est généralement d'environ 10 dB au-dessous du niveau zéro du vumètre. Réglons le contrôle de la polarisation pour obtenir un niveau de sortie maximal.

Ensuite, réglons le niveau du signal d'entrée à la fréquence désirée la plus élevée, et augmentons le courant de polarisation jusqu'à ce que la fréquence la plus élevée corresponde à un niveau de 2 à 3 dB au-dessous du signal de sortie à 400 ou 700 Hz. Ensuite, réglons le système de correction de l'amplificateur d'enregistrement de façon à obtenir la réponse en fréquence la plus plate possible. Rappelons-nous que, plus la fréquence maximale est élevée, plus de niveau de bruit est également élevé; si nous ne désirons pas essentiellement un niveau maxi-



mal de 20 KHz, contentons-nous de 15 KHz et même de 12 KHz, pour une vitesse de 9,5 cm/s, ou même de 4,75 cm/s.

Une réglage de la polarisation rapide, mais efficace, peut être réalisé même avec un générateur BF à deux tonalités simplifié. Utilisons, d'abord, une fréquence de 10 KHz à 10 dB et réglons la polarisation pour obtenir le niveau de sortie maximal. Ensuite, augmentons le courant de la polarisation jusqu'au moment où le niveau de sortie obtenu à l'aide de la bande de LH s'abaisse de 5 dB.

Réglons maintenant la tonalité à 400 Hz à -10 dB, et notons encore le niveau de sortie; s'il diffère de plus de 2 dB du niveau de lecture à 10 KHz, réglons le système de correction d'enregistrement pour assurer le meilleur résultat.

Quelquefois, d'ailleurs, le réglage optimal de polarisation est indiqué dans le manuel de service des magnétophones; théoriquement, il doit permettre d'obtenir une amélioration de 6 dB du rapport signal/bruit avec des bandes standard, mais la distorsion peut atteindre 0,1 %.

La polarisation et la correction dans la plupart des magnétophones d'amateurs peuvent être difficiles pour les utilisateurs, qui ont effectué des réglages préliminaires avec une bande standard, car les types de bandes ne sont pas toujours absolument identiques.

La bande LH n'assure donc pas toujours, malgré tout, une amélioration spectaculaire de rapport signal/bruit avec une polarisation fixe. Il en est ainsi, si l'on n'utilise pas une bande produisant un niveau de sortie plus élevé pour un niveau d'entrée constant, ce qui peut être obtenu seulement avec certains types de bandes pour certains magnétophones.

Mais, l'amélioration générale des bandes peut cependant assurer une réponse en fréquence plus étendue, et un niveau de sortie un peu plus grand, qui atteint au minimum 1 ou 2 dB. Il est ainsi raisonnable d'espérer obtenir de bons résultats, à condition que le niveau de polarisation ne soit pas trop différent de la valeur optimale.

COMPATIBILITÉ DES BANDES MAGNÉTIQUES ET PRÉMAGNÉTISATION

Les meilleurs résultats d'un magnétophone dépendent de nombreux facteurs.

Le magnétophone de type « amateur » et certains modèles de type professionnels sont ainsi réglés pour leur utilisation avec un type de bande bien déterminé; l'emploi du ruban conseillé assure les meilleurs résultats et l'usage d'un autre type de bande magnétique modifie, en général plus ou moins les performances.

Une étude permet cependant, d'une part, de prévoir les modifications des performances de l'appareil avec un autre type de bande d'autre part, de connaître la compatibilité de la plupart des bandes disponibles commercialement. Préalablement, on doit examiner l'influence du courant de prémagnétisation sur les diverses caractéristiques électro-acoustiques d'un ruban magnétique.

Dans un magnétophone, la tête d'enregistrement reçoit le signal audio-fréquence de modulation superposé au courant alternatif sinusoïdal de fréquence inaudible, dont l'intensité est réglée en usine pour un type de bande déterminé à une valeur optimale; ce courant est dit ont le sait de prémagnétisation.

Cette donnée permet de connaître le point de fonctionnement du ruban. Les facteurs sur lesquels influence le courant de prémagnétisation sont les suivants :

1° L'efficacité, le niveau admissible et la courbe de réponse;

2° L'aptitude à la surmodulation.

3° Le niveau du bruit de fond.

Les variations de ces éléments en fonction de la prémagnétisation sont illustrées normalement par quatre courbes (Fig. 5).

a) La courbe de sensibilité à 400 Hz.

b) La courbe de sensibilité à 15 000 Hz.

c) La courbe du niveau de lecture de la fréquence 400 Hz pour un taux de distorsion en harmonique 3 de 2 %. Cette mesure n'est valable que si le taux de distorsion de l'oscillateur de prémagnétisation est inférieur à 1 %.

d) La courbe du bruit de fond.

Si l'on examine la figure 5 qui montre les quatre courbes, on constate que le maximum des courbes a-b-c et le minimum de la courbe d ne correspondent pas au même courant de prémagnétisation; le réglage dit « optimal » est donc compromis. Il peut être modifié légèrement en fonction de la performance principale recherchée.

En règle générale, le réglage de prémagnétisation optimale est compris entre le maximum de sensibilité à 400 Hz et cette valeur majorée de 10 à 15 %, à cette valeur correspond un point de fonctionnement valable pour les quatre courbes caractéristiques.

Chaque type de bande possédant des caractéristiques propres les deux courbes a-b-c-d en fonction de la prémagnétisation sont différentes; par voie de conséquence, les performances électro-acoustiques d'un appareil sont

modifiées, en général, lorsqu'on change le type du ruban, sans modifier le réglage de l'appareil.

Les divers cas possibles sont au nombre de trois (tableau 1).

Premier cas : la valeur de prémagnétisation est identique; il n'y a aucun inconvénient à utiliser la bande en question. Il n'y a en règle générale que peu de modifications, celles-ci affecteront essentiellement la réponse aux fréquences élevées.

Deuxième cas : la valeur de prémagnétisation est trop faible. Dans ce cas, l'efficacité sur les fréquences graves ne sera pas optimale; le niveau des fréquences élevées sera sensiblement augmenté. Le taux de distorsion harmonique sera plus important, de même que le bruit de fond de modulation.

Troisième cas : la prémagnétisation est trop élevée. L'efficacité pour les fréquences graves est plus faible et les fréquences élevées sont affaiblies, d'autant plus que l'écart avec la valeur optimale de prémagnétisation est plus grand. La distorsion est, en principe, plus faible et le niveau de bruit de fond de modulation plus élevé.

Le tableau 1 résume schématiquement les trois cas exposés. L'examen d'un tableau de caractéristiques permet de constater qu'il n'est pas possible d'utiliser n'importe quel type de bande sans connaître la valeur de prémagnétisation de la bande conseillée par le fabricant.

Une règle se dégage, la prémagnétisation diminue en général avec l'épaisseur des bandes et en fait, avec l'épaisseur de la couche magnétique, à quelques exceptions près. En théorie il n'est pas possible, sans réglage, d'utiliser une bande triple durée, par exemple, sur un magnétophone réglé pour une bande standard.

D'autre part, il ne faut pas utiliser un magnétophone sans connaître le type de bande magnétique pour lequel il a été réglé, tout changement doit être tenté avec circonspection.

LES PANNES DU RUBAN MAGNÉTIQUE

Quand un ruban est réutilisé de nombreuses fois, son rendement peut diminuer, de sorte qu'il ne remplit plus les conditions exigées par l'application particulière envisagée, il se produit une « panne de ruban » et le moment auquel elle apparaît varie beaucoup en fonction de l'application et du type de ruban utilisé.

Elle peut résulter de « causes naturelles », telles que l'usure normale, ou se produire prématurément par accident.

L'usure normale est produite par le contact des têtes et de la bande lorsque celle-ci glisse sur

elles pendant l'enregistrement ou la lecture. Dans de nombreux types de magnétophones, le contact glissant a lieu également avec diverses surfaces fixes, agissant sur la surface active, les bords et le dos du ruban. La baisse de rendement n'est pas, comme on pourrait le supposer, causée par l'enlèvement de la couche magnétique et la perte de signal qui en résulterait.

C'est le dépôt des produits d'usure sur la surface du ruban qui cause la baisse de rendement et la panne définitive; ces produits sont constitués par de petites particules arrachées à la couche magnétique et à la partie support par l'abrasion normale. Ces particules peuvent s'agglomérer sur toute surface fixe telle que celle des têtes, et forment peu à peu une sorte d'enduit.

A un certain moment, la combinaison pression - vitesse - température de surface produite par le mouvement du ruban qu'un de ces dépôts se recollera à la surface du ruban. Les amas redéposés sont souvent plus fortement attachés au ruban que ne l'est la couche magnétique initiale, ce qui conduit à supposer qu'une température élevée se développe pendant le processus de recollage.

Ce sont ces amas qui produisent la baisse de rendement en provoquant une séparation entre le ruban et les têtes. Les amas isolés causent des signaux parasites momentanés au moment de leur passage sur les têtes d'enregistrement et de lecture.

Lorsque ce dépôt atteint une valeur dangereuse, la surface du ruban est semée d'amas à un tel point que la surface d'enregistrement est presque continuellement hors de contact avec les têtes. Ces loupes produisent des signaux parasites si elles sont de dimensions suffisantes.

Ces dépôts produisent une augmentation du nombre de variations parasites de niveau de signal, une augmentation du bruit de fond et de la distorsion des signaux à l'enregistrement et à la lecture, et une diminution de la réponse aux fréquences élevées. Une simple saillie de moins de $0,2\mu\text{m}$ causera une réduction de 50 % du signal pour une longueur d'onde d'enregistrement de $2,5\mu\text{m}$. Actuellement une large gamme d'appareils opèrent avec des longueurs d'onde réduites, de sorte qu'une très

légère épaisseur de dépôt peut gravement diminuer leur rendement.

Dans la plupart des types d'enregistrement, l'intervalle entre ruban et têtes intervient à la fois dans le processus d'enregistrement et dans celui de reproduction. Par conséquent, la diminution du rendement apparaît plus rapidement quand un ruban est enregistré de nouveau que lorsqu'un enregistrement précédent est relu. Ce processus normal d'usure est du type cumulatif; dès que les produits d'usure ont commencé à s'accumuler sur la surface du ruban, leur vitesse de production s'accroît rapidement. Ainsi une fois que les premiers signaux parasites permanents apparaissent, des signaux parasites en nombre croissant apparaissent rapidement.

De même, tout accroissement notable de l'inégalité de réponse aux fréquences élevées correspond à l'apparition d'une panne de ruban. Une fois ce stade de début de panne atteint, il est extrêmement difficile de rénover ou de réparer le ruban, car les amas de dépôts coupables sont attachés si fermement à sa surface qu'elles défient tous les procédés normaux de nettoyage.

Les facteurs qui déterminent le temps pendant lequel un ruban donné peut fonctionner avant apparition d'une panne comprennent la résistance mécanique de la couche magnétique, son adhérence au support, la rugosité et le coefficient de frottement de la surface du ruban, la température de ramollissement ou de fusion du liant résineux, le degré de rectitude ou de poli des bords du ruban et les conditions d'utilisation, telles que la vitesse de la bande, sa tension, la température, l'humidité et, enfin, le degré de poli des surfaces fixes.

Il n'est pas toujours possible de prévoir l'effet particulier de chacun de ces facteurs; par exemple, certains rubans avec liant résineux à basse température durent plus longtemps sous certaines conditions que d'autres avec liant résineux à haute température.

On pourrait croire que l'inverse est vrai, mais des études de frottement et de lubrification ont montré qu'un matériau à bas point de fusion peut souvent résister plus longtemps qu'un autre à point de fusion plus élevé. En fait, la lubrification entre deux surfaces est quelquefois assurée par une

couche fondue de matière à bas point de fusion, même si l'épaisseur ne dépasse pas quelques molécules.

Puisque la baisse de rendement est fonction de la quantité de dépôt plutôt que de pourcentage de la couche enlevée par usure, les rubans à couche mince peuvent ainsi durer aussi longtemps que ceux à couche plus épaisse.

Un bord déchiqueté, résultant d'un découpage mal fait, peut produire avec le ruban le plus solide une panne prématurée. Le bord rugueux tend à s'user très rapidement en produisant ainsi des débris en quantité beaucoup plus importante que la surface de travail et en accélérant le processus normal de dépôt. Naturellement, si toutes les autres conditions sont identiques, le liant le plus tenace dure plus longtemps que le plus faible.

La dureté ou la souplesse du liant ne sont pas non plus une indication sur sa durée de vie; des liants très durs ou très mous tendent à avoir une résistance médiocre.

Les facteurs qui peuvent agir sur la durée d'un ruban par rapport à un autre dans une application donnée sont si complexes qu'il est très difficile de déterminer la durée de vie probable d'un ruban autrement que par un essai dans des conditions d'emploi réelles.

LES PANNES ACCIDENTELLES

Elles peuvent être définies comme des pannes ne devant pas se produire dans des conditions d'emploi et de manipulation idéale. Elles peuvent être produites, d'une part, au cours des manipulations, soit par des opérateurs humains, soit par le magnétophone lui-même d'autre part, par une combinaison de manipulations et de conditions de stockage défectueuses. Les erreurs de manipulations dues à l'opérateur et pouvant produire une panne de ruban, sont très variées depuis la chute d'une bobine jusqu'à l'introduction défectueuse du ruban dans le dérouleur, pouvant entraîner la formation de plis ou replis dans le ruban. Le dommage causé par une compression des flasques ou le serrage direct du ruban à travers leurs ouvertures peut très facilement causer de sérieux dégâts si le ruban a été enroulé sur la bobine avec quelques spires en saillie sur l'ensemble du bobinage. Ces spires en saillie peuvent très aisément être entaillées, déchirées ou déformées, d'une façon permanente.

Un chemin de ruban peu étudié ou mal ajusté peut déterminer une panne de ruban prématurée de

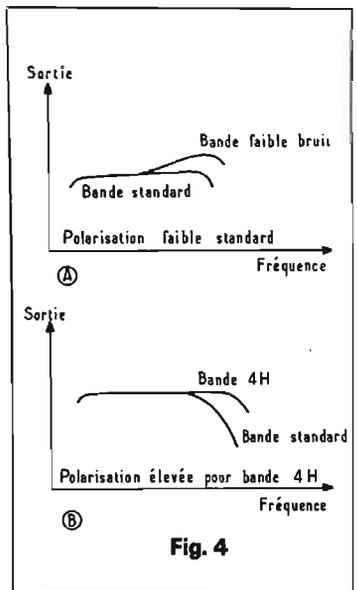


Fig. 4

façons très diverses. Lors du défilement avant ou du rebobinage, le magnétophone peut produire un « nœud » ou une « boucle » avec les spires en saillie, qui sont sujettes aux dégâts mentionnés ci-dessus; il peut aussi enrouler le ruban sous une tension insuffisante, de telle sorte que la manipulation qui suit produit des déplacements du bobinage entre les flasques, ce qui finit par entraîner la détérioration des bords.

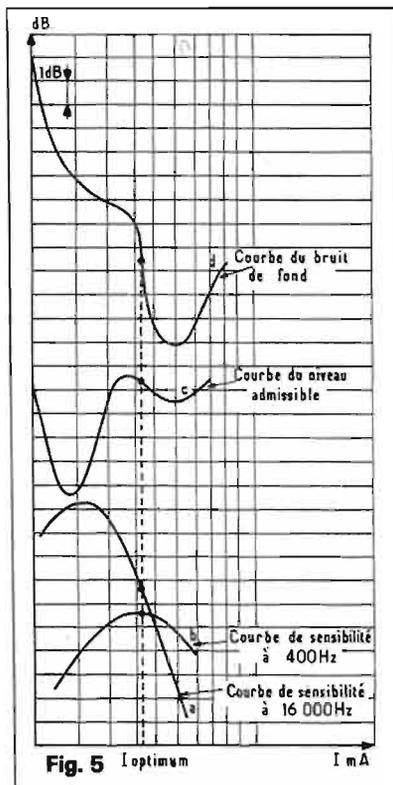
Un bobinage peu serré est aussi sujet à un glissement tangentiel entre spires, appelé décollement. Le décollement risque de se produire quand une bobine de ruban ayant une ou plusieurs zones de tension insuffisante est sujette à une grande accélération ou décélération angulaire, comme il peut s'en produire pendant le départ ou l'arrêt d'un magnétophone, ou lors de manipulations anormales au cours de l'expédition.

L'accélération appliquée au moyen est opposée à l'inertie de l'enroulement; ainsi lorsque la tension est trop faible, les forces d'accélération surpassent le frottement entre les spires, et le glissement se produit. Pendant ce glissement, le ruban peut se replier sur lui-même de sorte que des plis permanents se forment, soit immédiatement, soit ultérieurement lorsque la tension est appliquée et le ruban tend à revenir à sa position d'origine.

Ces plis produisent des signaux parasites par séparation entre ruban et têtes. S'il y a une petite barbe ou une protubérance aiguë sur l'une quelconque des surfaces fixes d'enregistrement, la surface du ruban peut être rayée. La rayure détermine des produits d'usure s'ajoutant à ceux dus au frottement normal. Elle peut aussi être continue et il peut se produire un refoulement d'un bout à l'autre d'un bobinage. La légère arête

Courant de prémagnétisation	Niveau des fréquences graves	Niveau des fréquences élevées	Distorsion harmonique	Bruit de fond de modulation
Trop faible	↘	↗	↗	↗
Optimale	0	0	0	0
Trop forte	↘	↘	↘	↘

TABLEAU I



ainsi créée peut s'amplifier d'une spire sur l'autre et devenir beaucoup plus importante sur les spires extérieures du ruban, souvent assez pour causer une déformation permanente de ces spires.

Par exemple, une arête de seulement $0,2 \mu\text{m}$ de hauteur, si elle est continue sur toute la longueur du ruban, enroulée sur une bobine standard, détermine une arête de $0,6 \mu\text{m}$ sur la spire extérieure. Même avec un stockage normal le phénomène peut produire une déformation suffisante pour que le contact entre le ruban et les têtes soit altéré. Quand la déformation se produit le long d'un bord, et que le ruban est faiblement maintenu, le bord distendu présente un aspect ondulé; cette déformation est particulièrement grave car, dans la plupart des chemins de ruban, les pistes latérales tendent à perdre le contact plus facilement que celles du centre du ruban.

De façon analogue à la formation des arêtes, de petits amas isolés de crasse, qui d'ordinaire tomberaient de la surface pendant la lecture peuvent, quand ils sont maintenus dans le bobinage et stockés pendant un certain temps, entraîner des déformations permanentes; ces « boutons » peuvent très bien éloigner le ruban des têtes en produisant des troubles parasites.

LE STOCKAGE ET LE TRANSPORT DES BANDES

Les secousses pendant le transport tendent à déplacer le bobina-

ge, surtout s'il est enroulé sous une tension incorrecte; mais de sérieux dégâts peuvent avoir lieu même pendant le stockage de la bande. Des températures ou une humidité élevées peuvent conduire au « collage » et à une déformation mécanique du bobinage telle que décollement, ondulations, apparition de « boutons » et vrillage. Quand le « collage » est léger, le ruban tend à coller légèrement lors de son déroulement, ce qui peut causer des perturbations gênantes dans la tension de contrôle du chemin de ruban, mais ne cause pas de dégâts permanents au ruban.

Par contre, un « collage » grave peut produire une séparation complète entre la couche et son support, et rendre le ruban inutilisable. Les déformations mécaniques produites par le milieu ambiant sont ainsi accrues, lorsque le ruban a été enroulé sous une tension insuffisante, ou lorsque le bobinage est défectueux avec des spires en saillie; un ruban ayant de tels défauts doit être remis en état par réenroulement sous une tension correcte en formant un bobinage lisse et uniforme et ensuite par un stockage en ambiance modérée pendant environ 48 heures.

Une température et une humidité élevées peuvent aussi produire des moisissures si les inhibiteurs correspondants n'ont pas été prévus dans la couche magnétique. Des températures très basses peuvent entraîner la séparation entre le ruban et le moyeu de la bobine par contraction de ce dernier, en laissant le bobinage libre de se déplacer dans le plan des flasques, en translation et en rotation; ce phénomène se produit quand le coefficient de dilatation thermique du moyeu est plus grand que celui du ruban; la plupart des bobines en matière plastique ont un coefficient approximativement double de celui du support en polyester. Le ruban contenu dans de telles bobines est donc particulièrement exposé à des détériorations, lorsqu'il est manipulé encore froid.

LES RÈGLES A SUIVRE

Les risques de détériorations pendant le stockage ou le transport peuvent être diminués en observant certaines règles.

A) Enroulement correct du ruban. Le bobinage doit être régulier et la tension soigneusement réglée pendant tout l'enroulement; un compromis entre un couple constant et une tension constante est généralement souhaitable.

B) Le ruban doit être stocké dans un milieu conditionné. Il est bon de maintenir la température entre 5° et 30°C et l'humidité

relative entre 20 % et 80 %; les variations rapides des facteurs de conditionnement doivent être évitées.

C) Un ruban ayant été stocké dans des conditions imparfaites doit être soumis à un conditionnement convenable de l'ambiance pendant au moins 24 h avant son emploi.

D) Quand de grandes variations de températures ne peuvent être évitées, le risque de détérioration peut être réduit, si l'axe de la bobine a un coefficient de dilatation voisin de celui du support de la couche magnétique.

E) Pour réduire le risque d'ondulation ou de gauchissement causé par la compression du moyeu, le ruban peut être stocké sur des bobines à moyeu très rigide, telles que certaines bobines de précision. La diminution du rapport entre le diamètre extérieur du bobinage et le diamètre du moyeu réduit les forces de compression sur ce dernier; ce rapport ne devrait pas dépasser 3.

F) Les bobines de ruban doivent toujours être stockées sur champ plutôt qu'à plat, dans le but d'éviter le déplacement latéral du bobinage entre les flasques.

G) Enfin, les rubans doivent toujours être manipulés aussi doucement que possible.

COMMENT UTILISER LES BANDES PLUS LONGTEMPS

La durée d'utilisation des bandes magnétiques en bobine ou en cassette dépend évidemment essentiellement de la nature des supports, déjà, les premières bandes en acétate pouvaient, en réalité, être conservées pendant de longues années, et on cite le cas de vieilles bobines encore utilisables après 16 à 20 ans. Seules, les colures initiales avaient séché et nécessitaient un remplacement.

Les perfectionnements des bandes magnétiques et les expériences effectuées ont permis de préciser un certain nombre d'idées sur le stockage des bandes, leur durée de service, et leur maintenance. On peut espérer, par exemple, qu'une bande à support acétate est encore utilisable normalement pendant environ dix ans avant d'être entièrement hors de service.

On croit aussi que des secousses violentes risquent d'attaquer les particules d'oxyde, et de détériorer un enregistrement. Suivant une opinion également répandue, les bandes à oxyde extérieur du type B, se conserveraient mieux

que les bandes à support extérieur A.

En fait, trois facteurs essentiels ont une action sur la durée de service des bandes; le stockage, l'environnement, et la maintenance. Après l'acétate et le papier qui absorbaient l'humidité et devenaient fragiles, nous avons maintenant le polyester, qui n'est pas attaqué par l'oxydation, ne change pas de forme et offre une résistance mécanique plus élevée. Mais son enduction est plus difficile et les premiers modèles risquaient de présenter des effets de « pelage » et d'arrachement de l'enduit. Entre le polyester et l'acétate, nous avons eu aussi le chlorure de polyvinyle, qui devait présenter, à la fois, la résistance du polyester et l'économie de l'acétate.

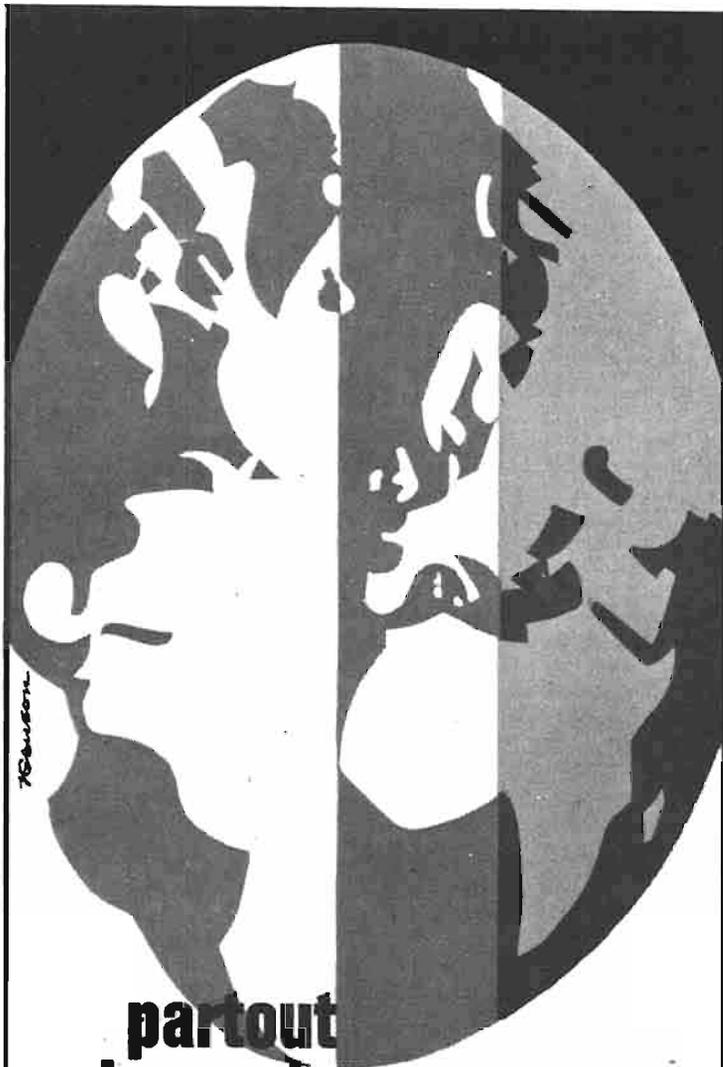
Deux ingrédients entrant dans la composition de l'enduit magnétique, le liant et le lubrifiant, déterminent la durée de service de la bande et chaque fabricant a sa formule propre. La qualité des liants actuels est si perfectionnée, qu'il n'y a plus de différence entre les enroulements à support et à enduit extérieurs.

Le lubrifiant de la bande, normalement un silicone sous les formes variables, a constitué la caractéristique standard de la plupart des fabricants, presque depuis les débuts de la production. Les défauts de certains lubrifiants déterminent des difficultés de glissement produisant une surface abrasive, qui n'est pas seulement trop dure au cours de son passage sur les éléments du magnétophone, mais peut aussi concourir à arracher l'enduit de la base du support.

La bande non lubrifiée tend à se déformer, à gripper, et même à s'arrêter, lorsqu'elle passe sur des guides fixes; il y a dans le commerce des dispositifs destinés à appliquer de nouveaux lubrifiants sur la bande au moment de la lecture, et qui peuvent servir comme moyens de secours dans des cas d'extrême urgence. La meilleure solution consiste à utiliser une bande convenablement lubrifiée dans un bon appareil.

Les conditions de stockage constituent, avant tout, le facteur dominant pour la durée de service de la bande, et nous les avons déjà étudiés. Les meilleures conditions exigent une température constante de 5 à 30°C et une humidité relative de 45 à 65 %. Si la température est trop basse le support peut devenir fragile, il y a même possibilité de formation de cristaux de glace, et une détérioration due aux différents coefficients d'expansion des matériaux constitutifs.

Dans les organismes administratifs ou professionnels, les bandes magnétiques sont conservées



78 Jensen

**partout
des amis
vous
attendent!**

**devenez
radio-amateur**

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant.
Notre cours fera de vous un **EMETTEUR RADIO** passionné et qualifié.
Préparation à l'examen des P.T.T.

RAPY

GRATUIT! DOCUMENTATION SANS ENGAGEMENT
Remplissez et envoyez ce bon à HPA 41

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE
ENSEIGNEMENT PRIVE A DISTANCE 35801 DINARD

NOM : _____

ADRESSE : _____

dans des boîtes métalliques étanches à l'abri des champs magnétiques ou électriques. Dans ces conditions, beaucoup de bandes donnent encore d'excellents résultats 15 ans après l'enregistrement; une boîte métallique assure une meilleure protection qu'une boîte en carton; mais, il existe désormais des boîtiers en matière plastique de plus en plus perfectionnés et pratiques.

Le risque de production de champs électriques et plus encore de champs magnétiques est encore plus grave. Tandis que les bandes peuvent supporter une certaine température et une variation d'humidité, elles ne peuvent conserver un signal enregistré, si elles sont placées dans le champ magnétique d'un générateur ou d'une ligne de distribution. Il est même possible, on le sait, d'employer un câble électrique pour produire un champ électrique suffisant pour assurer l'effacement d'une bande.

Le rebobinage lent à la vitesse normale de lecture a été recommandé tous les 6 mois environ, dans le cas où les effets d'écho ou d'impression à travers les supports constituent des risques réels. Cette opération ne permet pas seulement de modifier la position de la bande et de réduire ainsi les risques d'interférence magnétique entre les couches. Elle permet aussi de supprimer les tensions mécaniques qui peuvent avoir été créées par l'expansion ou la contraction du support. Mais, elle n'est pas nécessaire lorsqu'une bande est utilisée fréquemment; les couches successives se protègent les unes les autres, si le bobinage est effectué d'une manière uniforme et régulière dans un magnétophone normal.

Faut-il conserver la bande verticalement ou horizontalement? On a pu considérer qu'il était nécessaire de disposer toujours la bande prête à être utilisée, mais les professionnels ne mettent jamais une bande en stock, sans l'avoir bobinée rapidement en avant ou en arrière.

En tous cas, ce bobinage doit être effectué lentement au minimum tous les six mois, et il peut y avoir quelque intérêt à conserver la bande avec l'extrémité finale vers l'intérieur de la bobine.

Pour obtenir la plus longue durée de service, il faut, sans doute, surtout ne pas multiplier les collures. Tout collage risque de déterminer la production d'un point faible; sans doute, après avoir été effectué, un collage bien exécuté peut être plus résistant que le reste du support lui-même qui l'entourne. Mais, à plus ou moins longue échéance, il risque de se dessécher; la bande collée se

décolle, et il est nécessaire de refaire la collure.

La bande subit les plus grands efforts à ses extrémités; pour éviter ces inconvénients, les professionnels utilisent toujours des bandes de polyester particulièrement résistant ou des bandes de papier traité spécialement, qui sont collés à chaque extrémité de la bande. La plupart des fabricants fournissent désormais leurs bandes avec des bouts d'extrémité de ce genre tout montés.

Les poussières ou impuretés de toutes sortes sur le magnétophone paraissent être plus dangereuses pour l'appareil lui-même que pour les bandes utilisées, mais l'accumulation d'oxyde et de poussière sur les guides de la bande et les têtes peuvent agir comme des abrasifs sur les bandes utilisées. A tous les points de vue, il est donc bon de nettoyer périodiquement le magnétophone.

Il est également bon de le démagnétiser; ce phénomène se produit heureusement beaucoup moins fréquemment qu'on le croit souvent, mais une tête magnétisée peut supprimer l'enregistrement des fréquences élevées, quelles que soient les qualités de la bande utilisée.

Ainsi, si nous voulons obtenir les meilleurs enregistrements, achetons des bandes de haute qualité, soignons les enroulements, utilisons des boîtes étanches, maintenons le magnétophone en bon état de fonctionnement, et évitons les températures et les taux d'humidité excessifs et, bien entendu, l'effet des champs magnétiques.

Il y a, d'ailleurs, un grand nombre de propriétés physiques et magnétiques de la bande, telles que la résistance au curling, c'est-à-dire à la déformation, dans un sens ou dans l'autre, la rigidité, la lubrification, l'absence de dropouts, la résistance aux effets d'écho, la stabilité des caractéristiques, qui ne sont pas facilement contrôlables, de sorte qu'il est difficile de les comparer a priori en choisissant des bandes de différents types.

Les facteurs doivent cependant être étudiés en particulier lorsqu'on veut employer des bandes offertes en solde et à prix réduit, et qui ne proviennent pas directement du fabricant.

R. S.

L'EMETTEUR pour radiocommande UK 302 AMTRON



Il s'agit d'un appareil excessivement pratique présentant les meilleures caractéristiques de portée, de stabilité et de précision des fréquences d'émission.

Le signal haute fréquence rayonné par une antenne parfaitement accordée, est modulé en basse fréquence par quatre

signaux BF délivrés par un oscillateur à déphasage.

Avec un tel système, non seulement on obtient une forme d'onde pratiquement exempte d'harmoniques de modulation, mais on évite l'emploi des encombrantes et délicates bobines nécessaires dans un oscillateur

classique à self et capacité. Le réglage de la fréquence de modulation s'effectue par la simple rotation d'un potentiomètre. La sélection des quatre fréquences acoustiques correspondant chacune à un canal, s'obtient par la manœuvre d'un commutateur à cloche pratique et efficace, qui

rend instinctif le choix du canal en fonction du mouvement à faire exécuter au modèle commandé.

Un instrument de mesure sensible signale à tout instant le parfait fonctionnement de l'émetteur, et peut servir, à l'aide d'un commutateur approprié, à la vérification de l'état de la batterie.

LE modélisme n'est pas un jeu, c'est une science. C'est peut-être même la science la plus complète. En trouvant les paramètres qui permettent d'extrapoler les expériences réalisées sur un modèle réduit à la construction de modèles identiques de grande échelle, on voit comment il est possible de prévoir le comportement des machines ou de réalisations grandioses et coûteuses, en travaillant sur des modèles à échelle réduite, et par conséquent, économiques.

L'étude du comportement des navires, des avions, des automobiles, des barrages, commence toujours à partir de modèles réduits. Inversement, pour réaliser des modèles fonctionnant remarquablement bien, il est nécessaire de posséder toutes les connaissances indispensables pour fabriquer des machines réelles, tout au moins en ce qui concerne les principes fondamentaux.

De là découle la fonction extrêmement éducative du modélisme.

L'une des limites d'utilisation d'un modèle réduit est constituée

par le fait que l'opérateur ne peut s'asseoir aux commandes pour le guider, mais qu'il doit rester hors de celui-ci. Le domaine des télécommandes et des télémessures est peut-être aujourd'hui le plus développé de l'électronique. Il suffit de penser au guidage des satellites non pilotés, et à la masse de renseignements que ceux-ci transmettent sans aucun risque de vie humaine.

Tout le monde se souvient des photographies de Mars, transmises par les Mariner, qui montrent l'aspect de la surface de cette planète, pour lesquelles il aurait fallu attendre des décennies, sans le développement des radiocommandes.

Pour commander un système mécanique ou électrique en utilisant des ondes électromagnétiques, il est seulement nécessaire d'envoyer dans l'espace un signal haute fréquence, modulé par un ou plusieurs signaux de fréquence plus basse qui, convenablement séparés à l'arrivée, constituent autant d'instructions avec lesquelles on peut piloter les organes les plus différents, exactement comme

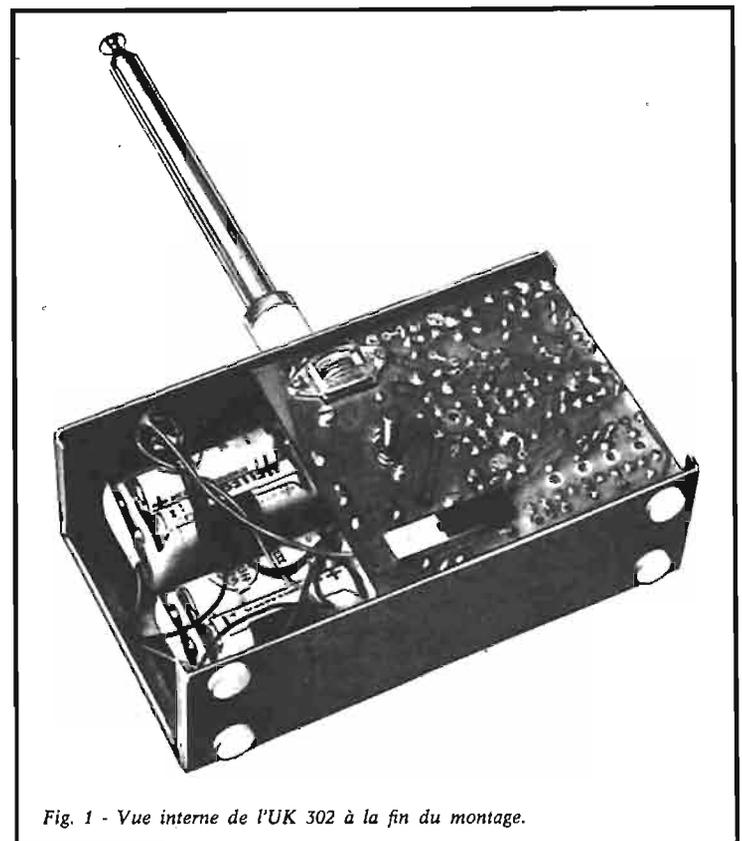
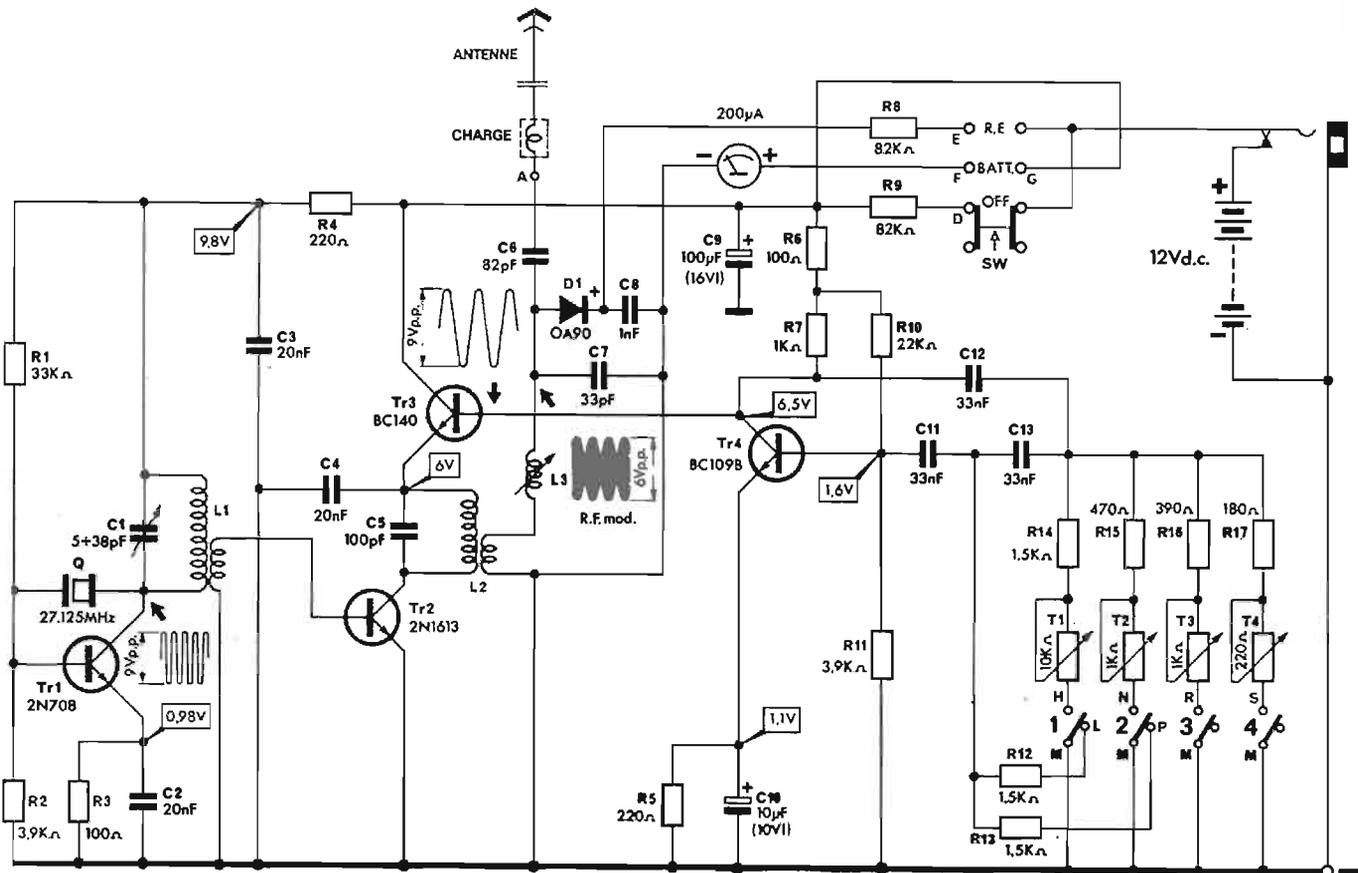


Fig. 1 - Vue interne de l'UK 302 à la fin du montage.



TENSIONS MESUREES AVEC TESTER 20.000 Ω/V
FORMES D'ONDES RELEVÉES AVEC OSCILLOSCOPE: TEKTRONIX MOD. 7503.

CANAUX	FREQ.	TEMPS
CANAL 1	1900 Hz	1 mS
CANAL 2	1500 Hz	666 µS
CANAL 3	2000 Hz	500 µS
CANAL 4	2500 Hz	400 µS

Fig. 2 - Schéma électrique.

si l'opérateur était présent pour les actionner directement.

Avec ce kit UK302, nous présentons un système de télécommande qui, par sa simplicité, constitue un moyen très efficace et très précis. La puissance et la sensibilité du récepteur auquel il doit être couplé rendent son rayon d'action vraiment intéressant. Le tout lié à un encombrement minimal, à la facilité de manœuvre et à la légèreté.

Avec quatre canaux de commande à sa disposition, il est possible de guider n'importe quel modèle en mouvement, en s'approchant des conditions comparables à l'action directe.

Prenons l'exemple d'un avion modèle réduit. En pratique, le moteur ne nécessite pas de réglages puisque le régime de fonctionnement est constant au cours du vol. Les quatre canaux sont donc utilisés pour la commande du gouvernail de profondeur dans les deux sens, avec une position d'équilibre au centre qui doit s'exercer automatiquement en absence de commande. Les deux

autres canaux servent pour le gouvernail de direction qui doit être couplé en permanence aux ailerons, pour assurer l'inclinaison au cours des virages, avec retour automatique à la position normale, en l'absence de signal.

Sur les modèles terrestres et aquatiques, on peut utiliser deux des canaux pour le virage à droite ou à gauche, et deux pour la marche avant et la marche arrière.

L'usage de cet émetteur à d'autres fins est laissé à la libre fantaisie de l'utilisateur, en considérant toutefois qu'un tel kit ne peut servir à des commandes de grande sécurité.

L'UK302 dispose d'une source autonome d'alimentation, que l'on peut remplacer par une source extérieure de plus grande capacité, comme par exemple la batterie d'une automobile ou d'un bateau, d'une tension de 12 V, bien entendu.

La commutation des canaux s'effectue par un commutateur dont la commande est intuitive, si la disposition des commandes

asservies a été faite avec discernement. Un levier cloche, avec déplacement en croix, permet d'insérer séparément les quatre canaux de commande actionnant les micro-interrupteurs à bonds, qui fournissent un contact sec et sûr.

L'utilisation d'un générateur haute fréquence piloté par quartz garantit la stabilité et la précision du signal indispensables, en accord avec les conventions en usage.

Tous les réglages nécessaires pour la mise au point de l'émetteur ont été réduits au minimum. Un instrument de mesure permet de contrôler à chaque instant l'état de charge de la batterie, et au cours de la transmission, ce même instrument indique la présence du signal HF dans l'antenne. L'instrument est directement connecté avec le signal de sortie, et son indication est proportionnelle à la tension de ce dernier. On a ainsi l'assurance que l'émetteur rayonne effectivement.

L'espace entre les canaux de

modulation en basse fréquence est suffisamment large pour actionner les canaux sans qu'il y ait interférence.

Un système de réglage très pratique permet d'adapter l'antenne au circuit de sortie, en évitant la formation des ondes stationnaires.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Alimentation : 12 V avec piles incorporées ou au moyen d'une batterie extérieure.

Courant total absorbé : 53 mA.

Fréquence d'émission : 27,125 MHz.

Fréquences de modulation des canaux : 1 000, 1 500, 2 000, 2 500 Hz.

Transistors employés : 1-2N708, 1-2N1613, 1-BC140, 1-BC109B.

Diode employée : 1-OA90.

Type d'antenne : Fouet télescopique avec self à la base.

Dimensions de l'appareil : 175 x 95 x 55 mm, antenne excluse.

Poids de l'appareil : 410 g.

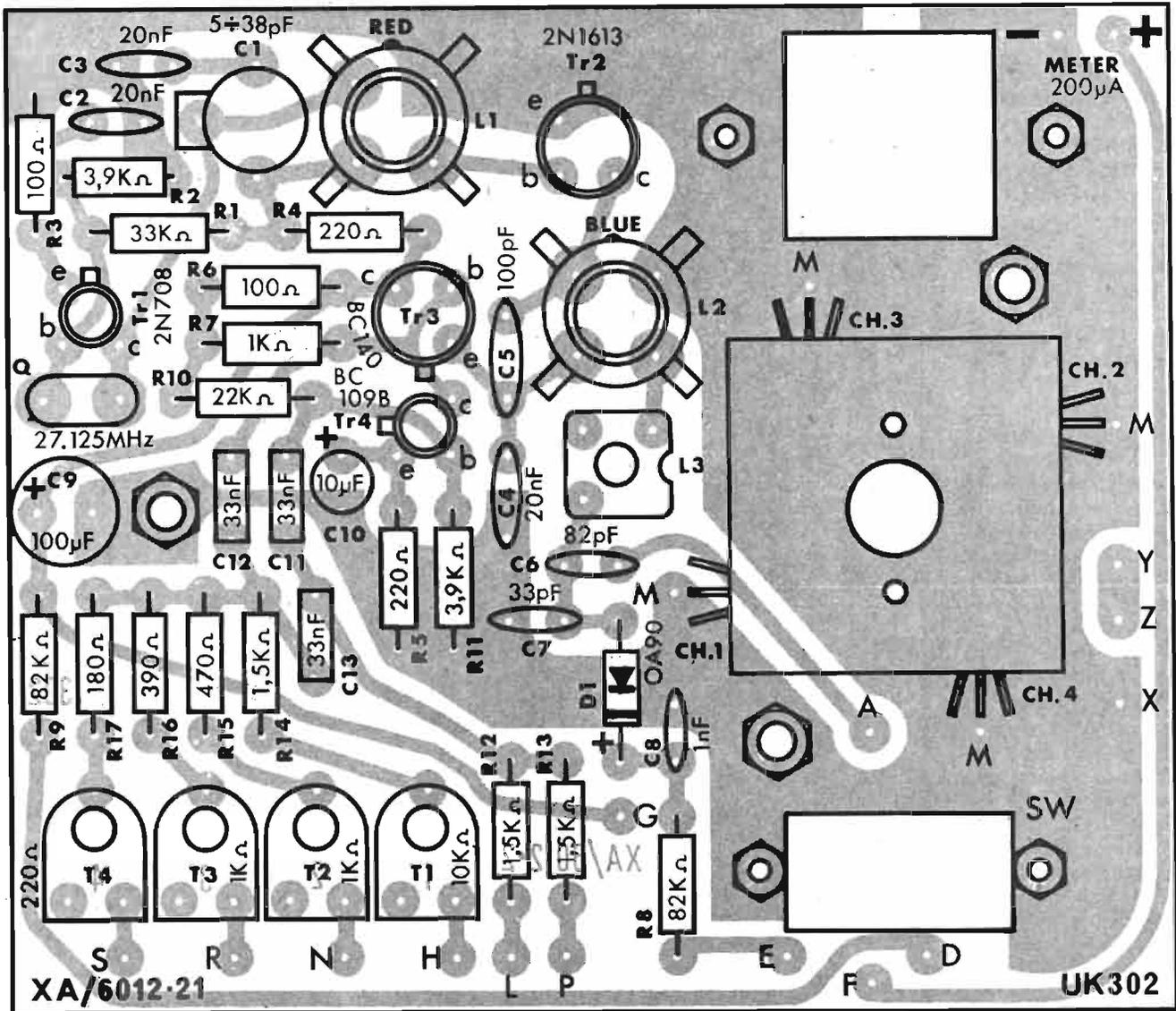


Fig. 3 - Sérigraphie du circuit imprimé.

DESCRIPTION DU CIRCUIT

Comme on peut le constater sur le schéma électrique de la fig. 2, il s'agit d'un circuit qui présente une intéressante particularité, l'absence de bobines dans la section basse fréquence. La modulation de la porteuse haute fréquence par les quatre canaux s'effectue par un circuit déphaseur, doté de quatre lignes commutables au moyen du levier de commande.

L'oscillateur est réalisé en reportant, à l'entrée, le signal de sortie de TR₄, par l'intermédiaire d'une ligne de déphasage qui, pour une fréquence déterminée, produit une différence de phase de 180°, permettant l'entrée en oscillation du système. Une autre condition du maintien des oscillations est que, à la fréquence de celles-ci, le gain de l'amplificateur soit supérieur à l'atténuation introduite

par la ligne de déphasage. Le réseau de déphasage est constitué par les trois condensateurs C₁₁, C₁₂, C₁₃, et par les résistances R₁₁, R₁₂ (qui pour les deux fréquences supérieures est réduite de moitié par la mise en parallèle de R₁₃ de même valeur), et l'une des résistances R₁₄ + T₁, R₁₅ + T₂, R₁₆ + T₃, R₁₇ + T₄ selon la fréquence nécessaire pour chaque canal. Dans le premier canal R₁₂ est remplacé par R₁₃, ce qui n'apporte aucune variation, étant donnée l'identité des deux résistances.

Avec le système de commutation appliqué aussi aux résistances du second élément déphaseur, on rapproche davantage le réseau effectif du réseau idéal pour chaque fréquence.

La commutation des quatre fréquences correspondant aux quatre canaux de pilotage s'effectue au moyen d'un commutateur

à bascule commandant les quatre contacts 1, 2, 3, 4.

Le groupe haute fréquence est piloté par un générateur à quartz comprenant le transistor TR₁.

L'oscillateur quartz est du type à collecteur accordé. La réaction nécessaire pour l'oscillation est reportée à la base du cristal Q qui, comme on sait, peut être assimilé à un circuit résonant à facteur de mérite élevé, avec une exceptionnelle stabilité de la fréquence de résonance dans le temps, et, en utilisant des coupes déterminées pour le quartz, par rapport à la température.

Dans la période d'encombrement du spectre électromagnétique que nous connaissons, pour pouvoir faire place à tous les émetteurs, chaque bande de fréquences est divisée en canaux très étroits, à peine suffisants pour contenir la porteuse et les bandes latérales, avec un espace minimal

à respecter entre une bande et l'autre. De cette situation découle la nécessité d'un centrage optimal de la fréquence d'émission et d'une très bonne stabilité dans le temps.

L'oscillateur quartz, pour des raisons de stabilité, ne doit pas délivrer une puissance élevée, aussi doit-il toujours être suivi d'un ou de plusieurs étages d'amplification.

Dans notre cas, le transistor TR₂ fonctionne comme amplificateur haute fréquence. Il reçoit le signal sur la base depuis le secondaire du transformateur accordé L₁. Comme une sortie à large bande n'est pas nécessaire, seul le primaire est accordé puisqu'il bénéficie de la basse résistance d'amortissement qui lui est offerte par la résistance de sortie du transistor oscillateur. Le transformateur effectue aussi l'adaptation de l'impédance de sortie

très élevée de l'oscillateur à l'impédance d'entrée assez basse de l'amplificateur. Le couplage est très étroit, et ainsi le transformateur travaille dans des conditions presque idéales.

La sortie s'effectue à travers un transformateur accordé L_2 . Le primaire est constitué par un circuit oscillateur approximativement accordé, le réglage fin ne s'imposant pas en raison de l'action importante du secondaire sur le primaire.

Le circuit secondaire est constitué par le secondaire même du transformateur, par la self L_3 réglable, le condensateur C_7 et le système rayonnant comportant l'antenne, le condensateur C_6 et la bobine de charge disposée à la base de l'aérien. Cette bobine est nécessaire pour obtenir le rayonnement maximal, l'antenne devant avoir une dimension correspondant à au moins un quart d'onde soit dans notre cas, 2,75 m environ.

Un aérien d'une telle grandeur serait trop encombrant pour l'utilisation que se propose cet émetteur ; d'autre part, on ne peut accorder l'antenne approximativement, car dans ce cas, une partie de la puissance revient en arrière sous forme d'ondes réfléchies, provoquant la formation d'ondes stationnaires, qui devront être dissipées dans le circuit au lieu d'être rayonnées. Aussi est-il nécessaire que le circuit d'antenne résonne exactement sur la fréquence d'émission, comme tous les autres circuits de l'appareil.

Le condensateur C_4 referme le circuit haute fréquence avec la masse.

Comme on peut le constater, le transistor TR_3 est disposé en série dans le circuit collecteur de TR_2 . Celui-ci, comme du reste tous les autres transistors, n'est autre qu'une résistance variable pilotée par un signal injecté dans la base.

Ce signal est le courant alternatif de basse fréquence produit par l'oscillateur de pilotage. Ce courant fait varier la résistance entre collecteur et émetteur de TR_3 , proportionnellement au signal appliqué, et ainsi la tension sur le collecteur de TR_2 variera dans des mêmes proportions. En raison des variations non linéaires de l'amplification suivant le point de travail, nous aurons donc, en définitive, un signal de haute fréquence à la sortie de l'amplificateur dont l'amplitude variera proportionnellement avec le signal basse fréquence.

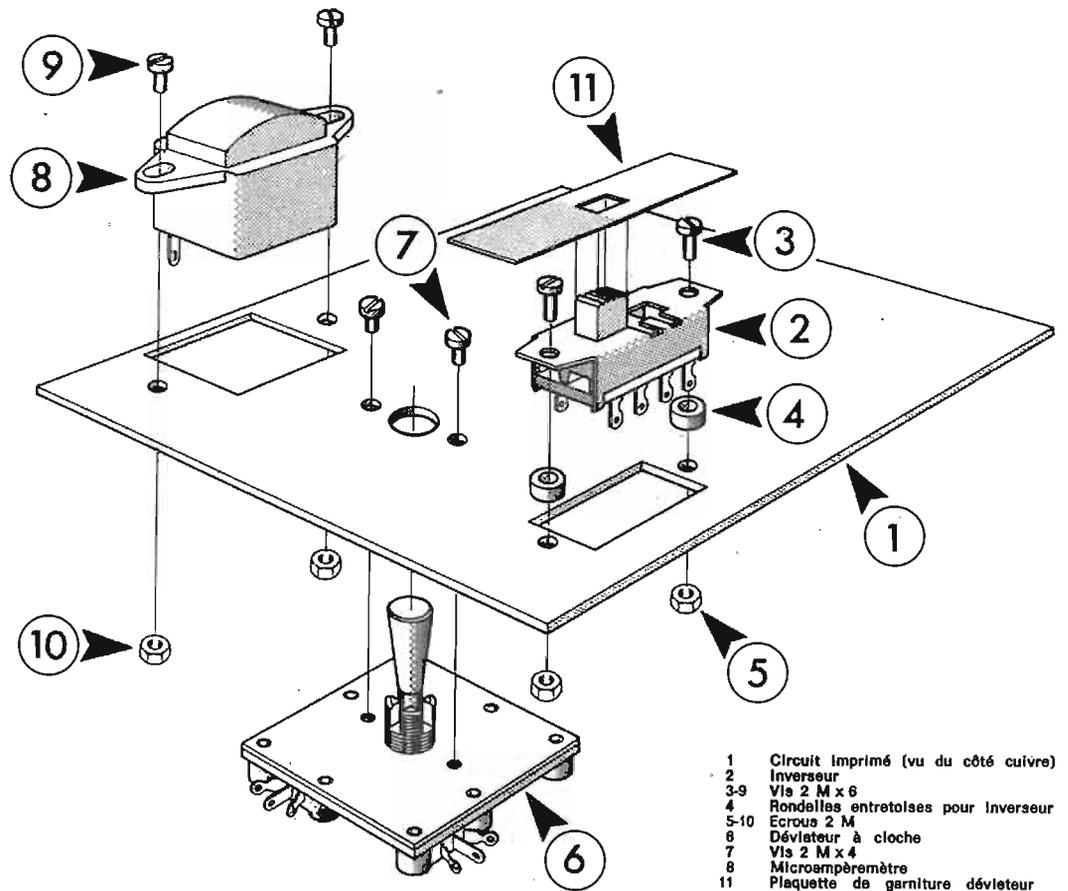


Fig. 4 - Complément de montage du circuit imprimé.

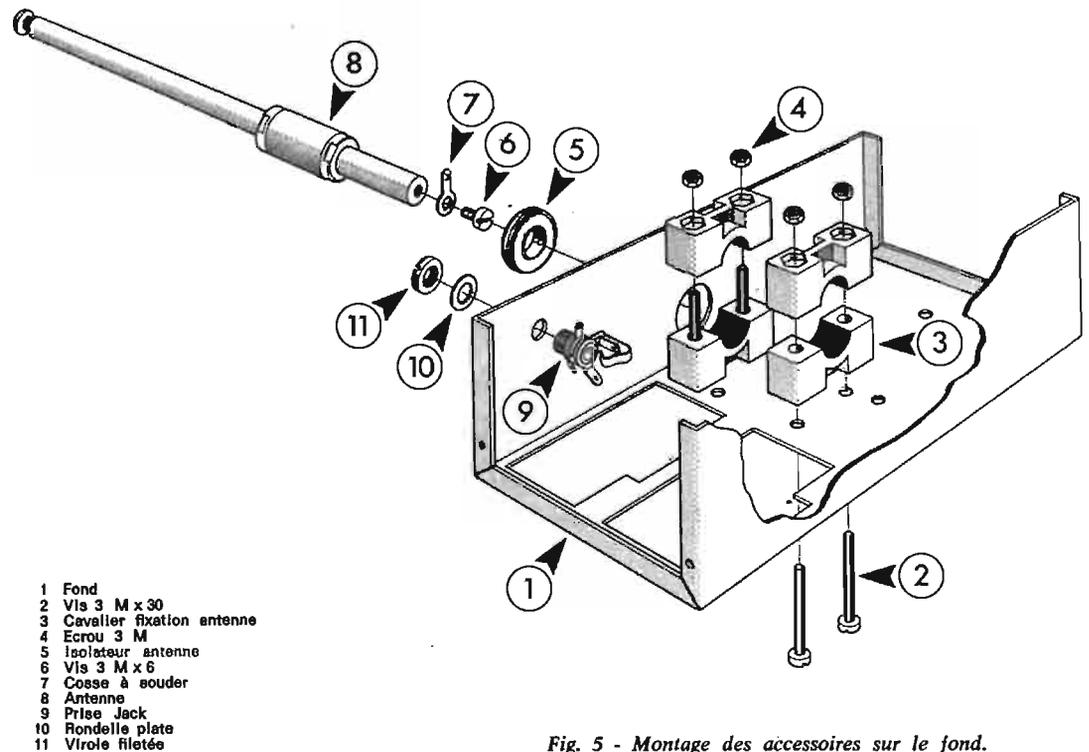


Fig. 5 - Montage des accessoires sur le fond.

Une fraction du signal HF amplifié est dirigée sur le détecteur constitué de la diode D_1 , du condensateur C_8 , de la résistance R_9 et de l'instrument indicateur. Ce circuit constitue un mesureur de la tension de pointe, avec une approximation suffisante. Le courant absorbé est très faible par suite de la valeur élevée de la résistance R_9 qui, avec le condensateur C_8 présente une constante de temps supérieure à la fréquence de détection, ce qui permet la mesure des valeurs de crête.

Le commutateur SW comporte trois positions : une pour l'extinction de l'appareil et coupure de la batterie, une qui dispose l'instrument de mesure en volt-mètre, avec R_9 comme résistance limiteuse, qui permet de vérifier l'état de la batterie qui alimente l'appareil, et la troisième enfin, qui assure le contrôle du signal HF de sortie.

Une prise jack disposée sur le circuit d'alimentation permet d'exclure la batterie interne et de fonctionner avec une batterie extérieure.

MONTAGE

Nous commencerons par le montage des composants sur le circuit imprimé. Pour faciliter le travail de l'exécutant, il est utile d'observer la fig. 3 qui reproduit la sérigraphie du circuit imprimé avec, en superposition, la disposition exacte des composants.

Nous donnerons en tout premier lieu quelques conseils utiles à tous ceux qui se préparent à effectuer un montage sur circuit imprimé.

Le circuit imprimé présente une face sur laquelle apparaissent les pistes de cuivre et une face sur laquelle sont disposés les composants.

Ces derniers sont montés parallèlement à la surface et reposent sur elle, exception faite pour quelques-uns qui sont disposés verticalement.

Après avoir plié les extrémités à la longueur correspondant à la distance entre les trous, et avoir vérifié sur la figure leur exacte disposition, on introduit les connexions dans les trous préparés à cet effet sur le circuit imprimé.

On effectue ensuite la soudure avec un fer à souder de puissance moyenne, en agissant sans hésitation et avec rapidité, pour ne pas surchauffer les composants.

Ne pas exagérer avec la quantité d'étain qui doit être à peine

suffisante pour assurer un bon contact. Si la soudure ne réussit pas parfaitement, immédiatement, il convient d'interrompre l'opération pour laisser refroidir le composant, et ensuite répéter la tentative.

Une telle précaution est surtout valable pour les semiconducteurs parce qu'une chaleur excessive transmise à travers les connexions aux jonctions pourrait altérer les caractéristiques de façon permanente, voire même entraîner leur destruction définitive.

Lorsque la soudure est terminée, couper à la pince les extrémités qui dépassent à 2 ou 3 mm de la surface de la piste de cuivre. Au cours de l'opération de soudure, il est nécessaire d'apporter le maximum d'attention à ne pas établir de ponts entre les pistes adjacentes.

Pour le montage des composants polarisés tels que les diodes, les transistors, les condensateurs électrolytiques, etc., il est nécessaire de s'assurer que l'insertion s'effectue avec la polarité exacte, pour éviter le non-fonctionnement de l'appareil et éventuellement la destruction du composant au moment du branchement avec la source d'alimentation. Au cours des phases de montage qui concernent les composants polarisés, cette particularité sera mentionnée, et nous donnerons toutes les éventuelles indications sur la disposition correcte à observer.

1^{re} PHASE

Montage des composants sur le circuit imprimé

Monter, en suivant les instructions exposées précédemment, les résistances $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}$.

Monter les condensateurs C_{11}, C_{12}, C_{13} .

Monter les condensateurs céramiques disque $C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8$.

Ces composants sont montés verticalement, adhérents au CI.

Monter les condensateurs électrolytiques C_9, C_{10} . Ces composants sont polarisés : faire attention à la polarité indiquée sur le boîtier, en remarquant que parfois, c'est l'électrode positive, et parfois l'électrode négative qui est repérée.

Monter le trimmer capacitif C_1 en enfilant les contacts dans les trous correspondants du circuit imprimé. Comme il s'agit d'un composant assez fragile, faire bien attention à ne pas déformer les parties mécaniques sous l'action de chocs ou par pression.

Monter la bobine L_1 , repérable par un point rouge, la bobine L_2 , par un point bleu et la bobine d'accord L_3 qui se distingue par ses moindres dimensions et par la présence du noyau de réglage. Pour le montage des bobines L_1 et L_2 , disposer le point de repère coloré suivant la position indiquée à la fig. 3, de manière à ne pas

effectuer de connexion erronée due à la symétrie des points de contact qui provoquerait inévitablement l'absence de fonctionnement de l'émetteur. La bobine L_3 a seulement deux de ces contacts utilisés, et la présence du troisième empêche des erreurs d'orientation.

Monter la diode D_1 (OA90). Ce composant est polarisé et l'extrémité positive est celle qui est la plus voisine du repère porté sur l'enveloppe.

Monter les quatre trimmers potentiométriques T_1, T_2, T_3, T_4 , en faisant attention de ne pas se tromper dans les valeurs et en introduisant chacun d'eux en bonne position.

La valeur du trimmer est reconnaissable à la marque colorée que porte l'extrémité, à savoir :

Rouge = 220 Ω .

Orange = 1 k Ω .

Jaune = 10 k Ω .

Monter les quatre transistors TR_1 (2N708), TR_2 (2N1613), TR_3 (BC140), TR_4 (BC109B). Ces composants sont polarisés : il est nécessaire d'apporter le maximum d'attention au fait que les trois fils de sortie correspondant à l'émetteur, à la base et au collecteur doivent être insérés dans les trous correspondants e, b, c , du circuit imprimé. Tenir compte que sur la fig. 3, les transistors sont vus par-dessus.

Monter le support du quartz Q.

2^e PHASE

Complément du montage du circuit imprimé (Fig. 4)

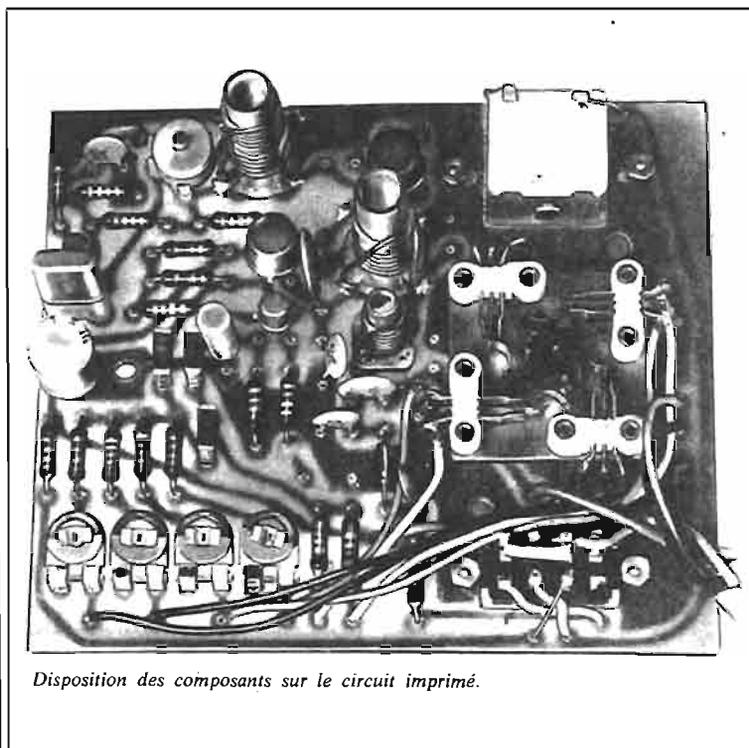
Tenir compte que la face du circuit imprimé tournée vers le panneau des commandes est celle qui supporte les pistes de cuivre ; tous les organes de commande et de contrôle visuel devront apparaître en regardant ce côté.

Sur le circuit imprimé (1), monter le double inverseur à poussoir (2) au moyen des deux vis (3) et des deux écrous (5) en interposant entre les brides de l'inverseur et le circuit imprimé, les deux entretoises (4).

Monter sur le circuit imprimé le commutateur à quatre directions (6) et le fixer avec les deux vis (7) aux trous filetés pratiqués dans le support.

Monter l'instrument indicateur (8) au moyen des deux vis (9) et des deux écrous (10).

L'orientation s'effectue de manière que la marque rouge plus courte inscrite sur le cadran se trouve sur le côté droit par rapport au commutateur à bouton cloche, vue sur la fig. 4.



Disposition des composants sur le circuit imprimé.

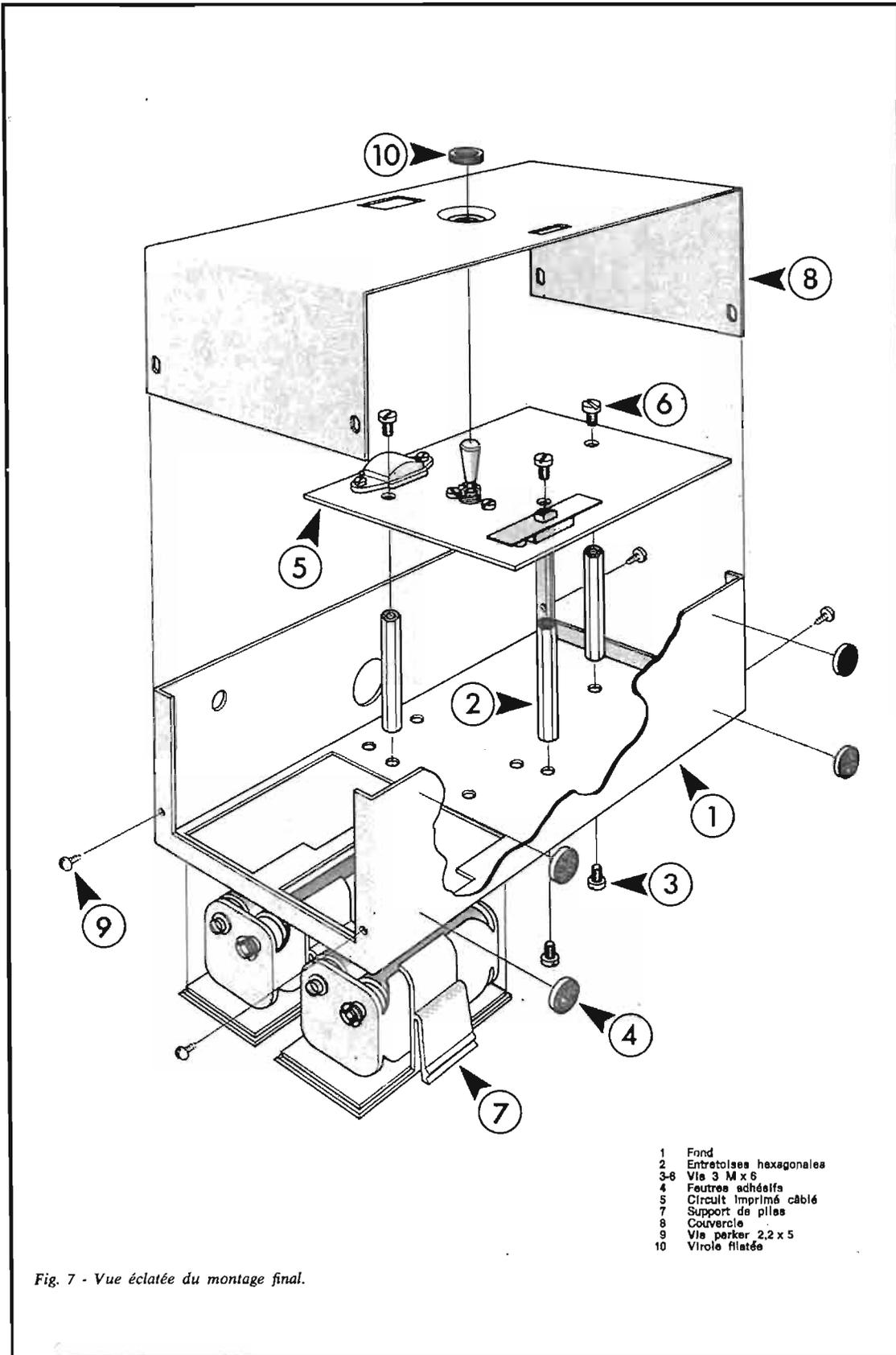


Fig. 7 - Vue éclatée du montage final.

- 1 Fond
- 2 Entretoises hexagonales
- 3-6 Vis 3 M x 6
- 4 Feutres adhésifs
- 5 Circuit imprimé câblé
- 7 Support de piles
- 8 Couverture
- 9 Vis perker 2,2 x 5
- 10 Virole filatée

de câble tressé isolé blanc le contact normalement fermé du microswitch CH₁ avec le point L.

(18) Relier avec une section de câble tressé isolé blanc le contact normalement fermé du microswitch CH₂ avec le point P.

Insérer le quartz de 27,125 MHz dans son support. Le quartz est un composant assez fragile pour

lequel on devra éviter les chocs et les chutes.

Avant tout fixer les entretoises (2) au fond du boîtier comme on le voit sur la fig. 7 ensuite le circuit imprimé à ces dernières au moyen des vis 3M x 6.

Nous passons maintenant aux connexions avec les éléments non montés sur le circuit imprimé,

en observant toujours la fig. 6.

(12) Avec une section de câble tressé isolé noir, aussi courte que possible, relier le point A du circuit imprimé avec la cosse à souder fixée à la base de l'antenne.

(19) Avec une section de câble tressé isolé rouge, relier le point (10) avec le contact de la prise jack correspondant à la la-

melle élastique qui touche le contact central de la prise même.

(20) Avec une section de câble tressé isolé noir, relier le contact correspondant au manchon de la prise jack avec le point X du circuit imprimé.

(23) A ce même contact, amener le fil noir d'une des prises polarisées de batterie.

(24) Connecter le fil rouge de la prise de batterie au point Y du circuit imprimé.

(21) Connecter le fil rouge de la seconde prise polarisée de batterie avec le contact encore libre de la prise jack (correspondant au contact d'interruption).

(22) Connecter le fil noir de la prise de batterie précédente au point Z du circuit imprimé.

Vérifier l'exactitude du montage des éléments sur le circuit imprimé par rapport aux références particulières des composants polarisés et la position des capacités et des résistances de petites valeurs. Vérifier en outre, l'exactitude du câblage.

Il s'agit d'un montage assez complexe, aussi est-il toujours préférable d'effectuer un contrôle aussi minutieux que possible.

5^e PHASE

Montage fini (Fig. 7)

Coller les quatre feutres adhésifs (4) sur la face du boîtier opposée à l'antenne. Avant d'appliquer les feutres, enlever le disque de papier qui protège la couche adhésive.

Introduire les batteries de 1,5 V dans les portes-piles, en respectant la polarité indiquée à l'intérieur de ceux-ci.

Introduire les porte-piles munis de leurs batteries dans leurs supports (7), et les fixer au boîtier. Le blocage s'effectue par détente du mécanisme.

6^e PHASE

Tarage et contrôles

S'assurer que l'interrupteur SW est disposé sur la position OFF.

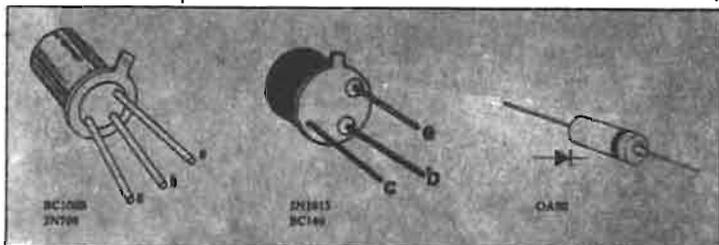
Débrancher le fil rouge (19) de la fig. 6 du côté prise jack.

Connecter entre le fil rouge précédent et le contact correspondant de la prise jack, un milliampèremètre de 100 mA à pleine échelle.

Connecter les deux prises polarisées aux porte-piles correspondants.

Porter l'interrupteur général sur la position ON-BATT. Le courant indiqué par le milliampèremètre devra avoir une valeur comprise entre 30 et 50 mA (cette valeur dépend de la position dans laquelle se trouve la vis du compensateur C₁). Si cette valeur

Ref.	Description
R1	résistance de 33 k Ω - 0,33 W \pm 5%
R2-R11	résistances de 3,9 k Ω - 0,33 W \pm 5%
R3-R6	résistances de 100 Ω - 0,33 \pm 5%
R4-R5	résistances de 220 Ω - 0,33 \pm 5%
R7	résistance de 1 k Ω - 0,33 W \pm 5%
R8-R9	résistances de 82 k Ω - 0,33 W \pm 5%
R10	résistance de 22 k Ω - 0,33 W \pm 5%
R12-R13-R14	résistances de 1,5 k Ω - 0,33 W \pm 5%
R15	résistance de 470 Ω - 0,33 W \pm 5%
R16	résistance de 390 Ω - 0,33 W \pm 5%
R17	résistance de 180 Ω - 0,33 W \pm 5%
T1	trimmer de 10 k Ω - 0,2 W \pm 20%
T2-T3	trimmers de 1 k Ω - 0,2 W \pm 20%
T4	trimmer de 220 Ω - 0,2 W \pm 20%
C1	compensateur de 5-38 pF
C2-C3-C4	condensateurs de 20 nF - 20+80% 25 V
C5	condensateur de 100 pF \pm 5% NPO 25 V
C6	condensateur de 82 pF \pm 5% NPO 25 V
C7	condensateur de 33 pF \pm 5% NPO 25 V
C8	condensateur de 1 nF \pm 20% 50 V
C9	condensateur électrolytique de 100 μ F 16 V
C10	condensateur électrolytique de 10 μ F 10 V
C11-C12-C13	condensateurs céramique de 33 nF \pm 5%
1	quartz miniature
1	support de quartz
1	transistor 2N708
1	transistor 2N1613
1	transistor BC140
1	transistor BC109 B (BC107B-BC108B)
1	diode 0A90
1	bobine L1 (point rouge)
1	bobine L2 (point bleu)
1	bobine L3
1	microampèremètre 200 μ A
1	inverseur
1	commutateur cloche
1	antenne fouet
1	ensemble C.I.
2	porte-batteries
2	prises polarisées
1	passer-câble caoutchouc
4	supports fixation antenne
1	coffret
3	entretoises hexagonales L=45 mm
1	plaque garniture inverseur
2	rondelles entretoises pour inverseur
2	supports de batteries (couleur noire)
1	prise jack à 2 lames
1	fiche pour jack bipolaire
7	vis 3M x 6
2	vis 2M x 4 TC nickelées
4	vis 3M x 30 TC nickelées
4	vis 2M x 6
4	vis parker 2,2 x 5
4	écrous 2M
4	écrous 3M
4	feutres adhésifs
1	cosse à souder
20 cm	fil étamé \varnothing 0,7
30 cm	câble isolé tresse rouge
50 cm	câble isolé tresse noire
20 cm	câble isolé tresse blanche
1	écheveau soudure



est très différente, il est nécessaire d'en rechercher la cause en vérifiant le montage des composants, le câblage des connexions et enfin, en effectuant le contrôle des tensions aux points portés sur le schéma de la fig. 2.

Porter l'interrupteur général sur la position RF.

Allonger complètement l'antenne.

Régler la vis du compensateur C₁, si possible avec un tournevis à lame en plastique, ou encore à lame métallique isolée de manière à éviter tout court-circuit entre la vis de réglage du compensateur et le châssis. L'aiguille du milliampèremètre devra indiquer un courant maximal, en fonction du réglage, d'environ 50 à 60 mA. Une indication du maximum est aussi visible sur l'instrument indicateur de l'émetteur.

Pour un rapide contrôle de l'oscillateur de modulation, porter le bouton cloche du commutateur sur une position quelconque. L'aiguille du milliampèremètre devra baisser légèrement par rapport à la position précédente.

Porter l'interrupteur sur la position OFF.

Déconnecter le milliampèremètre.

Souder au contact de la prise jack le fil rouge (19) de la fig. 6.

Porter l'interrupteur sur la position HF.

Régler avec un tournevis à lame de plastique le noyau de la bobine L₃ pour obtenir le maximum de lecture sur le METER.

Comme l'UK302 est utilisé avec le récepteur UK345 qui, à son tour, pilote deux groupes de canaux UK330 et UK325, il convient d'effectuer le réglage des fréquences acoustiques des canaux commandant directement le récepteur qui devra travailler avec l'émetteur que nous venons de réaliser.

Le réglage des fréquences des canaux s'effectue pour le canal 1, entre 800 et 1 300 kHz, pour le canal 2, de 1 250 à 1 800 kHz environ, pour le canal 3, de 1 600 à 2 300 Hz environ, pour le canal 4, de 2 250 à 2 750 Hz environ. Le trimmer T₁ correspondra au canal 1, le trimmer 2 au canal 2, etc.

Pour tout ce qui concerne l'utilisation de la partie réceptrice, on se reportera aux instructions techniques jointes aux différents kits. Pour l'émetteur, on peut être certain qu'au maximum d'indication de l'instrument, correspond le rayonnement de portée maximale.

Quand on dispose d'un oscillographe de bonne qualité, avec une largeur de bande de 50 MHz et les axes de temps calibrés, il est facile de vérifier aux points indiqués sur le schéma de la figure 2, les oscillogrammes correspondants.

Lorsque les opérations de réglage sont terminées, il ne reste plus qu'à fixer le couvercle au boîtier.

Enfiler le couvercle (8) de la figure 7 sur la partie inférieure (1), de manière que les éléments de contrôle et de commande apparaissent par les ouvertures correspondantes. La fixation du couvercle s'effectue au moyen de quatre vis parker (9) et la virole (10) qui s'engage sur le canon fileté du bouton de commande.

(Réalisation AMTRON)

Êtes-vous prêt?

la télévision en couleurs à portée d'

le diapo-télé test

avec VISIONNEUSE INCORPORÉE

UN **infra** **INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE**

Mieux qu'aucun livre, qu'aucun cours. Chaque volume de ce cours visuel comporte : textes techniques, nombreuses figures et 6 diapositives mettant en évidence les phénomènes de l'écran en couleurs ; visionneuse incorporée pour observations approfondies.

BON A DÉCOUPER

Je désire recevoir les 7 vol. complets du "Diapo-Télé-Test" avec visionneuse incorporée et reliure plastifiée.

NOM

ADRESSE

CI-INCLUS un chèque ou mandat-lettre de 88,90 F TTC frais de port et d'emballage compris.

L'ensemble est groupé dans une véritable reliure plastifiée offerte gracieusement.

BON à adresser avec règlement à :

INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
Ecole privée d'enseignement à distance
24, r. Jean-Mermoz - Paris-8^e - BAL 74-85

STÉRÉOPHONIE OMNIDIRECTIONNELLE A DEUX CANAUX

LHOMME n'a que deux oreilles. C'est-à-dire qu'il ne dispose que de deux « canaux » pour le « traitement » des informations sonores qui lui parviennent. Pourtant, lors de l'écoute directe, il localise les sources sonores beaucoup mieux que lors d'une transmission par haut-parleurs, en stéréo, quadri, ou autant-que-vous-voudrez-phonie.

Cela s'explique aisément car pour qu'une telle transmission soit fidèle il faudrait que chaque oreille ne perçoive effectivement par les haut-parleurs, que ce qu'elle perçoit lors de l'écoute directe. C'est-à-dire qu'en coupant, dans une installation stéréophonique, le haut-parleur de gauche, et en se bouchant l'oreille de droite, on ne devrait plus rien entendre, ou presque. Bien sûr, cela ne réussit pas, car les sons des deux haut-parleurs parviennent aux deux oreilles, si bien que dans un local quelque peu réverbérant et pour certains spectres de fréquences, il arrive même que l'observateur soit incapable de déterminer, lequel des haut-parleurs a été coupé.

LES VERTUS DE L'ÉCOUTEUR

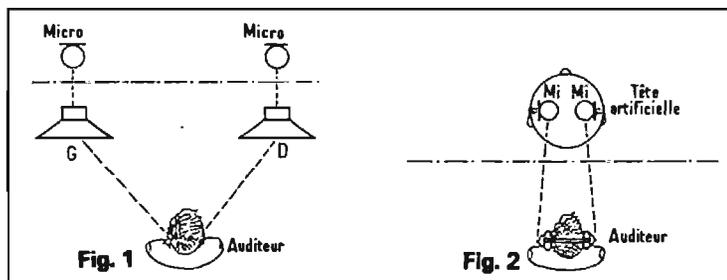
Avec des écouteurs, il est possible de transmettre deux voies acoustiques de façon fidèle. Ce qui est destiné à l'une des deux oreilles, ne parvient exclusivement qu'à cette oreille-là, contrairement à ce

qui se passe dans le cas d'une écoute par haut-parleurs. Certes, au début de l'ère stéréophonique, l'écouteur était considéré comme impossible, voire comme honteux ou ridicule. D'une part, à cause du souvenir, encore trop récent, d'une radio grinçante et sifflante, qu'on ne pouvait prendre qu'au « casque », et à condition que tout le monde se taise autour. D'autre part, quant à la technologie de l'écouteur, on était, à l'époque, encore très loin de ce qu'on sait faire maintenant. Le nombre des gens qui, de leur vie, n'ont encore jamais eu un écouteur sur leurs oreilles, ce nombre est aujourd'hui peut-être plus grand qu'il y a 40 ou 50 ans. De ce fait, l'écouteur d'aujourd'hui est donc une nouveauté non seulement sur le plan technique, mais aussi sur le plan psychologique. Ce qui n'empêche pas qu'il s'agisse d'une nouveauté essentiellement utilitaire, car l'écouteur protège très utilement l'utilisateur du bruit provenant des rues ou des avions. Au fil des années, ce bruit ambiant augmente, alors que le bruit parasite des enregistrements et des transmissions diminue (comparez un vieux disque à une transmission en modulation de fréquence). Et moins il y a de bruit parasite, plus on éprouve le besoin de se protéger contre le bruit ambiant. A moins qu'on préfère dominer le bruit ambiant, moyennant beaucoup de puissance. Ce qui risque néanmoins de provoquer des bruits de contestation, voire de répression.

Mais hélas, la vraie stéréophonie, omnidirectionnelle, ce n'est pas seulement une question d'écouteurs, mais aussi un problème de prise de son. Car actuellement, il n'existe que des enregistrements (ou transmissions) multiphoniques, prévus pour reproduction par haut-parleurs. Lors de la prise de son, la distance entre les microphones est alors le plus souvent grande devant celle entre les oreilles de l'auditeur, et elle est même plutôt du même ordre de grandeur que celle entre les haut-parleurs de reproduction.

En effet, c'est derrière ses haut-parleurs (Fig. 1) que l'auditeur situe, instinctivement, ses sources ou « arrivées » sonores. Suivre une telle prise de son à l'écouteur, cela peut déjà constituer un progrès, par rapport à ce qu'on peut obtenir par deux haut-parleurs, dans un local réverbérant. Et si on estime que l'écouteur sépare les deux voies d'une façon anormalement nette, une correction électrique est facile.

Mais cela n'empêche qu'on ne dispose jamais que d'une voie droite et d'une voie gauche, qu'on



découvrez l'électronique

sans connaissances théoriques
préalables,
sans expérience antérieure
sans "maths"



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

GRATUIT!

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP) _____

ADRESSE _____

UN CADEAU
SPÉCIAL
à tous nos
étudiants

HP 41

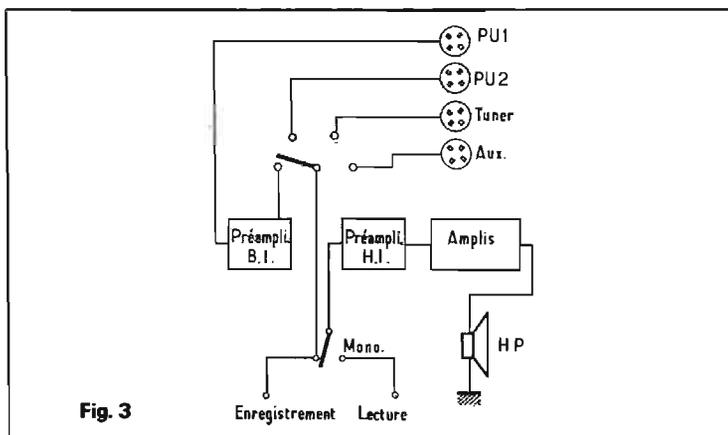


Fig. 3

situé en avant, peut-être déjà du fait qu'on sait qu'on écoute, par exemple, un opéra. Mais l'ange qui au troisième acte, descend en chantant des nuages, qu'est-ce qui vous prouve qu'il n'a pas les pieds par terre?

LA TÊTE ARTIFICIELLE

Or, l'écoute distinctivement directive, haut-gauche-avant, bas-droite-arrière, donc vraiment tridimensionnelle, c'est parfaitement possible, moyennant écouteur stéréophonique et tête artificielle. Bien sûr, cela fait au moins trente ans qu'on la connaît, cette tête. On l'a essayée pour des transmissions stéréophoniques par haut-parleurs, et cela n'a rien donné, puisqu'on ne sait éviter qu'il y ait mélange et réverbération sur le parcours entre haut-parleurs et auditeur. On en est donc venu à faire des deux haut-parleurs – pardonnez l'exagération – deux trous dans le mur de la salle de concert, et qui permettent d'ailleurs, assurément, une distinction directive nettement meilleure qu'un seul.

Dans son principe, la tête artificielle consiste dans une imitation, aussi parfaite que possible, d'une tête humaine dans laquelle on place, à l'endroit des tympans de l'oreille, deux microphones de caractéristiques adéquates. La transmission se fait (Fig. 2), par deux voies strictement séparées, entre chaque microphone et l'écouteur correspondant de l'auditeur. La difficulté du procédé réside dans le degré d'imitation de la tête. Il ne suffit pas de copier fidèlement l'oreille et son pavillon, car il y a aussi une question de matières, et on a également trouvé que le front, le nez et même la mâchoire y sont pour quelque relation de phase et d'amplitude. Cependant, il y a environ cinq ans, on est arrivé à mettre au point une tête artificielle vraiment fidèle. Et le 3 septembre 1973, l'émetteur FM de Rias-Berlin a diffusé, pour la première fois, une pièce stéréophonique pour

écouteurs. Ceux qui l'ont suivie, à l'écouteur, cherchent aujourd'hui encore les adjectifs qualificatifs leur permettant d'exprimer leur sensation. Car toutes les directions y étaient vraiment. Alors qu'il paraît que sur haut-parleurs, c'était assez quelconque.

L'AVENIR COMMERCIAL

Mais pourquoi cinq ans entre la mise au point et la première application du procédé? Pourquoi trouve-t-on partout des écouteurs stéréophoniques, et nulle part des disques qui, dans ces écouteurs, donneraient une reproduction vraiment tridimensionnelle, la raison est que, sur haut-parleurs, le procédé ne donne rien de convaincant, alors que le disque gravé pour haut-parleurs rend au moins aussi bien sur écouteurs. Et le nombre des écouteurs en service est encore très nettement inférieur à celui des haut-parleurs.

Un autre inconvénient (commercial) du principe, c'est qu'il fonctionne sur une chaîne stéréo tout à fait classique, et de basse puissance. Aucun nouveau matériel à mettre sur le marché en « créant un nouveau besoin », donc pas beaucoup d'argent à gagner.

Finalement, il ne faut pas oublier qu'une certaine partie des installations stéréophoniques et quadriphoniques sont actuellement achetées un peu pour des raisons de prestige, d'ailleurs rarement avouées, et souvent même inconscientes. Du fait de ces achats de prestige, l'industrie dispose d'une clientèle qui n'hésite pas sur le prix et qui lui permet ainsi de démarrer un nouveau. Or, que quelqu'un se coiffe d'écouteurs pour des raisons de prestige, cela doit être plutôt rare. Aussi séduisant qu'il puisse paraître, sur le plan technique, ce procédé « tête artificielle plus écouteurs », il faut bien craindre qu'il ne permette, sur le plan commercial, qu'un optimisme très modéré.

H. SCHREIBER.

LA PLATINE SCOTT PS91

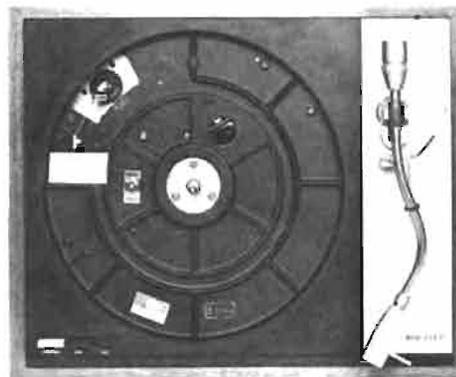


CETTE platine est équipée d'un plateau en aluminium de 31 cm de diamètre pour un poids de 1,36 kg. L'entraînement est réalisé à l'aide d'une courroie en polyuréthane éliminant les vibrations du moteur. Cette platine est présentée dans un coffret dont les dimensions sont : 493 x 361 x 162 cm. Son poids total est de 8,2 kg.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

– Moteur synchrone à hystérésis 4 pôles.

- Alimentation secteur 110 V (110-117 V) et 220 V (200-240 V).
- Vitesses : 33 1/3 et 45 tours minute à commutation par sélecteur.
- Adaptation pour secteur 50 et 60 Hz.
- Pleurage et scintillement : ≤ 0,06 %.
- Rapport signal/bruit : ≥ 50 dB.
- Réglage antiskating magnétique de 0 à 33 gm.
- Contrepoids avec affichage de la force d'appui.
- Dispositif lève bras hydraulique.
- Erreur de piste ± 0,75°.
- Adaptation de toutes les cellules standard « 2 à 18 g ».

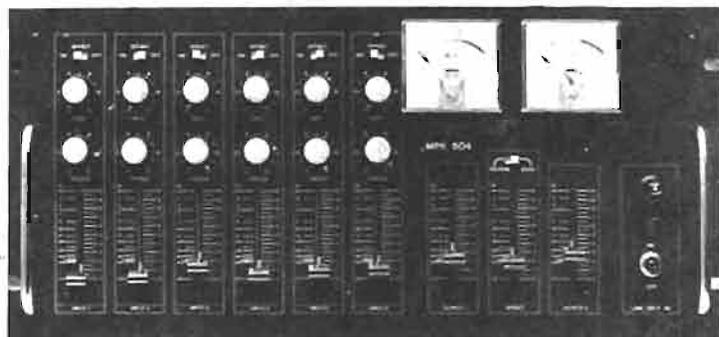


un pupitre de mixage

pour six

micros:

le powerpanel kit mpk 604



LES amateurs de prise de son : cinéastes amateurs, chasseurs de son, sonorisateurs, orchestres, etc. utilisent depuis quelques années, un nombre de micros de plus en plus importants, et cela simultanément.

Les magnétophones, amplificateurs de puissance ayant rarement plusieurs entrées pour micros, il est indispensable d'utiliser un pupitre de mixage.

Le pupitre POWER PANEL-KIT modèle MPK604 est, dans la gamme des mélangeurs POWER un appareil exclusivement destiné aux microphones et son prix le rend accessible à tous les chasseurs de son.

PRÉSENTATION

Le pupitre POWER PANEL-KIT MPK604 est réalisé en tôle d'acier épaisse de 2 mm recouverte d'un revêtement antireflet noir mat (revêtement identique à celui des tableaux de bord des avions long courrier). Le panneau avant est aux dimensions du standard Rack international, 483 mm x 222 mm, la profondeur de l'appareil est de : 105 mm.

Une gravure bicolore permet un repère extrêmement facile des fonctions des différents organes de commandes. Deux vumètres de grande taille : 66 mm, sont disposés sur la façade au-dessus de tirettes de commandes des potentiomètres contrôlant les niveaux de sorties.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Cet appareil permet de mélanger et de corriger simultanément six sources microphoniques, mono, basse impédances asymétriques.

L'appareil comprend donc six voies d'entrée mono identiques. Chaque voie comprend : un réglage séparé pour les graves et les aigus par circuit baxendall, et

un potentiomètre linéaire qui permet de doser le niveau de mélange. Sur chacune des voies d'entrée on dispose également d'une clef de soutirage de la modulation pour aller exciter une chambre d'écho ou une unité de réverbération.

Deux sorties en parallèle indépendantes permettent d'attaquer deux chaînes d'amplifications différentes, deux vumètres indiquent les tensions délivrées par chacune des deux voies de sorties.

Un circuit indépendant EFFECTS permet de doser le niveau de réinjection, soit d'une chambre d'écho, soit d'une unité de réverbération. Une clef de sélection permet de choisir l'une ou l'autre des solutions.

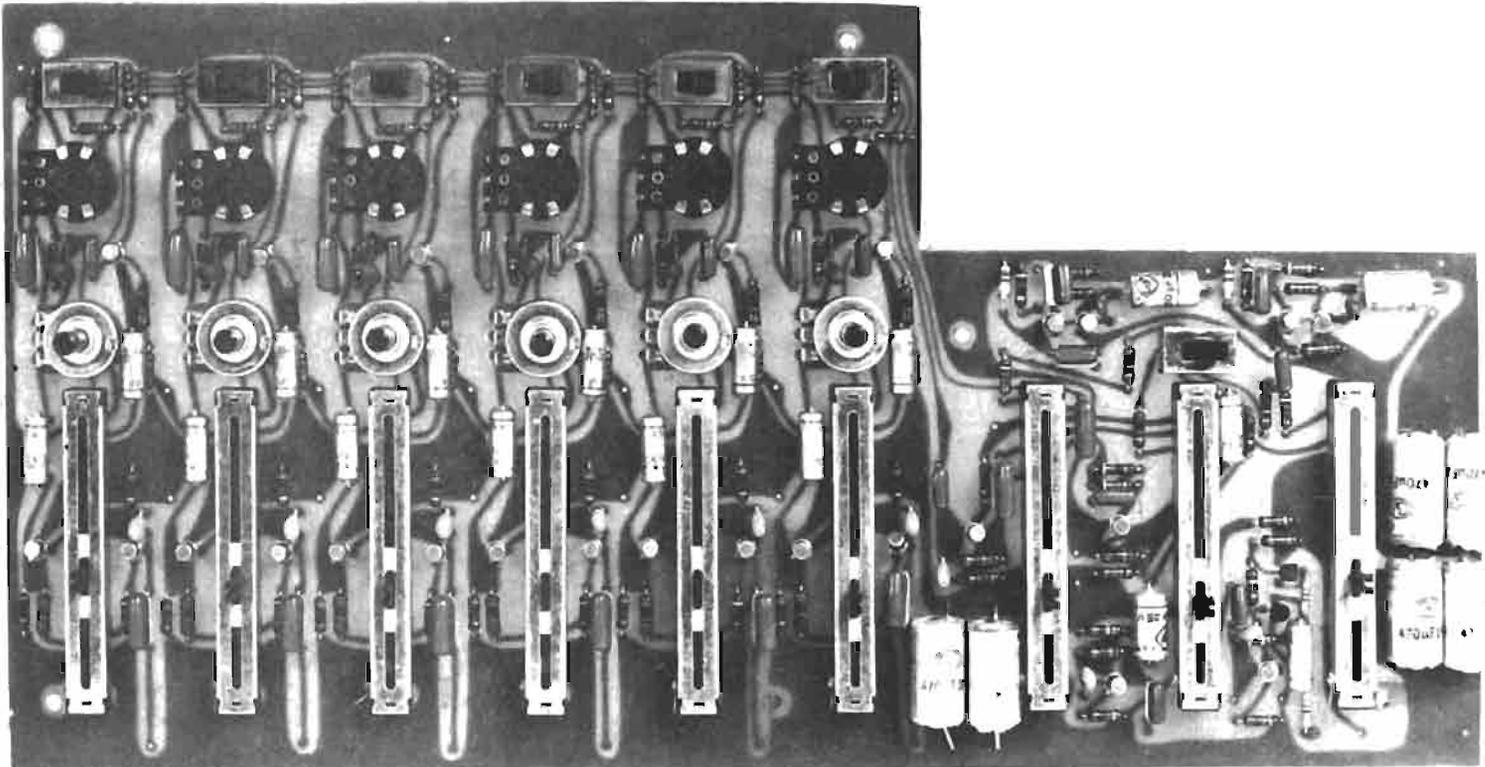
Il est intéressant de noter, qu'en ce qui concerne l'effet de réverbération, les deux électroniques d'excitations et de lecture pour une unité de réverbération sont directement dans l'appareil, autrement dit, pour obtenir cet effet il suffit, de connecter, par exemple une unité HAMOND à ressort. Celle-ci pourra être fixée directement à l'arrière du châssis métallique, par l'intermédiaire d'un petit système silent block.

Pour des raisons de commodité d'utilisation, le fusible secteur a été ramené sur la face avant avec un voyant de mise sous tension et un interrupteur secteur. Précisons que, exception faite des appareils destinés à l'exportation, l'alimentation de ce mélangeur est exclusivement 220 V 50 ou 60 Hz.

La face arrière en tôle épaisse électrozinguée porte les prises d'entrées, jack américains 6,35 mm, les prises de sorties par jack et la prise écho par DIN 5 broches.

Cet appareil est livré sans coffret car il est destiné à l'encastrement ou au montage en rack standard 19, cependant POWER fabrique un coffret disponible en option, ainsi qu'un pupitre incliné très astucieux qui permet de monter également un ampli de deux fois 80 W, modèle APK280, par exemple (voir photo).





Vue du circuit imprimé côté composants.

EXAMEN DU SCHEMA

Il regroupe en tout 28 transistors au silicium du type faible bruit, le circuit unique est en stratifié de verre epoxy.

La voie d'entrée: Le premier étage met en jeu deux transistors du type BC109 à faible bruit, une contre-réaction en courant continu par la résistance de 1 M Ω assure une polarisation stable de l'étage. Un condensateur de 220 nF attache la base de T₁ monté en émetteur commun; le signal amplifié disponible sur son collecteur est transmis en liaison directe à la base de T₂ qui, monté en collecteur commun procure la basse impédance nécessaire à l'attaque du correcteur de tonalité. Une petite capacité de 100 pF montée en contre-réaction totale prévient tout accrochage haute fréquence. Le correcteur de tonalité est une version « contractée » du baxendall classique; il n'en demeure pas moins très efficace et les valeurs employées tendant à favoriser le haut médium et l'aigu par rapport aux basses corrigent l'effet de proximité bien connu des sonorateurs. T₃ monté en émetteur commun classique compense l'affaiblissement provoqué par le correcteur.

Le signal de sortie disponible sur le collecteur de T₃ est acheminé par un condensateur de 22 μ F au potentiomètre de dosage

de niveau d'une valeur de 22 k Ω . Le mixage des six entrées est assuré par des résistances de 15 k Ω ; d'autre part au niveau de chaque curseur un contacteur permet le départ du signal dans la barre de mixage « EFFECT ».

MIXER ET FOLLANWERS

Le mixage provoque un affaiblissement du signal qui est compensé par le transistor mixer

T₄ monté en émetteur commun classique.

Les tensions mixées disponibles sur le collecteur de T₄ sont alors « dispatchées » dans deux amplificateurs de sortie à dosage de niveau séparés par deux potentiomètres à curseurs rectilignes de 22 k Ω .

Les étages de sorties à transistors complémentaires BC109/BC179 (15, T₆) permettent une sortie très faible impédance capable d'attaquer au niveau 800 mV n'importe quel amplificateur de puissance.

LE CIRCUIT D'EFFET

Le circuit « effet » peut-être soit une réverbération (dont toute la partie électronique est intégrée à l'appareil) soit une chambre d'écho soit une chambre extérieure. Les tensions disponibles dans la rampe de mixage « effect » sont amplifiées par un étage à émetteur commun T₇, dosées par un potentiomètre à curseur et excitant un petit amplificateur à symétrie complémentaire capable d'exciter le primaire de l'unité de retard à ressorts du type Hamond 4 F, extérieure au coffret. Le signal retardé disponible au secondaire est amplifié par T₁₁ et réinjecté dans les deux voies de sorties à travers un inverseur réverbération/écho et deux résistances de 22 k Ω .

LE CIRCUIT D'ALIMENTATION

Un petit transformateur procure une tension alternative de 34 V redressée par une diode MR501 et filtrée efficacement par une capacité de 2 200 μ F, la tension régulée de 20 V nécessaire aux circuits est obtenue aux bornes d'une diode Zéner 2D20. Une cellule de filtrage 100 Ω /1 000 μ F, procure une tension séparée pour alimenter les voies d'entrée.

D.C.

MATÉRIEL NOTAMMENT VENDU CHEZ :

TERAL - 26 ter, rue Traversière, 75012 PARIS

Tél. : 344-67-00 - 307-47-11 (GARE DE LYON)

MAGASIN OUVERT DE 9 H A 20 H DU LUNDI AU SAMEDI COMPRIS

POWER Nouveautés 1974

Matériel le plus fiable et le moins cher de France

MPK 603 - Préampli mixage - Préampli pour instruments de musique, microphone ou sonosation de disque et magnétophone stéréo. 2 canaux avec réglage du volume par potentiomètre linéaire et corrections graves et aigus séparées. Entrées pour instrument par jack, PU et magnétophone par prise DIN. Sorties par jack. Toutes connexions se font sur le panneau de contrôle. BP 20 à 20 000 Hz. Dim. : 483 x 132 x 105.

Complet en ordre de marche 580 F
 MPK 602 - Préampli universel 873 F
 MPK 604 - Table de mixage 1 290 F

AMPLIFICATEURS POWER

APK 150 - 150 W efficaces 972 F
 APK 200 - 2 x 80 W efficaces 1 100 F
 APK 1702 - Module câblé, 80 W 481 F

(Documentation gratuite sur demande)

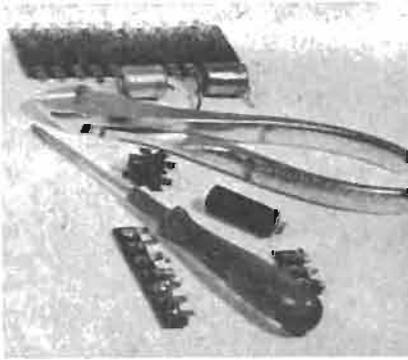
AMPLI-GUITARE POWER 30

C'est le temps des guitares - « Sur la scène POWER vous distinguera »

Puissance 20 W. - 2 canaux d'amplification - 4 entrées instrument - 1 prise magnétophone enreg./lecture - 1 trémolo réglable en vitesse - 2 commandes de volume par potentiomètres linéaires - Commande de tonalité sur chaque canal - 1 haut-parleur de 31 cm, 30/50 W - Secteur 220 V, voyants lumineux, fusible - Dimensions : 47 x 52 x 23. PRIX complet en O.M. 678 F

PIZON BROS couleur

PORTACOLOR 42 Design : Un vrai portable - 6 chaînes automatiques - Tube 41 cm - Shadow-mask - Dim. : 54 x 37 x 29 cm. Livré avec les 2 antennes. 3 390 F



ABC de L'ELECTRONIQUE

GENERALITES

LES amplificateurs analogiques sont réalisables, aussi bien avec des transistors individuels, qu'avec des CI (circuits intégrés). Il est aussi possible et fréquent d'utiliser dans un même montage des transistors, des diodes et un ou plusieurs circuits intégrés.

Ces CI sont fabriqués par tous les fabricants de semi-conducteurs sous des dénominations parfois différentes, parfois présentant des similitudes permettant de déceler une équivalence complète ou partielle, parfois, enfin, identique au point de vue de la substitution.

L'équivalence totale est dans certains cas, obtenue dans un certain sens, par exemple le CI d'une marque « X », remplace celui d'une autre, mais l'inverse n'est pas tout à fait vrai.

Sur les amplificateurs analogiques, il existe une abondante littérature technique : articles de revue, notes d'applications provenant des fabricants de CI et de constructeurs d'appareils finis, ouvrages généraux et ouvrages spécialisés.

Les circuits intégrés contenant un ou, plusieurs amplificateurs opérationnels sont souvent classés par leurs fabricants, dans la catégorie des CI dits analogiques ou linéaires, ce qui ne veut nullement dire qu'il soit impossible de réaliser des dispositifs non linéaires. Bien au contraire, un très grand nombre d'applications des CI dits analogiques, sont du domaine non-linéaire, par exemple les amplificateurs logarithmiques. La théorie et les applications des amplificateurs opérationnels sont de difficulté moyenne et leur emploi est à la portée de tous nos lecteurs. Parmi les applications, nombreuses sont « très pratiques » pour l'amateur, comme par exemple, des alimentations régulées.

Voici d'ailleurs une liste non limitative de quelques applications des amplificateurs analogiques : amplificateurs courants continus, oscillateurs, conformateurs de signaux, filtres actifs, amplificateurs logarithmiques, calculateurs analogiques, amplificateurs mélangeurs, comparateurs, dispositifs de mémoire, transmetteurs et récepteurs de ligne et bien d'autres concernant des applications générales ou spéciales.

Grâce aux CI, ces dispositifs électroniques, même de composition très compliquée, deviennent très simples à utiliser et à monter, tout en étant très abordables au point de vue du prix. L'utilisateur n'est nullement tenu de connaître à fond la composition d'un CI, tout ce qu'il lui faut est de savoir s'en servir de manière à ce que les meilleurs résultats soient obtenus et que le dispositif fonctionne dans des conditions normales, lui assurant une longue vie.

TERMINOLOGIE DES AMPLIFICATEURS ANALOGIQUES

Les mots savants ne font peur que tant que l'on ne connaît pas leur signification. Ils perdent leur mystère et même tout prestige dès que l'on sait ce qu'ils signifient.

Parmi les paramètres cités ci-après, dont nous ne donnons que les principaux, un certain nombre

d'entre eux sont valables aussi dans d'autres techniques.

Voici d'abord, à la figure 1, le système symbolique d'un amplificateur opérationnel représenté par un triangle. L'entrée est à gauche, la sortie au sommet de droite et les points d'accès pour l'alimentation sur les côtés haut et bas du triangle.

Il y a évidemment deux points d'alimentation, l'un désigné par V_{CC1} pour le pôle + et l'autre V_{CC2} pour le pôle - de la source d'alimentation. Il existe aussi des CI à deux alimentations.

Ensuite, on remarquera une seule sortie, mais deux entrées : l'une marquée + est l'entrée non inverseuse ce qui signifie que si l'on applique une tension variant dans un certain sens, la tension de sortie varie dans le même sens; par exemple si la tension d'entrée non inverseuse croît, celle de sortie croît aussi.

L'autre entrée est l'entrée inverseuse et on la désigne par le signe -. Si, à cette entrée, la tension appliquée varie dans un certain sens, celle de sortie varie dans le sens opposé; par exemple, si la tension appliquée à l'entrée inverseuse augmente, celle de sortie diminue.

D'autres points terminaux d'accès au CI permettent de donner à l'amplificateur des caractéristiques particulières, comme par exemple des points de compensation, dont il sera question par la suite.

Voici maintenant l'explication de quelques termes usités dans le langage des spécialistes des circuits analogiques.

Tension différentielle d'entrée. On la désigne par V_d . Il s'agit de la différence des tensions appliquées aux deux entrées.

A noter que pour les entrées non inverseuse et inverseuse, les signes + et - indiquent la non-inversion et l'inversion, et nullement que les tensions à appliquer doivent être positives ou négatives. Ne pas confondre ces points d'entrée avec ceux de branchement du + et du - alimentation.

Tension d'entrée en mode commun. On la désigne par $V_{in CM}$. Cette tension est la moyenne des tensions appliquées à chacune des deux entrées.

Gain de tension différentiel. Désigné par A_v . Se définit par le rapport : variation de la tension de sortie à la variation de la tension différentielle d'entrée. En voici un exemple. La tension appliquée à l'entrée inverseuse est de e_2 volts, celle appliquée à l'entrée non inverseuse est de e_1 volts et celle de sortie est de e_1 volts.

La tension différentielle d'entrée est, d'après la définition donnée plus haut, $V_{di} = 0,5 (e_1 - e_2)$. Les variations sont désignées généralement par la lettre grecque Δ . Le gain de tension différentiel est donc :

$$A_v = \frac{\Delta e_s}{\Delta V_{di}}$$

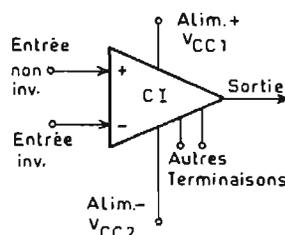


Fig. 1

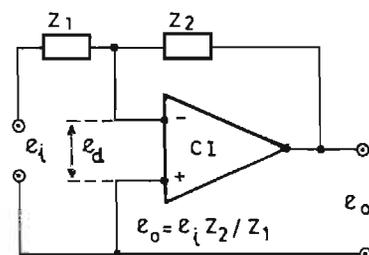


Fig. 2

C'est un rapport de deux grandeurs de même nature, donc c'est un nombre.

Rapport de réjection de mode commun, désigné par CMRR ; on l'exprime en décibels donc 20 fois le logarithme décimal de ce rapport. Celui-ci est obtenu en divisant deux variations, l'un est la variation de l'entrée en mode commun définie plus haut, provoquant une certaine variation de la tension de sortie. Désignons-la par $\Delta V_{in CM}$.

L'autre est la variation de la tension d'entrée différentielle (voir plus haut) provoquant la même variation de la tension de sortie. Désignons-la par ΔV_{di} .

Le rapport de réjection de mode commun est alors :

$$\frac{\Delta V_{in CM}}{\Delta V_{di}}$$

que l'on exprime en général par les décibels de tension correspondants en prenant 20 fois le logarithme de ce rapport.

Rapport de réjection des variations d'alimentation : comme le précédent, s'exprime en décibels. Sa définition est la suivante : soit ΔV_A la variation de l'une ou de l'autre tension d'alimentation s'il y en a deux, ou des deux à la fois, provoquant une certaine variation Δe (e_s = tension de sortie). Soit, aussi Δe_e (variation de la tension différentielle d'entrée) provoquant la même variation Δe_s . Le rapport de réjection est alors :

$$\frac{\Delta V_A / \Delta V_{di}}{20 \log_{10} (\Delta V_A / \Delta V_{di})}$$

Tension d'entrée différentielle maximale : la valeur la plus élevée de V pouvant être appliquée sur les entrées sans qu'il y ait destruction du CI.

Tension d'entrée de mode commun maximale : tension d'entrée qui, appliquée en même temps sur les deux entrées du circuit analogique, n'amène ni perturbation du fonctionnement, ni destruction, ni les deux.

Tension de décalage d'entrée : expression française, dont l'équivalent anglais est **tension d'OFFSET** employé d'une manière courante. C'est la tension différentielle à appliquer à l'entrée pour annuler la tension de sortie.

Coefficient de température de la tension de décalage à l'entrée : variation exprimée en $\mu V/^{\circ}C$ de la tension d'offset d'entrée (voir ci-dessus) en fonction de la température.

Courant d'entrée : courant nécessaire pour assurer la polarisation des bases des transistors d'entrée.

Courant de décalage à l'entrée : différence des courants de polarisation des deux entrées.

Coefficient de température du courant de décalage à l'entrée : variation de l'évolution du courant différentiel d'entrée en fonction de la température de la pastille.

Impédance d'entrée (résistance dynamique d'entrée) : rapport d'une variation de tension différentielle d'entrée à la variation de courant différentiel correspondante.

Impédance de sortie (résistance dynamique de sortie) : rapport d'une variation de tension de sortie à la variation de courant de sortie qui l'a provoquée.

Bande passante à - 3 dB : fréquence à laquelle le gain de tension différentiel en boucle ouverte est de 3 dB inférieur au gain de tension différentielle en boucle ouverte à une fréquence nulle (courant continu).

Bande passante au gain unité : fréquence à laquelle le gain de tension différentiel est égal à l'unité.

Vitesse de réponse en petits signaux : pente exprimée en V/s, de la droite suivie par la tension de sortie lorsqu'on applique un échelon de tension différentielle à l'entrée qui ne provoque pas de saturation.

Temps de réponse en grands signaux : temps séparant l'application d'un échelon de tension sur l'entrée différentielle qui provoque le basculement de la tension de sortie d'une saturation à

l'autre à l'arrivée en saturation de la sortie.

Compensation de fréquence optimale : réseau extérieur de résistances et de capacités assurant un fonctionnement stable avec la plus grande bande passante possible.

Linéarité : rapport entre les écarts maximaux de la fonction de transfert réelle et la fonction de transfert idéale.

Gain de conversion : rapport entre l'amplitude du signal FI à la sortie du convertisseur et l'amplitude du signal HF incident.

Réjection de l'oscillateur local ou réjection HF : rapport entre l'amplitude du signal FI à la sortie du convertisseur et l'amplitude du signal HF restant à cette sortie.

Sensibilité : variation minimale de la tension d'entrée provoquant un basculement de la tension de sortie.

Temps de propagation : temps séparant une transition du niveau d'entrée de la transition correspondante du niveau de sortie.

CLASSIFICATION DE CIRCUITS ANALOGIQUES

On peut distinguer quatre groupes principaux d'amplificateurs analogiques.

Groupe 1 : les AOP (amplificateurs opérationnels) dont la tension de sortie suit une loi linéaire par rapport à la tension d'entrée. Dans ce groupe, les paramètres les plus importants sont : gain

de tension A_v , tension de décalage, courant d'entrée, impédance d'entrée, impédance de sortie, bande passante (V_{offset} , I_e , Z_e , Z_s , B).

Groupe 2 : amplificateur dont la tension de sortie ne suit pas une loi linéaire par rapport à celle d'entrée : loi logarithmique, sinusoïdale ou toute autre. Principalement, dans cette catégorie, les amplificateurs logarithmiques et les mélangeurs.

Principaux paramètres : fonction de transfert, impédances d'entrée et de sortie, bande passante.

Groupe 3 : la tension de sortie ne suit une loi linéaire que pour une faible variation de la tension d'entrée.

Principaux paramètres : A_v , Z_e , Z_s , temps de propagation. Principal montage : comparateur.

Groupe 4 : combinaison des fonctions analogiques et des fonctions logiques.

Ces circuits possèdent une entrée analogique et une sortie logique ou vice versa : transmetteurs et récepteurs de ligne, circuits d'adresse, lecture de mémoire. Principaux paramètres : transmission : fonction d'entrée, puissance de sortie ; réception : sensibilité d'entrée, fonction de sortie ; pour les deux : temps de propagation.

LES DIFFERENTS TYPES

Amplificateur différentiel : amplificateur dont la tension de sortie est proportionnelle à la différence de tension présente sur les entrées.

Amplificateur opérationnel : amplificateur différentiel prévu pour travailler avec un réseau extérieur destiné à fixer le gain ou la fonction de transfert voulue.

Amplificateur vidéo : amplificateur différentiel ou non à gain fixe et très grande bande passante.

Comparateur, amplificateur logarithmique : amplificateur dont la tension de sortie est proportionnelle, dans une certaine plage au logarithme de la tension d'entrée.

Amplificateur mélangeur : amplificateur destiné au mélange de deux signaux de fréquence différente. La fréquence du signal de sortie étant égale à la somme ou à la différence des fréquences des deux signaux d'entrée.

Amplificateur différentiel fournissant une variation déterminée de la tension de sortie quand le sens des tensions appliquées sur les entrées change.

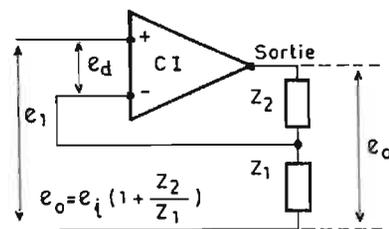


Fig. 3

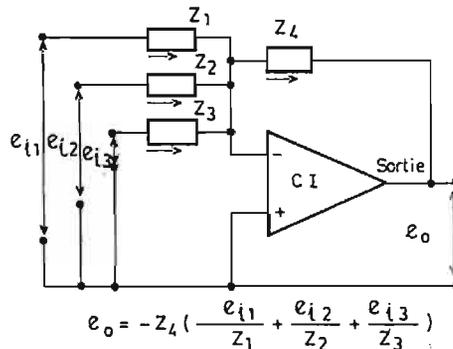


Fig. 4

Transmetteur de ligne : circuit destiné à envoyer un signal logique dans une ligne de transmission. Ce circuit possède plusieurs entrées compatibles avec les niveaux TTL ou DTL et une sortie différentielle en courant pour attaquer la ligne.

Récepteur de ligne : circuit destiné à convertir les signaux différentiels présents sur une ligne de transmission en signaux de niveaux logiques compatibles avec la TTL ou la DTL. Il a une entrée différentielle de haute sensibilité et une sortie TTL.

Circuit d'adressage de mémoire magnétique : ce circuit fournit à partir de niveaux TTL/DTL les différents courants de commande pour les mémoires à tores.

Circuit de lecture de mémoire : il délivre, à partir de l'impulsion présente sur les fils de lecture d'une mémoire, un signal logique compatible TTL/DTL. Il peut posséder un seuil réglable du niveau de lecture et des sorties variées telles que monostable, bistable ou portes.

DEFINITION DES CIRCUITS ANALOGIQUES

Un circuit intégré analogique est un ensemble électronique comprenant, outre ses alimentations, une ou plusieurs entrées et une ou plusieurs sorties.

Le signal recueilli sur la ou les sorties est une fonction continue du signal injecté sur la ou les entrées.

Les signaux d'entrée ou de sortie peuvent être soit des tensions, soit des courants.

L'amplitude des signaux de sortie est liée à celle des signaux d'entrée par une loi dite fonction de transfert :

Si l'on considère les paramètres généraux suivants :

Tension d'entrée : e_i .

Courant d'entrée : i_i .

Tension de sortie : e_o .

Courant de sortie : i_o .
Fonction de transfert : f .

On peut écrire :
 $e_o = f(e_i)$, $e_o = f(i_i)$, $i_o = f(i_i)$ ou $i_o = f(e_i)$.

La fonction de transfert ainsi que la nature des signaux d'entrée et de sortie définit le type du circuit.

EMPLOI DES CIRCUITS ANALOGIQUES

Comme pour tout semi-conducteur, des valeurs maximales à ne pas dépasser sont données en ce qui concerne la plupart des paramètres. Si ces valeurs étaient dépassées, le circuit pourrait voir ses performances diminuées et pourrait même être détruit. C'est le cas, notamment, pour les valeurs des tensions, d'alimentation, des tensions d'entrée et du courant de sortie.

Précautions à prendre : comme dans tout circuit multiétage ou un fort taux de contre-réaction est appliqué, il faut prendre certaines précautions pour assurer un fonctionnement stable. Ces précautions sont de deux ordres : câblage et réseau correcteur extérieur.

Précautions de câblage : les courants d'alimentation de chaque étage du circuit passant tous par la même broche, la self et la résistance des lignes d'alimentation risquent de les coupler entre eux ; ils risquent aussi, à plus forte raison, de coupler entre eux plusieurs circuits alimentés par la même ligne. Pour éviter ceci, il faut découpler à la masse, le plus près possible de chaque circuit ; chacune des lignes d'alimentation, pour ce faire, un condensateur céramique de 10 nF est suffisant.

Etant donné que le gain reste en général supérieur à l'unité jusqu'à des fréquences très élevées, il y a lieu de faire attention à l'importance du couplage parasite qui pourrait résulter de la disposition du câblage entre la sortie

et l'entrée non inverseuse. Il en va de même au sujet des couplages des réseaux correcteurs entre eux, avec les entrées ou avec la sortie.

LES MONTAGES D'AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

Revenons à la **figure 1** qui donne le schéma général d'un amplificateur opérationnel.

Lorsque celui-ci est **idéal** (les modèles existants tendent vers cet idéal sans jamais l'atteindre), il a les caractéristiques suivantes :

Entrée différentielle (donc deux entrées), sortie unique.

Gain différentiel (voir définition plus haut) = infini.

Gain en mode commun = 0.

Impédance d'entrée = infini

Impédance de sortie = 0.

Bande passante = infini

Offset = 0.

En réalité, avec les modèles existants « zéro » sera remplacé par « très petit » et « infini » par « très grand ».

Les amplificateurs opérationnels peuvent être soumis à la contre-réaction s'exerçant entre un point de sortie et un point d'entrée inverseur, bien entendu, par rapport au point de sortie choisi. Dans certains calculs de détermination des éléments, il est possible, avec une bonne approximation, en pratique, de se baser sur les paramètres idéaux, zéro et infini, mentionnés plus haut. Avec de telles valeurs, les calculs et les formules se simplifient le plus souvent.

AMPLIFICATEUR INVERSEUR

Ce montage est donné par la **figure 2**. Dans les conditions idéales, le gain étant infini, on a $e_s/e_d = 0$ donc $e_d = 0$, e_n , e_p ne peut être infinie. Si e_d = différence entre les tensions des deux entrées, est nulle, l'impédance d'en-

trée Z étant infinie dans le cas idéal, le courant d'entrée est nul. Dans ces conditions, le même courant passe par Z_1 et Z_2 . On aura alors :

$$\frac{e_i - e_d}{Z_1} = \frac{e_d - e_o}{Z_2}$$

En faisant $e_i = 0$ cas idéal, il vient :

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{Z_2}{Z_1}$$

La fonction de transfert est donc représentée par le rapport des deux impédances et le signe - indique qu'il y a inversion.

En effet, le point « entrée non inverseuse » est à la ligne commune d'entrée et de sortie, en général « ligne de masse ».

AMPLIFICATEUR SUIVEUR

On connaît la « cathode follower » (plaque commune) à lampe, l'emitter-follower ou émetteur suiveur, à transistor triode et le source-follower à transistor à effet de champ.

Dans un CI opérationnel, il y a aussi trois points correspondants aux trois électrodes des triodes.

Ainsi, l'entrée non inverseuse correspondra à l'émetteur, l'entrée inverseuse à la base et la sortie au collecteur.

Dès lors, le montage suiveur à CI opérationnel sera attaqué sur l'entrée non inverseuse, désignée par le signe +, la sortie étant entre le point de sortie du CI et la ligne commune (ou masse) sur l'entrée inverseuse, ce montage avec triode se nomme aussi « à base commune ».

Dans le cas du montage suiveur opérationnel (voir **figure 3**), on a :

$$e_d = \frac{e_o}{\infty} = 0$$

De ce fait, les deux tensions d'entrées (non inverseuse et inverseuse) sont égales. D'autre part la tension sur l'entrée - (inverseuse) est égale à la tension de

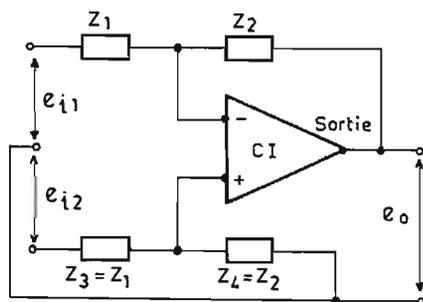


Fig. 5

$$e_o = \frac{Z_2}{Z_1} (e_{i2} - e_{i1})$$

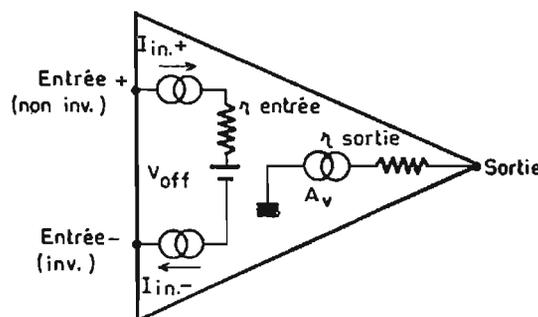


Fig. 6

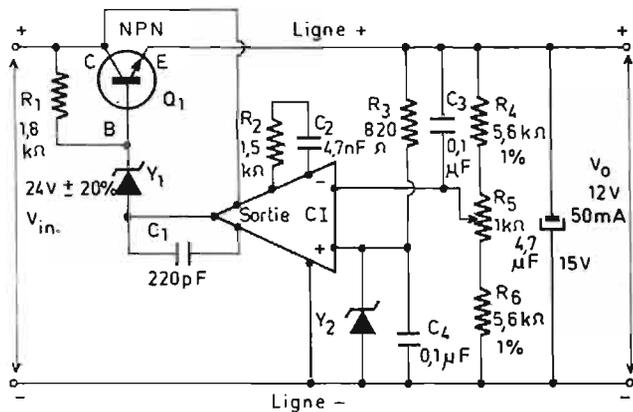


Fig. 7

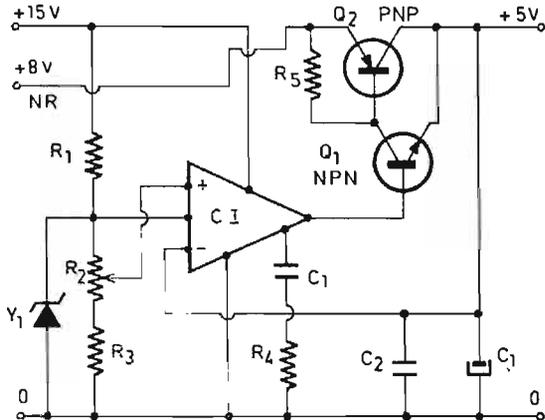


Fig. 9

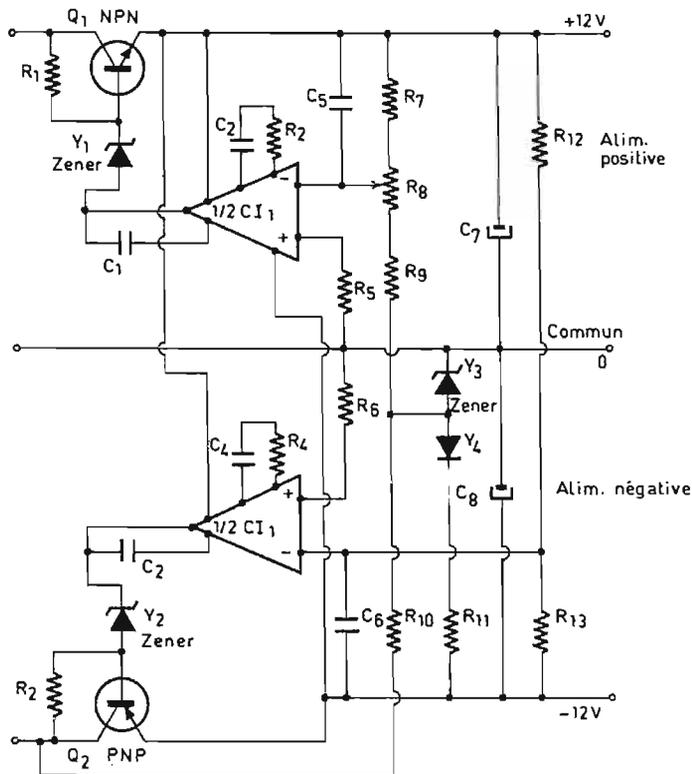


Fig. 8

sortie divisée par le rapport de réduction du pont des impédances Z_1 et Z_2 ce qui s'écrit :

$$e_1 - e_d = e_0 \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

comme $e_1 = 0$, il vient :

$$e_0/e_1 = 1 + (Z_2/Z_1).$$

A noter que le montage suivant est non inverseur.

MONTAGE ADDITIONNEUR (OU SOMMATEUR)

Ce montage est représenté à la figure 4 et présente des analogies avec des mélangeurs utilisés en basse fréquence.

L'application des lois de Kirchhoff au point de sommation (point commun de Z_1 , Z_2 , Z_3 , et Z_4) donne l'égalité entre I_4 et $I_1 + I_2 + I_3$. En remplaçant chaque courant par sa valeur : tension/impédance, correspondante, on trouve finalement :

$$e_0 = -Z_4 \left(\frac{e_{i1}}{Z_1} + \frac{e_{i2}}{Z_2} + \frac{e_{i3}}{Z_3} \right)$$

Il est évident que le montage et la formule donnés, sous trois entrées de tension à additionner, se généralise pour n tensions e_{i1} , e_{i2} ,... e_{in} .

MONTAGE DIFFERENTIEL

De la somme on passe tout naturellement à la différence, en

réalisant le montage différentiel de la figure 5.

Un calcul simple permet de trouver :

$$e_0 = \frac{Z_1}{Z_2} (e_{i2} - e_{i1})$$

à condition que l'on ait $Z_3 = Z_1$, $Z_4 = Z_2$.

Ne pas oublier qu'il s'agit de conditions de fonctionnement d'un amplificateur opérationnel idéal.

AMPLIFICATEUR REEL

En tenant compte des caractéristiques réelles, on pourra représenter un amplificateur opérationnel selon le schéma équivalent de la figure 6. Il donnera satisfaction si l'on se contente de résultats approximatifs et ne donnant pas lieu à des perturbations des montages.

Les courants d'entrées sont I_{in+} et I_{in-} . La tension de décollage d'entrée est V_{off} (V offset). Les générateurs produisent ces tensions d'entrée et de sortie, les résistances étant celles d'entrées et de sorties.

D'autres considérations théoriques seront données par la suite et nous passons maintenant à l'analyse de quelques montages pratiques. Ceux-ci seront intercalés dans les études théoriques.

ALIMENTATION REGULEE A UNE SORTIE

Ce montage est représenté par le schéma de la figure 7. Il utilise un transistor NPN, Q_1 du type 2N2219, un circuit intégré CI du type SN52/72709, une diode de référence Y_1 du type 1N753 et une diode de référence Y_2 du type 1N823.

Tous ces semi-conducteurs sont de « Texas-Instruments » (voir références à la fin de cet article).

Dans ce montage se trouvent cinq condensateurs, cinq résistances et un potentiomètre. Il est assez simple à réaliser et convient dans de nombreuses applications nécessitant 12 V sous un courant maximal de 50 mA.

La régulation est de 10^{-5} et la stabilité en température de $\pm 6.10^{-5}/^{\circ}\text{C}$. Il faut appliquer à l'entrée une tension de 24 V nominal, mais pouvant varier de $\pm 20\%$, c'est-à-dire entre 28,8 V maximum et 19,2 V minimum. Voici les valeurs des éléments : $C_1 = 220 \text{ nF}$, $C_2 = 4,7 \text{ nF}$, $C_3 = C_4 = 0,1 \mu\text{F}$, $C_5 = 4,7 \mu\text{F}$, 15 V ; $R_1 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 820 \Omega$, $R_4 = 5,6 \text{ k}\Omega$ à tolérance de 1%, $R_5 =$ potentiomètre de 1 kΩ bobiné, $R_6 = 5,6 \text{ k}\Omega$ tolérance 1%.

La stabilité en température de R_4 et R_6 doit être de 25.10^{-6} .

Ce montage comprend un dispositif à diode Y_2 donnant une tension de référence qui est comparée à la tension de sortie du curseur du potentiomètre R_5 .

La tension de sortie du CI est déportée de 6 V à l'aide de la diode Y_1 et attaque la base de Q_1 . Le courant de cette électrode est déterminé par R_1 .

Cette alimentation est de grande précision et convient pour des montages nécessitant une régulation très poussée.

ALIMENTATION $\pm 12 \text{ V}, 50 \text{ mA}$

Cette alimentation, dont le schéma est à la figure 8, donne deux tensions de 12 V, l'une dite positive, l'autre négative de même valeur, le - de l'une étant relié au + de l'autre sur la ligne zéro origine des tensions.

Ce montage utilise deux transistors :

$Q_1 =$ NPN 2N2219

$Q_2 =$ PNP 2N2906

et trois diodes de référence (Zener) :

$Y_1 =$ 1N759

$Y_2 =$ 1N759

$Y_3 =$ 1N823

(Suite page 224)

VIDÉOGRAPHIE ET VIDÉODISQUE

LE mot **vidéographie** est un néologisme désignant les systèmes audiovisuels mettant en œuvre des ensembles de méthodes et des techniques d'enregistrement, de stockage, de traitement et de diffusion des images télévisées, et dont la base matérielle est un support généralement non photo sensible et spécialement magnétique. Il désigne ainsi, en particulier, la production des films cinématographiques utilisant l'enregistrement électronique des images et les techniques électroniques postérieures à la production, c'est-à-dire la cinématographie électronique ou magnétique.

La télévision elle-même est devenue, tout au moins, aux États-Unis une réalité à partir de 1928, mais la télévision commerciale n'a commencé à devenir un procédé de diffusion populaire qu'après la seconde guerre mondiale. Durant celle-ci, l'enregistrement sur bande magnétique avait été perfectionné par les ingénieurs allemands et, après 1945, la technologie magnétique est devenue la base de l'enregistrement moderne des sons et des images.

C'est en 1951, que la possibilité d'enregistrer pratiquement les images en blanc et noir sur bande magnétique a été démontrée pour la première fois par la division électronique des Ets Bing Crosby que nous avons cités dans un récent article, et les premiers enregistrements d'images en couleurs ont été effectués en 1953 par la Société R.C.A.

Les premiers emplois commerciaux de la bande magnétique-vidéo pour la télévision datent de 1956, et ont été effectués à l'aide des premiers appareils Ampex. Les systèmes de montage, qui ont amené la mise au point des procédés modernes datent de 1958; c'est, d'ailleurs en 1960, que les premières caméras portatives en couleurs équipées avec des transistors ont été utilisées pour la première fois pour les actualités et les événements sportifs.

La technique actuelle de la vidéographie, appliquée désormais à la réalisation des films de cinéma, pose un certain nombre de problèmes :

1° La mise au point et l'emploi des caméras portatives et des matériels d'enregistrement, grâce à l'adoption de composants à semi-conducteurs.

2° La construction de machines d'enregistrement couleurs à large bande.

3° L'augmentation de la précision des montages de supports non photosensibles.

4° Le montage sonore avec des systèmes différents des films réalisés.

5° La qualité des transferts obtenus de la bande initiale au film final.

Mais désormais, peu à peu, la production des enregistrements vidéo sur bande devient capable de satisfaire les besoins des producteurs modernes de films.

La réalisation des films n'est, sans doute, pas la seule application des appareils vidéographiques et, dans ce genre de matériels, l'abondance semble régner; nous avons assisté à une prolifération de procédés nouveaux et d'adaptation de procédés anciens. Dans ces systèmes, on peut, tout au moins, distinguer trois familles : les techniques à base de films, les techniques à base de bande magnétique, et les techniques à base de disques et bandes plastiques.

Les prévisions enthousiastes des premiers constructeurs n'ont pas toujours été suivies de résultats réellement industriels et pratiques et il a fallu distinguer les procédés pratiquement valables et les dispositifs de laboratoire aux résultats plus ou moins aléatoires.

L'enregistrement sur bande magnétique, utilisé d'abord uniquement dans les magnétoscopes de studio, et qui a donné naissance aux appareils réduits à vidéo-cassettes destinés aux semi-profes-

sionnels, sinon aux amateurs, a offert le premier des possibilités sûres et immédiates. Le film sensible, sous une forme particulière, peut permettre des applications limitées mais intéressantes, et surtout le disque, simple et économique, paraît destiné à un grand avenir.

Il ne faut pas négliger les difficultés de toutes sortes : réalisation d'appareils fiables et robustes, faciles à employer, de prix abordable pour un public élargi, nécessité d'une véritable normalisation et d'une compatibilité des enregistrements, nécessité dans de nombreux cas d'un vaste choix de cassettes enregistrées, avec possibilité de réduction des prix de vente, de location, d'abonnement, etc., question très délicate des droits d'auteur posant des problèmes juridiques complexes, etc.

Toutes ces difficultés ne peuvent être résolues rapidement, ce qui explique le retard apporté à la mise sur le marché d'appareils annoncés prématurément, l'abandon de dispositifs intéressants au point de vue technique mais ne possédant pas les qualités pratiques indispensables.

Il n'y a pas seulement à considérer la construction et la mise au point des appareils, ou, comme disent les Américains, les problèmes de « hardware », mais, encore et surtout, les questions plus difficiles de commercialisation, d'utilisation, de maintenance, de réparation, etc. c'est-à-dire de « software ».

Les premiers échecs constatés en 1972, tels que l'abandon de la Cartridge Télévision ENC qui avait fait figure d'innovateur en créant le système « Cartrivision » et du « Vidéorecord », qui avait entrepris la commercialisation des systèmes lecteurs à vidéo-cassettes, montre bien les difficultés du problème. Ces échecs sont dus essentiellement à une commercialisation trop sommaire et au coût d'achat élevé des appareils.

Un concept aussi nouveau

nécessite avant tout l'éducation et l'information du public, en lui démontrant les avantages de ces nouveaux procédés, ce qui impose un choix particulier des démonstrateurs et des revendeurs. Les problèmes de fabrication ne sont pas moins essentiels; sans compter l'incompatibilité des lecteurs entre eux, et la difficulté d'empêcher les duplications de bandes non contrôlées.

Malgré tous les efforts actuels et l'intérêt évident des vidéo-cassettes, qui doit assurer leur succès final, ces appareils ne sont pas encore, sans doute, destinés à une diffusion vraiment étendue dans un avenir rapproché, et c'est pourquoi, même aux États-Unis, les fabricants et les licenciés s'intéressent plutôt aux utilisations professionnelles, à la formation, à l'enseignement et à la promotion; en France, les premières expériences en cours ont concerné l'enseignement médical et des applications professionnelles précises.

Toutes ces difficultés mettent en relief les avantages du vidéo-disque, c'est-à-dire du disque tournant à grande vitesse, sur lequel sont inscrits des sillons servant de supports aux signaux d'image et de son. Le disque, en effet, est avant tout un produit économique, car une bande vidéo permettant d'obtenir un programme d'une heure est encore d'un prix élevé, et même, aux États-Unis de 20 à 30 \$, pour la bande seule, sans compter les droits de reproduction du programme et les frais d'enregistrement.

C'est pourquoi, les grandes sociétés internationales s'intéressent aux vidéo-disques et étudient les nouvelles méthodes de stockage sur disques des programmes vidéo. La Société R.C.A. elle-même, qui a abandonné le procédé sur film à images holographiques Selecta-Vision, et a mis au point un système à bande magnétique Selecta-Vision Mag Tape étudie désormais cette solution.

Les seuls débouchés possibles des procédés coûteux, tels que l'E.V.R. à films photographiques sont constitués par les écoles de tous genres et les grosses entreprises. Le coût de l'appareillage et de la fabrication du disque est beaucoup moins élevé; la société R.C.A., par exemple, va proposer des appareils à des prix inférieurs à 2 500 F contre 5 000 F au minimum pour les appareils vidéo magnétiques. Sans doute, les composants électroniques sont assez analogues, mais les composants mécaniques sont beaucoup plus simples; la différence entre le disque et la bande semble ainsi être de l'ordre de 1 à 10 en faveur du disque.

Le pionnier du vidéo-disque A.E.G. Telefunken, qui a créé avec Decca une filiale commune Teldec Inc, a annoncé le lancement pour 1974 d'un appareil lecteur, dont le prix approximatif sera de l'ordre de 1 200 F et emploierait des disques d'un prix de l'ordre de 25 F pour une durée de reproduction de 12 minutes environ. Philips a présenté récemment un système remarquable évitant toute usure du disque et utilisant le rayon laser à la place de l'aiguille phonographique; le disque en aluminium extra-léger peut assurer un programme de 35 minutes.

Le Discovision de M.C.A. Inc. devrait aussi être mis au point en 1974 et son prix de vente serait de l'ordre de 2 000 F, tandis que le Chrodadix, mis au point par la société Sydnor-Baxent, Scanner est un dispositif optique utilisant de nombreuses lentilles, au nombre de 65 000 sur chaque face du disque, d'un millimètre de diamètre seulement, et disposées en spirale. Ce disque, au contraire des autres systèmes, tournerait très lentement à raison de deux tours par minute contre 1 800 environ pour la plupart des autres procédés. Un appareil ayant la forme d'une caméra transmettrait les images du disque à un téléviseur ordinaire.

Le tableau ci-contre montre ainsi quelques caractéristiques de ces différents vidéo-disques.

Les vidéo-disques offrent d'abord l'avantage essentiel d'être généralement fabriqués suivant le même procédé que les disques sonores habituels, et constituent ainsi un support de distribution d'images essentiellement peu coûteux pour l'usage domestique. Le disque T.E.D. Telefunken--Teldec-Decca offre ainsi une grande ressemblance avec le disque habituel phonographique, mais avec une capacité de stockage des informations tout à fait différente. Un disque de 21 cm en polychlorure de vinyle comporte ainsi 280 sillons par millimètre de la surface enregistrée; chaque sillon contient une image de télévision complète avec le son correspondant, et la durée totale de reproduction est de 10 minutes. L'avantage essentiel du procédé sur ses rivaux consiste, sans doute, dans le fait de sa mise au point plus avancée, qui a presque permis d'atteindre le stade de la production en série.

Les partisans du disque photo-optique sont, comme nous l'avons dit plus haut, Philips et M.C.A. Discovision. Les dispositifs présentent l'avantage d'être optiques et, par suite, sans contact physique; un laser au néon-hélium à faible puissance permet la lecture des signaux d'image et les envoie électroniquement sur l'écran du téléviseur. Le système Discovision offre plusieurs analogies, mais il n'est pas encore au même degré de développement.

Ces appareils paraissent être encore cependant des prototypes de laboratoire et doivent encore recevoir des perfectionnements notables pour atteindre le développement « grand public »; la possibilité d'obtenir un mouvement réglable à vitesse lente, le fonctionnement image par image, la marche avant et arrière rapides; il est non moins nécessaire d'obtenir le maintien de la qualité des images.

Les techniciens de la M.C.A. Discovision prétendent avoir résolu ces différents problèmes, mais n'ont pas encore, semble-t-il, effectué des démonstrations publiques; si l'on peut, sans doute, envi-

sager la mise au point du procédé Philips pour 1975, on ne peut guère espérer des réalisations commerciales de Discovision avant au moins deux ans. Les disques photo-optiques semblent ainsi encore appartenir à un avenir prometteur, mais qui n'est pas immédiat, et seul, ainsi, le procédé T.E.D. paraît devoir être présenté dans un avenir prochain, à un prix qui pourrait être, si les prévisions optimistes se réalisent, de l'ordre de 1 000 F.

LA TECHNIQUE DU VIDÉO-DISQUE

Le principe du vidéo-disque est très ancien et, dès l'avènement de la télévision, on a songé à inscrire les images télévisées sur des disques phonographiques par des méthodes électro-mécaniques. A cette époque, en effet, les signaux de télévision n'étaient pas transmis sur des bandes de fréquences très larges; les images de très petite surface et à faible définition, d'une trame de l'ordre d'une trentaine de lignes seulement, n'exigeaient guère pour leur transmission qu'une bande de fréquences qui ne dépassait pas 4 500 à 5 000 Hz environ, ce qui correspondait à celle qui était adoptée normalement en radiodiffusion pour la transmission des paroles et de la musique.

On pouvait ainsi transmettre et recevoir avec des radio-récepteurs ordinaires les images plus ou moins grossières et rougeâtres et les réceptions pouvaient avoir lieu ainsi à des distances assez grandes; on pouvait facilement recevoir à Paris des images transmises de Londres.

Ces images imparfaites pouvaient simplement être inscrites sur un disque phonographique métallique ou plastique de l'époque, en reliant l'enregistreur directement à la sortie du radio-récepteur comme on l'aurait fait pour inscrire un radio-concert. Pour reproduire les images, il suffisait, de même, de placer le disque enregistré sur un tourne-disque avec pick-up et de transmettre les

signaux amplifiés à la lampe au néon d'un récepteur de télévision de l'époque, à vision directe ou à projection sur écran. Le synchronisme de la rotation des systèmes d'analyse et de restitution était assuré par les signaux d'images enregistrés sur le disque en même temps que les signaux modulés de télévision, ou en utilisant la régulation par le secteur de distribution alternatif, dans le cas de secteurs inter-connectés.

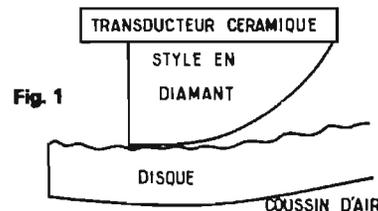
C'est le principe de cette méthode élémentaire électro-mécanique, qui est maintenant adopté également dans les dispositifs électro-mécaniques modernes tels que Teldec que nous avons rappelés plus haut. Le signal est enregistré sous la forme d'ondulation de surface, qui sont lus par un transducteur électro-mécanique spécial relativement simple.

Mais, il y a pourtant une différence pratique essentielle, tout d'abord, avec les systèmes primitifs. Aux temps héroïques de la télévision, l'opérateur pouvait enregistrer sur son disque plastique ou métallique avec un pick-up graveur très simple les signaux d'images et de sons, tandis que les systèmes modernes sont uniquement, lecteurs, à l'inverse des autres procédés vidéo-magnétiques, par exemple.

Par contre, la vitesse de rotation de disque et la densité de stockage des informations sont très élevées. Une image de télévision occupe de 2 à 4,2 mm de la surface du disque, ce qui correspond à $0,5 \times 10^6$ bits par mm^2 ; ce chiffre peut être comparé avec la valeur de 22 mm^2 pour le film Super-8 et de 70 mm^2 pour le magnétoscope d'amateur à bande magnétique de 12,7 mm de large.

Le système enregistre les signaux d'images sous la forme d'ondulations verticales dans un sillon en spirale peu profond en forme de V. L'angle est de 150° et la profondeur de $7 \mu\text{m}$. On peut inscrire 140 sillons par millimètre du rayon, alors que les disques stéréo LP ne contiennent que 12 à 13 sillons par mm. La vitesse de rotation est, de même, de 1 500 tr/mn pour 625 lignes/50

NOM	CONSTRUCTEURS	SUPPORT	DURÉE DE LECTURE	VITESSE ET PROCÉDE
TELDEC	TELEFUNKEN DECCA	DISQUE SOUPLE	10mn	1500tr/mn POINTE DIAMANT TÊTE CERAMIQUE
VLP	PHILIPS	DISQUE RIGIDE	45mn	1500tr/mn FAISCEAU LASER
DISCO-VISION	M.C.A.	DISQUE SOUPLE	40mn	1800tr/mn FAISCEAU LASER



demi-images seconde, et 1 800 tr/mn pour 525 lignes/60 demi-images seconde.

Les signaux images et son sont transmis par des ondes porteuses séparées modulées en fréquence; l'onde porteuse d'image a une amplitude de $0,5 \mu\text{m}$ et la gamme de déviation de fréquence s'étend de $2,75 \text{ MHz}$ à $3,75 \mu\text{Hz}$ (pointes des plages blanches).

Le rayon des sillons gravés varie de 48 à 102 mm; la longueur d'onde minimale enregistrée est d'ordre de $2 \mu\text{m}$ et la vitesse minimale de 11,8 cm/seconde, environ 100 fois plus grande que celle obtenue sur les disques habituels de phonographe. Il est donc impossible d'utiliser les méthodes habituelles de déplacement du style de lecture adoptées pour la reproduction des sons et qui n'est pas valable au-dessus de 50 ou 100 kHz.

La méthode adoptée est basée sur le « balayage à pression ». La pointe du style ne suit pas exactement les ondulations des sillons; cette pointe de diamant a la forme d'une sorte de sabot et sa longueur est telle qu'un certain nombre de sillons sont comprimés simultanément sous sa surface (Fig. 1).

Les sillons passent ainsi sous le style de droite à gauche dans la direction de la flèche. Les ondulations représentent les ondes porteuses dont la fréquence varie suivant la valeur instantanée du signal vidéo.

Le style exerce une très faible pression vers le bas de 0,2 gm sur le sillon, et produit une compression élastique des sillons au fur et à mesure de son passage. En raison des différents rayons de courbure à l'avant et à l'arrière du style, (plus grand à l'avant, plus réduit à l'arrière), cette compression élastique se produit graduellement, mais le relâchement correspondant, lorsque les ondulations ont passé, est beaucoup plus rapide.

Lorsque chaque ondulation se détend en quelque sorte brusquement, le style reçoit une impulsion de faible intensité, qui est convertie en une impulsion de tension électrique par un transducteur céramique couplé mécaniquement au style. Les ondulations des sillons produisent ainsi un signal électrique d'une amplitude assez élevée, d'environ 20 mV au début d'un enregistrement.

Sur le plateau tourne-disque, le disque est entraîné par son centre, et supporté à une petite distance de l'ordre de 0,1 mm, à peu près égale à son épaisseur, au-dessus d'un plateau fixe avec son axe parallèle au rayon le long des pistes du pick-up (Fig. 2).

Lorsque le disque tourne à 1 500 tr/mn, l'air est projeté vers l'extérieur par la force centrifuge. Le remplacement de cet air au-dessous du disque est limité par une petite ouverture annulaire et un manque de pression se produit au-dessous du disque, ce qui l'amène à s'appliquer exactement sur la plaque-semelle avec un écartement réduit, mais stable. Cette technique assure un entraînement très souple et doux particulièrement dans la région de contact entre le sillon et le transducteur, où il est le plus important.

Ce dispositif produit aussi un coussin d'air sous le disque, qui améliore la pression du mécanisme de lecture. Cette disposition constitue aussi un moyen simple et efficace utilisé pour guider le transducteur radialement à travers le disque. Le capteur est relié à l'appareil au moyen d'un tube à duralumin à haute compliance, avec l'entraînement disposé approximativement suivant la tangente au sillon au point de contact.

Ce montage définit la pression verticale statique de la pointe et permet au style de se déplacer

latéralement pour s'accommoder aux petites variations de vitesse moyenne qui peuvent se produire, par suite, par exemple, de l'excentricité et le style peut ainsi se placer de lui-même dans les sillons.

Une révolution complète du disque correspond à une image complète de TV (2 demi-images), et on obtient une constance satisfaisante des signaux de synchronisme.

La masse réduite des éléments et la faible profondeur des sillons permet à ces actions de s'exercer librement avec le minimum d'usure. D'ailleurs, le son accompagne l'image et sa reproduction est assurée par un effet de répétition du sillon.

L'amplitude de la force des impulsions produites par le style de lecture diminue lorsque le nombre des ondulations supportant le style augmente; pour un style donné, le nombre des ondulations est inversement proportionnel à la longueur d'onde λ .

La figure 3 montre que, sur une large gamme, le signal de sortie est proportionnel à λ pour une fréquence constante; cela montre l'effet de la réduction de la vitesse du sillon, qui se produit lorsque le rayon du sillon diminue au fur et à mesure de la lecture.

Les flèches horizontales sur l'axe horizontal indiquent les longueurs d'onde et un nombre type d'ondulations qui supportent le style. La gamme de longueurs d'onde utilisées pour le signal vidéo est comprise entre 2 et $6 \mu\text{m}$, la gamme de longueurs d'onde correspondantes pour le canal audio s'étend de $7,5 \mu\text{m}$ à $16 \mu\text{m}$.

En pratique, pour des longueurs d'onde très courtes, le niveau de sortie du capteur s'abaisse plus rapidement que l'on peut le prévoir théoriquement. Le fait est dû à ce que le rayon longitudinal de courbure du bord arrière du style

de reproduction ne peut être indéfiniment réduit, comme on le voit sur la figure 4.

Lorsque le rayon du bord arrière est voisin du rayon de courbure des ondulations à « lire », le signal de sortie s'affaiblit rapidement; cette chute est indiquée sur la figure 3 par une courbe en pointillé.

La figure 4 montre la réponse en fréquence du système de reproduction à pression, en supposant la longueur d'onde constante. Pour cet essai, on enregistre une bande assez longue de signaux d'essai, avec une longueur d'onde constante, et on actionne le disque à des vitesses variées pour exciter le style à des fréquences variées.

Cette courbe montre que le système de balayage à pression a une réponse en fréquence utilisable de l'ordre de 4-5 octaves entre deux pointes de résonance dues aux paramètres mécaniques du style reproducteur du transducteur et du système du support.

Les disques matrices (masters) sont gravés mécaniquement avec style actionné par cristal agissant sur un disque en aluminium revêtu d'une couche de nitrate de cellulose, comme pour les disques audio. La vitesse de l'enregistreur initial est plus lente que le temps normal prévu; il faut ainsi employer un support intermédiaire, habituellement du film.

Une préamplification est appliquée au signal vidéo avant la modulation de fréquence; elle correspond à l'affaiblissement suivant la démodulation dans le lecteur. Les caractéristiques du canal entre l'entrée vidéo d'enregistrement et la sortie du lecteur sont telles que la largeur de bande dépasse 2,5 MHz et le rapport signal/bruit varie entre 42 dB pour la partie extérieure du disque et 39 dB pour le rayon intérieur.

Le signal-son est modulé en fréquence sur une fréquence porteuse

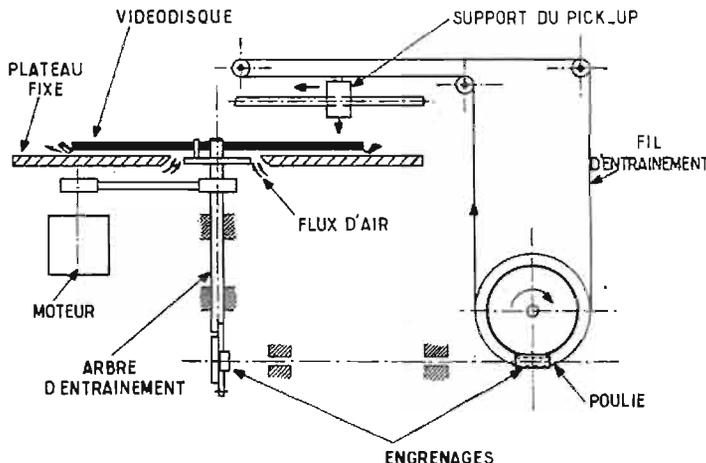


Fig. 2

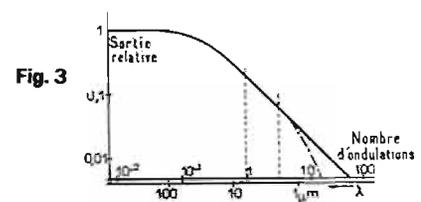


Fig. 3

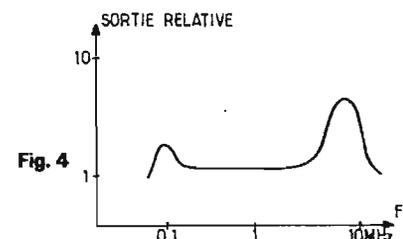


Fig. 4

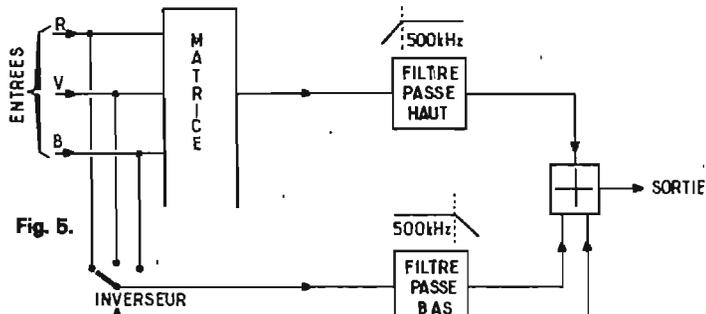


Fig. 5.

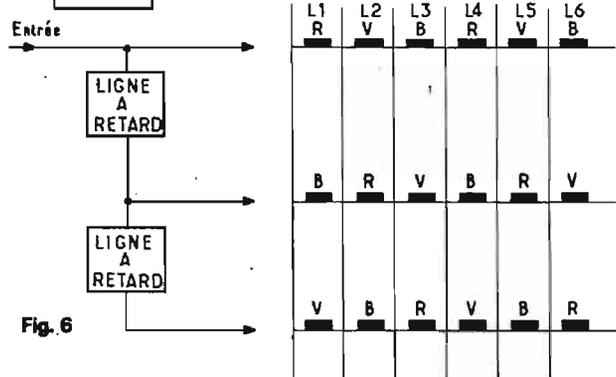


Fig. 6

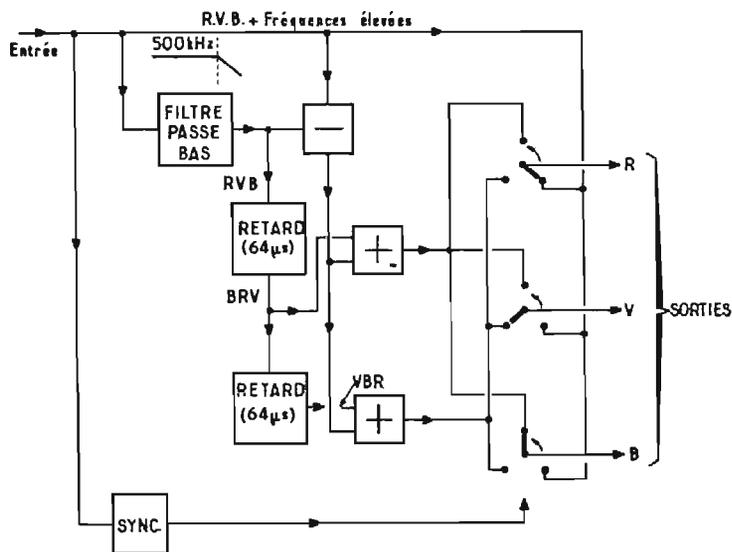


Fig. 7

d'environ 1 MHz, avec une déviation de ± 25 kHz et un rapport signal/bruit d'environ 50 dB.

Après gravure, un disque matricé est réalisé par une méthode galvanoplastique analogue à celle utilisée dans l'industrie des disques-son. En raison de la faible profondeur des sillons, les copies sont produites par une pression rapide, qui inscrit les informations sur une plaque vierge en P.C.V. de l'épaisseur convenable de 0,1 mm. Les faibles dimensions du sillon et sa modulation imposent des précautions très strictes de nettoyage à tous les stades de réalisation des matrices et du pressage.

LE VIDÉO-DISQUE ET LA COULEUR

Une largeur de bande inférieure à 3 MHz impose un codage de couleur particulière, même si la largeur de bande nécessaire était utilisable, la stabilité dans le temps du système de disque n'est pas assez parfaite.

Un système de codage couleur, dû à Walter Bruch et appelé 3-PATI est utilisé. Ce système permet les erreurs de synchronisation, et il place l'information de couleur à la partie inférieure du spectre de fréquences. Les composantes rouges, vertes et bleues de l'image sont enregistrées en séquences sur une bande s'étendant jusqu'à 500 kHz. L'information de la luminance au-dessus de

500 kHz demeure inaltérée; la figure 5 montre schématiquement ce principe de codage.

La figure 6 montre comment en employant deux éléments de ligne de période de retard, les signaux R, V et B peuvent être dérivés pour maintenir l'alimentation convenable aux canaux électroniques de reproduction des canaux électroniques des tubes.

La figure 7 montre encore, en principe, le fonctionnement du décodeur. La figure 7 montre les éléments du système de décodeur complet vidéo utilisé dans le lecteur et produisant un signal composite UHF - PAL acceptable par un téléviseur normal.

Il faut considérer les problèmes de standards internationaux TV; il faut ainsi envisager des enregistre-

ments séparés pour 625 lignes 50 demi-images à 1 500 tr/mn, ou pour 525 lignes, 60 demi-images à 1 800 tr/mn.

Le codage doit être effectué pour PAL et SECAM (avec des lecteurs à 1 500 tr/mn) pour NTSC (1 800 tr/mn). Une gamme de modulateurs UHF/VHF doit être disponible en tenant compte des variations locales.

Les disques plastique de 0,1 mm d'épaisseur et de 4 cm de diamètre assurent un programme couleur de 5 minutes; des chargeurs automatiques assurant 60 minutes ont été étudiés. Les disques sont empilés, ils sont remplacés automatiquement par le lecteur.

P.-H.

ABC

(Suite de la page 220)

ainsi qu'une diode normale $Y_4 = 1N914$ et un seul circuit intégré, le CI type SN72709DN qui contient deux éléments identiques désignés sur le schéma par 1/2 CI 1.

Voici les valeurs des éléments R et C de cette alimentation : $C_1 = C_2 = 220$ pF, $C_3 = C_4 = 470$ nF, $C_5 = C_6 = 0,1$ μ F, $C_7 = C_8 = 4,7$ μ F, 15 V ; $R_1 = R_2 = 1,8$ k Ω , $R_3 = R_4 = 1,5$ k Ω , $R_5 = 3,3$ k Ω , $R_6 = 5,6$ k Ω , $R_7 = 12$ k Ω , $R_8 = 2$ k Ω , $R_9 = 5,6$ k Ω , $R_{10} = 18$ k Ω , $R_{11} = 680$ Ω , $R_{12} = R_{13} = 12$ k Ω 1%.

R_8 est un potentiomètre bobiné.

La stabilité en température est de $\pm 6.10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ et le taux de régulation de 10^{-5} . La variation de symétrie des deux alimentations est de $+ 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$.

L'amplificateur opérationnel supérieur et le transistor NPN, Q_1 qui lui est associé, engendrent une tension de 12 V à partir de Y_3 et du pont $R_5-R_6-R_7$. Cette tension est inversée par l'amplificateur inférieur, la diode Y_2 et le transistor Q_2 et fournit de ce fait la tension « négative » - 12 V. Grâce au pont R_3-R_4 , la tension négative est maintenue à la valeur absolue de la tension + 12 V. La résistance R_{11} et la diode Y_4 assurent le démarrage du régulateur.

ALIMENTATION REGULEE 5 V, 1 A POUR TTL (CIRCUITS INTEGRES NUMERIQUES)

Pour des montages à TTL, l'alimentation de la figure 9 donnera 5 V, 1 A, avec une stabilité en température de $10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ et un taux de régulation de 10^{-3} .

Valeur des éléments : $C_1 = 10$ nF, $C_2 = 0,1$ μ F, $C_3 = 10$ μ F, 6 V, $R_1 = 12$ k Ω , $R_2 = 2$ k Ω , $R_3 = 3,9$ k Ω , $R_4 = 20$ Ω , $R_5 = 5,6$ k Ω .

$Q_1 = 2N2219$, NPN ; $Q_2 = TIP32$, PNP, $Y_2 = 1N752$. Le circuit intégré est du type SN52/72702.

Pour les TTL, la régulation peut être moindre qu'une des cir-

cuits analogiques. Une régulation de 1% est suffisante.

Il faut toutefois, dans le cas des montages à CI, TTL, une alimentation dont le temps de recouvrement soit beaucoup plus rapide. On utilisera pour ce cas, le SN52/72702, ne nécessitant qu'une alimentation unique, la broche de masse étant réunie à la diode Zener de 5,6 V. La tension de sortie est réglable avec R_2 .

F. JUSTER

Référence : guide d'utilisation des circuits intégrés linéaires, document Texas Instruments France.

RADIOCOMMANDE

des modèles réduits



La rubrique des F1000

UN CHARGEUR D'ACCU UNIVERSEL

pour les accus de faible capacité utilisés en

RADIOCOMMANDE

Si l'on examine un équipement complet de radiocommande de modèle réduit, on constate qu'il comporte essentiellement :

- Une partie radio. C'est l'émetteur et le récepteur. Le premier est tenu à la main et manipulé par le radiomodéliste, le second est installé à bord du modèle réduit (voiture, bateau, avion...).

- Une partie électromécanique. Elle est installée à bord du modèle réduit, elle fait suite au récepteur. Suivant l'importance de l'installation, elle peut comprendre un ou plusieurs servomécanismes, des moteurs électriques de différentes puissances, des relais...

Tous ces éléments doivent être alimentés en énergie électrique. Citons quelques chiffres à titre d'exemple. L'émetteur peut être alimenté par une source de 9 V, 12 V ou 18 V. Viennent ensuite les servos pour lesquels on trouve généralement du 2,4 V, du 4,5 V,

puis les moteurs en 4,5 V, en 6 V, en 12 V.

Toutes ces sources peuvent être fournies par des batteries de piles ou d'accus.

Que choisir ?

Nous dirons qu'à l'achat, au départ, la pile coûte moins cher. Mais dès qu'elle est usée, on la jette, il faut la renouveler. Un usage continu et intensif revient relativement cher. Pour l'accu, au départ l'achat est plus coûteux. Mais dès qu'il est déchargé on peut le recharger. Et il dure. Il dure plus longtemps, et pour un usage continu et intensif il revient moins cher que la pile.

Des considérations de poids et d'encombrement peuvent également entrer en jeu. A bord d'un avion, ceci peut parfois être critique. Pour un servomécanisme commandant une gouverne, on trouve de tout petits accus de très faible capacité.

Nous allons étudier ici la réalisation pratique d'un chargeur d'accu, permettant donc la

recharge de ces divers éléments. Nous l'avons adapté et particulièrement adapté à cette fonction. Mais tout d'abord, et comme nous allons beaucoup parler d'accus, voyons à en connaître de plus près les caractéristiques de fonctionnement : la tension et la capacité.

Un accumulateur au plomb

fournit une tension de 2 volts par éléments. Si l'on branche ces éléments en série, on obtient une batterie qui pourra faire 4 V, ou 6 V... Un modèle au cadmium - nickel fournit 1,2 V par élément. C'est pourquoi vous rencontrerez parfois des batteries de 4,8 V, ou de 8,4 V

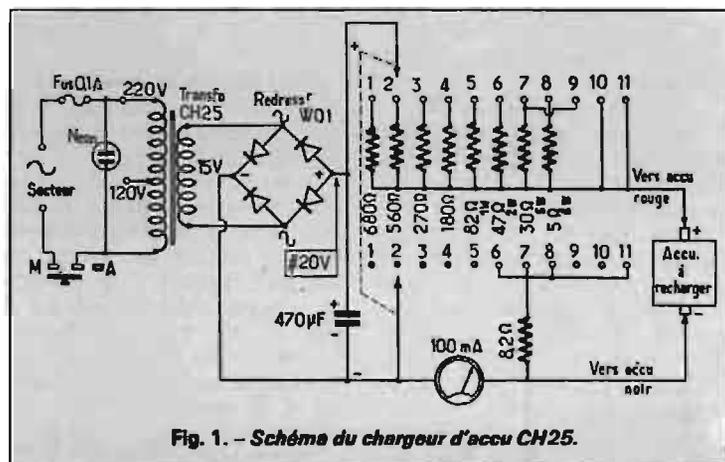


Fig. 1. - Schéma du chargeur d'accu CH25.

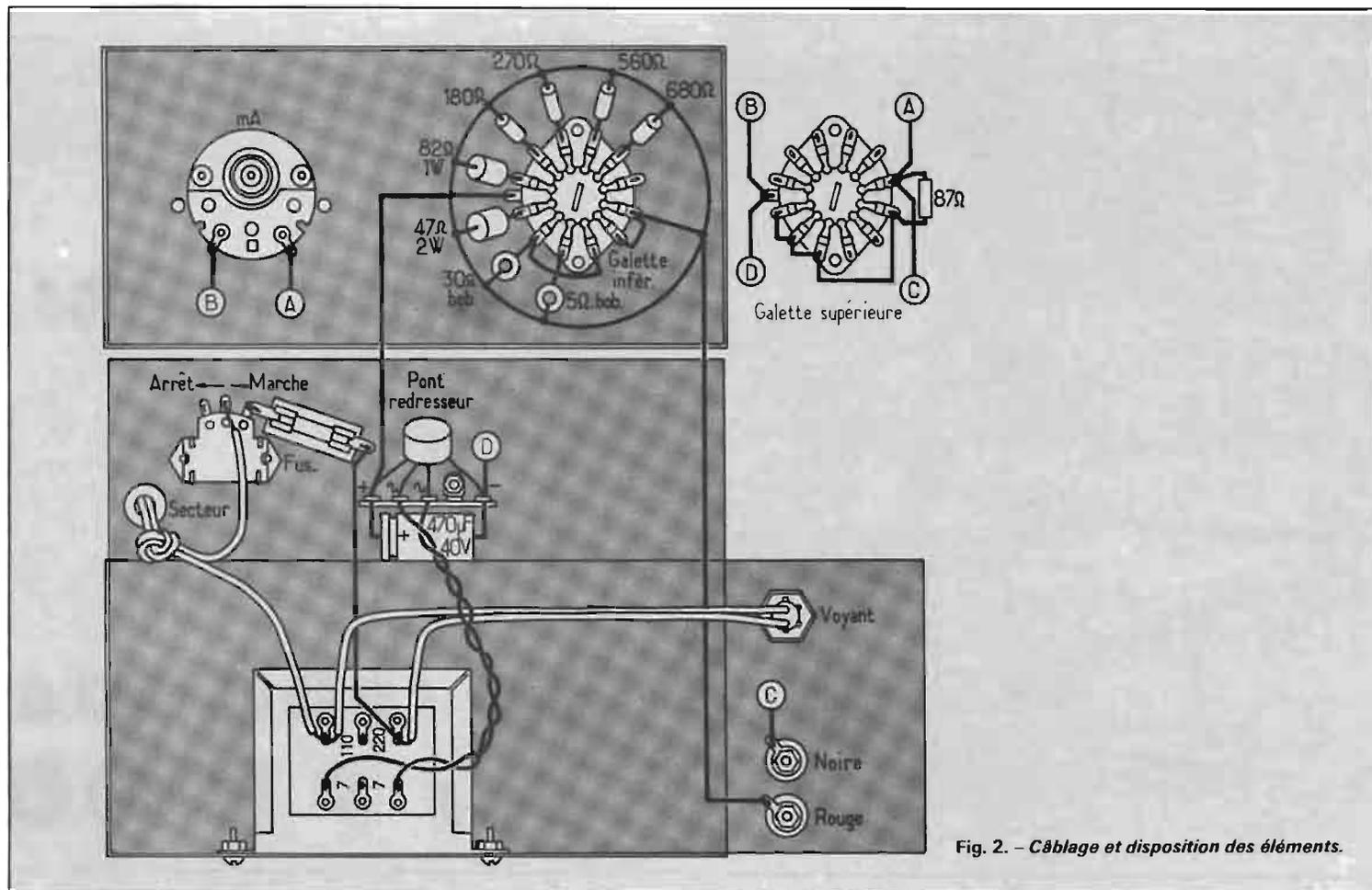


Fig. 2. - Câblage et disposition des éléments.

La capacité, c'est la quantité d'électricité que l'accu peut emmagasiner lors de la recharge, et restituer ensuite à l'emploi, à l'usage. On la chiffre en Ampère-heure. Elle détermine entre autres le poids et les dimensions de l'accu, ce qui n'est pas négligeable dans un modèle réduit. Pour une même tension, un accu de forte capacité sera bien plus important qu'un modèle de faible capacité.

Prenons un exemple. Un accu dont la capacité est de 4 ampères-heure peut débiter un courant de 4 ampères pendant une heure, ou un courant de 400 milliampères pendant 10 heures, ou un courant de 1 ampère pendant 4 heures, ou un courant de 45 milliampères pendant 100 heures. On retrouve toujours le produit

Intensité × temps = capacité.

En réalité, le temps pendant lequel l'accu peut débiter ce courant est un peu plus faible, car il ne peut être déchargé à fond.

Ceci débouche sur une conséquence pratique. Vous avez un moteur de propulsion qui pour être alimenté consomme un courant de 2 ampères. Si vous voulez qu'il soit alimenté durant 2 heures, il faut lui prévoir un accu de 4 ampères-heure. Avec un accu de 6 ampères-heure, ce moteur pourrait être alimenté durant 3 heures.

Et lors de la recharge?

Retenez bien la règle très répandue, suivant laquelle un accu doit être rechargé au dixième de sa capacité. Cela signifie par exemple que pour un accumulateur de 4 ampères-heure, le courant de charge doit être réglé à 0,4 ampère, soit 400 milliampères. Et cet accu sera rechargé après un temps de 10 heures. Tous ces chiffres sont des données techniques, des chiffres de base, puisqu'un accu n'est jamais totalement déchargé. Mais il importe de les connaître; ils sont d'une application pratique courante.

EXAMINONS LE SCHÉMA

Tout ceci étant bien vu, nous allons maintenant pouvoir examiner le schéma de notre appareil, représenté en figure 1.

Nous trouvons au départ un transformateur abaisseur de tension dont le primaire s'alimente sur le courant du secteur. Il comporte 2 prises, 120 et 220 V, la seconde étant maintenant la plus répandue en France. Suivant le secteur dont on dispose, on se branchera sur l'une ou l'autre prise. Un voyant lumineux au néon signale la mise en marche ou l'arrêt de l'appareil. ce qui se fait

par un interrupteur à glissière qui interrompt le circuit primaire. L'enroulement secondaire fournit une tension alternative de 15 V environ.

Pour recharger un accu, il faut lui fournir un courant continu, ou tout au moins un courant circulant toujours dans le même sens. En conséquence, la tension délivrée par le secondaire est redressée par une cellule redresseuse dite « en Pont », à 4 broches. A la sortie, et par l'effet du condensateur de 470 μF qui se charge aux pointes maximales du courant redressé, on dispose d'une tension de l'ordre de 20 V environ.

Il nous faut ensuite appliquer aux bornes de l'accu une différence de potentiel supérieure à sa tension. D'autre part sa résistance interne étant très faible, on limite le courant de charge à l'aide d'une résistance de valeur appropriée, insérée en série dans le circuit. Ce courant de charge est :

$$i = \frac{V \text{ chargeur} - V \text{ accu}}{R}$$

où R est la résistance totale du circuit, c'est-à-dire la résistance de la source qui fournit le courant, puis la résistance interne de l'accu (qui est très faible), puis la résistance introduite volontairement dans le circuit. En modifiant cette der-

nière, on peut varier le courant de charge.

Ceci nous explique la présence de ce commutateur doublé à 11 positions, qui met en circuit des résistances de diverses valeurs. Nous allons ainsi pouvoir recharger des accus de tensions et de capacités très étendues, comme on est amené à en employer dans les équipements de radiocommande.

Voyez le tableau ci-dessous. Pour les différentes positions, nous disposons bien de tensions et de régimes différents.

		TYPE D'ACCU	
POSITION	1	1,2 V - 2,4 V	- 0,22 Ah
	2	4,8 V - 6 V	- 0,22 Ah
	3	1,2 V - 2,4 V	- 0,6 Ah
		8,4 V	- 0,22 Ah
	4	4,8 V - 6 V	- 0,6 Ah
	5	6 V	- 1 Ah
		1,2 V - 2,4 V	- 2 Ah
	6	6 V	- 1,8 Ah
		4,8 V - 6 V	- 2 Ah
	7	6 V	- 2,6 Ah
		2 V	- 3,4 Ah
8	6 V	- 5 Ah	
9	12 V	- 0,6 Ah	
10	12 V	- 1 Ah	
11	12 V	- 2,6 Ah	

Attention, pour le régime, nous avons indiqué la capacité de l'accu, et non l'intensité de charge, ce qui est beaucoup plus commode en pratique. Ce tableau est reproduit sur le dessus de l'appareil, à côté du commutateur de positions, c'est très commode, on l'a en permanence sous les yeux.

Prenons par exemple un accu de 6 volts et 1,8 ampère-heure, on commute sur la position 6, et l'intensité de charge est de 0,18 ampère, soit 180 milliampères. En 10, on peut constater une liaison en directe... Mais en fait intervient ici la résistance interne du milliampèremètre, qui n'est pas négligeable. En 11 où l'on veut disposer d'un courant de 260 mA, cette résistance se trouve shuntée, donc fortement diminuée, par la 8,2 ohms.

Le commutateur est un modèle à 2 circuits et 11 positions, les 2 « balladeurs » sont commandés par un seul et même axe, ce qu'indique schématiquement le pointillé. C'est le circuit du bas qui pour certaines positions branche le shunt de 8,2 ohms en dérivation sur le milliampèremètre. Ce dernier indique à tout instant le régime de charge. Signalons ici que les intensités de charge ne sont pas à observer rigoureusement; il faut s'y tenir d'assez près, sans plus, pour éviter une détérioration prématurée de l'accu. Vous pourrez également constater qu'en fin de charge, l'intensité diminue, puisqu'à ce moment la tension de l'accu s'élève.

Le courant fourni par le chargeur est disponible sur 2 bornes, + et -, rouge et noire. Par deux fils souples et deux pinces, on relie de là aux bornes de l'accu. Attention, il faut relier le plus au plus et le moins au moins. Il faut surtout éviter toute erreur de branchement ici, ce qui provoquerait un débit excessif du chargeur. C'est pourquoi on utilise toujours des couleurs de repérage, le rouge étant réservé au positif et le noir au négatif.

Tous les principaux trous sont percés, ce qui facilite le travail de montage d'une façon non négligeable. En particulier le trou qui reçoit le milliampèremètre doit être assez précis (1).

Le redresseur présente 4 broches, repérées comme sur le schéma de principe. Il est relié à un petit relais à 5 cosses, remarquer que toutes les cosses doivent être isolées du coffret, à l'exclusion de celle qui y est vissée. Pour les non initiés, le commutateur pourrait présenter quelques difficultés... Il comporte 2 galettes, il est bon de le regarder avant toute fixation, de l'actionner, d'identifier ses paillettes. Remarquer le circuit d'arrivée, le « balladeur », qui se trouve mis successivement en contact avec les 11 paillettes. Faire le rapprochement avec le schéma de principe. Le secondaire du transformateur présente 3 broches, on utilise les 2 extrêmes, la prise médiane n'est pas utilisée ici. La sortie se fait par 2 bornes rouge et noire; ce modèle peut recevoir une fiche banane, il peut également recevoir un fil souple qui se trouve maintenu par vissage et serrage d'une collerette. Nous insistons ici à nouveau sur la nécessité de repérer les fils et pinces qui iront ensuite aux bornes de l'accu. On peut au besoin se contenter de repérer le positif, par du rouge, soit par marquage de peinture, soit par du souplisso. Le fond du coffret reçoit 4 pieds en rilsan; pour leur fixation on passe chaque pied dans le trou prévu pour le recevoir. à l'intérieur on coupe à peu près la moitié de la partie dépassante, on chauffe au fer à souder et on écrase du doigt. Le rilsan fond et s'écrase contre la tôle, c'est un procédé de fixation simple et pratique.

Nous recommandons toujours, au cours du câblage, de faire le rapprochement avec le schéma de principe qui sert de contrôle, et si toutes les précautions indiquées ici sont bien observées, l'appareil est immédiatement prêt à l'emploi, sans aucune mise au point d'aucune sorte.

(1) Attention, il est préférable de fixer d'abord le commutateur et le galvanomètre sur la face supérieure, et ensuite le transformateur sur la ceinture. Veillez à ce que ces éléments ne se gênent pas entre eux.

LA RÉALISATION PRATIQUE

L'appareil est contenu dans un coffret métallique de dimensions 17 x 8 x 6 cm. Ce modèle de coffret est très commode, il est en fait constitué par une ceinture, sur laquelle viennent se fixer par des vis taraudeuses le panneau du fond et celui du dessus. On dispose ainsi d'un accès total et aisé.

Pour la mise en place des différents éléments et pour le câblage, se reporter à la figure 2.

AU SERVICE DES AMATEURS RADIOMODELISTES

DEVIS DES COMPOSANTS ET FOURNITURES NECESSAIRES A LA REALISATION DU

CHARGEUR D'ACCUS CH. 25

décrit ci-contre

Coffret métallique, plaquette indicatrice 62,50
Galvanomètre, transformateur, commutateur, redresseur, inter 34,50
Voyant de contrôle, cordon sect., bouton, bornes universelles, fusible et porte-fusible 13,05
Résistances et condensateur, fils et divers 14,95

COMPLET EN
PIECES DETACHEES 125 F

Accessoirement :
Jeu de cordons de raccordement à l'accu avec fiches et pinces 8,00
(Tous frais d'envoi : 5 F)
Toutes les pièces peuvent être fournies séparément

FOURNITURES POUR RADIOCOMMANDE

ECHAPPEMENTS

SPRING N° 14. — Echappement simple, pour commande de gouverne d'avion ou de gouvernail de bateau. Moteur à ressort incorporé. 30 x 40 mm, 3 volts, 20 g. 35,00
QUAD-TROL N° 18. — Echappement double. Commande par un seul canal. Fournit 2 actions distinctes, pouvant commander sur un avion les gouvernes de direction et de profondeur. Egalement pour bateau. 70 x 50 mm, 3 volts, 60 g. 72,00

SERVOMECHANISMES

Commande par un canal.
ARISTO N° 10. — Servo de direction. Séquencé. Pour avion ou bateau. Peut éventuellement commander un servo en commande de moteur. 65 x 20 x 20 mm, 4,5 V, 50 g. 86,00
SELEMATIC 198. — Servo universel à combinaisons multiples : gouverne d'avion, gouvernail de bateau, propulsion électrique de bateau. Se monte à volonté en séquencé ou non séquencé. En kit. Commande de moteur à explosion, et de circuits annexes. 57 x 35 x 30 mm, 4,5 V, 35 g. 80,00
S.L.M. N° 300. — Servo de direction, pour avion ou bateau. Séquencé. 50 x 40 x 20 mm, 3 V, 45 g. 75,00
Finder. — Servo de propulsion, fonctionnant sur un seul canal, en commande de moteur électrique de propulsion de bateau. 50 x 35 x 35 mm. Séquencé. Avant, Arrêt, Arrière. 6 V. 55,00
NAUTIL 3PN-3PS. — C'est un système combiné de 2 servos, permettront de commander la direction et la propulsion sur un bateau par envoi d'ordres codés, brefs et longs, et cela sur une installation en monocanal. Direction non séquencée, propulsion séquencée. Chaque servo : 55 x 50 x 35 mm, 4,5 V, 60 g.
L'ensemble Nautil 155,00
SELECTEUR RR12. — Dit également « Relais pas à pas ». Donne une suite de contacts par une suite d'impulsions données dans la bobine à partir du relais du récepteur. 4 circuits 12 positions. Pouvoir de coupure 5 A sous 6 V. Permet la commande de propulsion d'un bateau avec 2 régimes de vitesses en marche avant, arrêt et marche arrière. 10 x 10 x 4 cm, 12 volts, 280 g. 90,00

Commande par 2 canaux.

Servo-Matic. — Commande de direction par 2 canaux, sans retour automatique au centre. Souvent affecté à la commande du régime du moteur d'avion « ralenti - pleins gaz » avec tous les régimes intermédiaires. 59 x 26 x 20 mm. 3 V, 38 g. 145,00
Bellmatic. — Commande de gouverne par 2 canaux. Déplacement progressif, avec retour automatique au centre. 38 x 36 x 26 mm. 3 V, 40 g. 150,00

Pour commande proportionnelle.

Servo S.4. — Servo subminiature rapide, spécial avion, dimensions réduites. 42 x 36 x 21 mm, 2,4 V, 35 g. Puissance 1,5 kg. 75,00
Servo S.L.M. — Servo subminiature, rapide ou lent (à préciser à la commande). 46 x 40 x 22 mm, 2,4 volts, 40 g. Puissance : 1,5 kg. 70,00
Pour les 2 servos ci-dessus, l'électronique, à circuit intégré et transistors, entrée du créneau positif, en kit 60,00

CHARGEUR D'ACCU CH.22

Petit chargeur d'accu spécialement conçu pour les accus utilisés en radiocommande. Il délivre en tensions 2 V, 4 V et 6 V, et en intensités de 5 à 500 mA.
Complet en pièces détachées. 71,00

DESSOUDEURS

Pour dessouder et aspirer la soudure sur circuit imprimé.
Fer dessoudeur 701. — C'est un fer électrique, qui chauffe la soudure et l'aspire. Bi-tension 120/220 V 120,00
Pompe à dessouder 455. — C'est uniquement une pompe aspirante, il faut donc utiliser un fer ordinaire pour chauffer la soudure. 86,00

TRANSFORMATEUR

MOYENNE FREQUENCE

Jeu de 3 transfo M.F. sur 455 kHz, pour récepteur superhétérodyne, 10 x 7 x 7 mm 15,00

CHAMPMETRE-ONDEMETRE C5

Petit récepteur destiné à faciliter la mise au point d'un émetteur. Il reçoit sur circuit oscillant étalonné et comporte un galvanomètre indicateur d'accord maximum. Sur 27 et 72 MHz.
Prix en pièces détachées .. 63,00



Tous nos prix s'entendent nets et toutes taxes comprises mais frais de port en sus.

POUR VOTRE DOCUMENTATION NOUS VOUS PROPOSONS :

Notre nouveau catalogue spécial « RADIOCOMMANDE », indispensable aux Radiomodélistes, contre 3 F en timbres ou mandat.

DOCUMENTATION GENERALE qui contient le catalogue ci-dessus et la totalité de nos productions (appareils de mesure, pièces détachées, librairie, kits, outillage, etc.). Envol contre 6 F en timbres ou mandat.



PERLOR * RADIO

Direction : L. PERICONE

25, RUE HEROLD, 75001 PARIS

M° : Louvre, Les Halles et Sentier - Tél. : (CEN) 236-65-30

C.C.P. PARIS 5050-96 - Expéditions toutes directions

CONTRE MANDAT JOINT A LA COMMANDE

CONTRE REMBOURSEMENT : METROPOLE SEULEMENT

(frais supplémentaires : 5 F)

Ouvert tous les jours (sauf dimanche)

de 9 h à 12 h et de 13 h 30 à 19 h

L'AMPLI - PREAMPLI STEREO GP AS 230

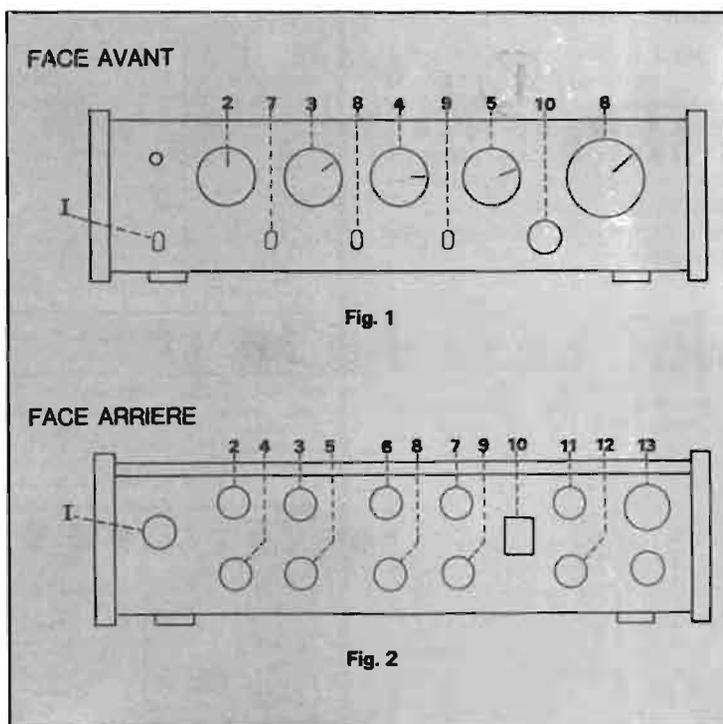


SI la Haute Fidélité est pour certains une passion, avec tout ce que cela comporte de recherches vers l'obtention d'une perfection totale, pour la majorité actuelle des utilisateurs de chaînes Hi-Fi, elle est avant tout un plaisir faisant partie de la qualité de la vie. Il est dans ces conditions nécessaire d'offrir aux amateurs des ensembles Hi-Fi à des prix très raisonnables.

C'est précisément la politique que mène les établissements G.P. en lançant sur le marché un amplificateur préamplificateur stéréophonique le AS 230 délivrant 2 x 18 W eff. à un rapport qualité/prix très séduisant.

PRÉSENTATION

La présentation de l'appareil cède à la tendance actuelle; la face avant est en aluminium satiné noir ou blanc, le capot est noir et les flasques en noyer. L'association bois-métal reste très séduisante.

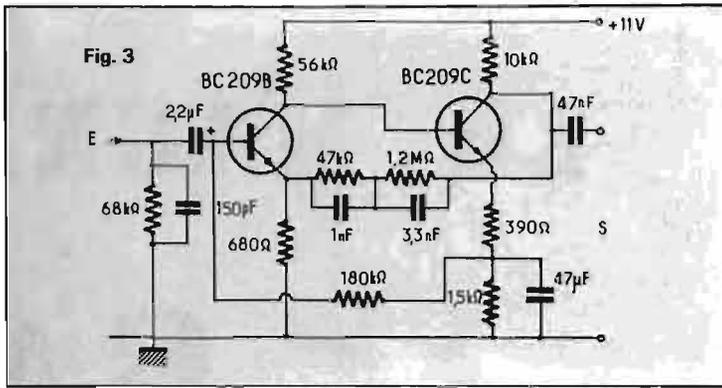


Les commandes principales s'effectuent par des commutateurs à clef du plus bel aspect. Sur la face avant sont regroupées toutes les fonctions et réglages utiles comme le laisse apparaître le croquis de la figure 1.

- 1 - Commutateur marche/arrêt,
- 2 - réglage balance,
- 3 - réglage niveau,
- 4 - réglage des aigus,
- 5 - réglage des graves,
- 6 - commutateur de fonctions,
- 7 - commutateur Mono-Stéréo,
- 8 - filtre « Loudness »,
- 9 - « Monitor »,
- 10 - Prise de casque.

Sur la face arrière toutes les prises sont aux normes DIN et sont réparties suivant le croquis de la figure 2.

- 1 - prise magnétophone (Monitor),
- 2 - tuner,
- 3 - auxiliaire,
- 4 - phono 2 (cellule céramique 280 mV),
- 5 - phono 1 (cellule magnétique 4 mV),



6 - sortie HP droit (système I),
7 - sortie HP gauche (système I),
8 - sortie HP droit (système II),
9 - sortie HP gauche (système II),
10 - sélecteur (système I ou II),
11 - fusible secteur,
12 - fusible alimentation,
13 - répartiteur de tension 110/220 V.

D'une technologie classique, le montage des circuits imprimés est très soigné et le choix de composant de grande qualité permet d'obtenir des résultats d'écoute très satisfaisants.

Les circuits imprimés sont en verre epoxy, et tous les transistors des modèles silicium.

Une recherche toute particulière a été faite au niveau de la protection qui est un problème essentiel pour une parfaite fiabilité. C'est

ainsi que le préamplificateur est muni d'une protection spéciale (contrôle de surtension et court-circuit). La protection de l'alimentation est assurée par un fusible rapide, accessible sur la face arrière. Les étages de sortie font également l'objet d'une sécurité par fusible.

Les radiateurs bénéficient d'un traitement anodique noir.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

- Puissance : 2×18 W RMS eff sur 8 ohms
- Bande passante : 20 Hz à 30 000 Hz à ± 1 dB
- Rapport signal-bruit : 70 dB
- Distorsion harmonique à la puissance nominale $\leq 0,5\%$

- Facteur d'amortissement à 1 000 Hz sur 8 ohms : 35 dB
- Correcteurs de tonalité
GRAVES ± 16 dB à 50 Hz
AIGUS ± 13 dB à 12 000 Hz
- Filtre physiologique
- Sensibilités et impédances d'entrées - NORMES DIN
phono I 4 mV/47 kΩ
phono II 280 mV/500 kΩ
Auxi. 100 mV/100 kΩ
Tuner 100 mV/100 kΩ
- Monitoring commutable à l'avant par entrée indépendante 280 mV/500 kΩ
- Prise de casque 8 Ω à 600 Ω
- Dimensions L.383 × P.262 mm. × H.105 mm.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de l'amplificateur peut être scindé en plusieurs parties distinctes. A cet effet la figure 3 présente le préamplificateur d'entrée.

Suivant la position du commutateur de fonctions le préamplificateur pour cellules magnétiques est inséré. Les tensions de quelques millivolts issues de la cellule magnétique sont appliqués aux bornes d'une résistance de 68 kΩ afin de satisfaire les conditions d'impédances. Cette dernière résistance est shuntée par un

condensateur de 150 pF. Ces tensions sont injectées sur la base du transistor d'entrée BC209 à grand gain et faible souffle.

Le préamplificateur fait appel à deux de ces transistors couplés en continu afin d'améliorer les performances de l'appareil.

Une résistance de 180 kΩ permet d'obtenir une contre-réaction propre à assurer la stabilité du montage.

La résistance de 56 kΩ est commune aux deux transistors. La polarisation de base du deuxième transistor est en conséquence provoquée par la différence de potentiel existant aux bornes de cette résistance de 56 kΩ.

Le circuit émetteur de chaque transistor comporte une résistance afin de soumettre l'ensemble du montage à d'autres contre-réactions.

Une contre-réaction sélective permet de jouer sur le modèle de la courbe de réponse et sur la sensibilité de l'appareil afin de satisfaire aux normes RIAA. C'est précisément le rôle des composants 47 kΩ, 1,2 MΩ, 1 nF et 3,3 nF disposés entre l'émetteur du premier transistor et le collecteur du suivant.

Le deuxième transistor possède une résistance de charge collecteur de 10 kΩ qui permet à l'aide d'un condensateur de 47 µF de prélever les tensions BF préamplifiées qui

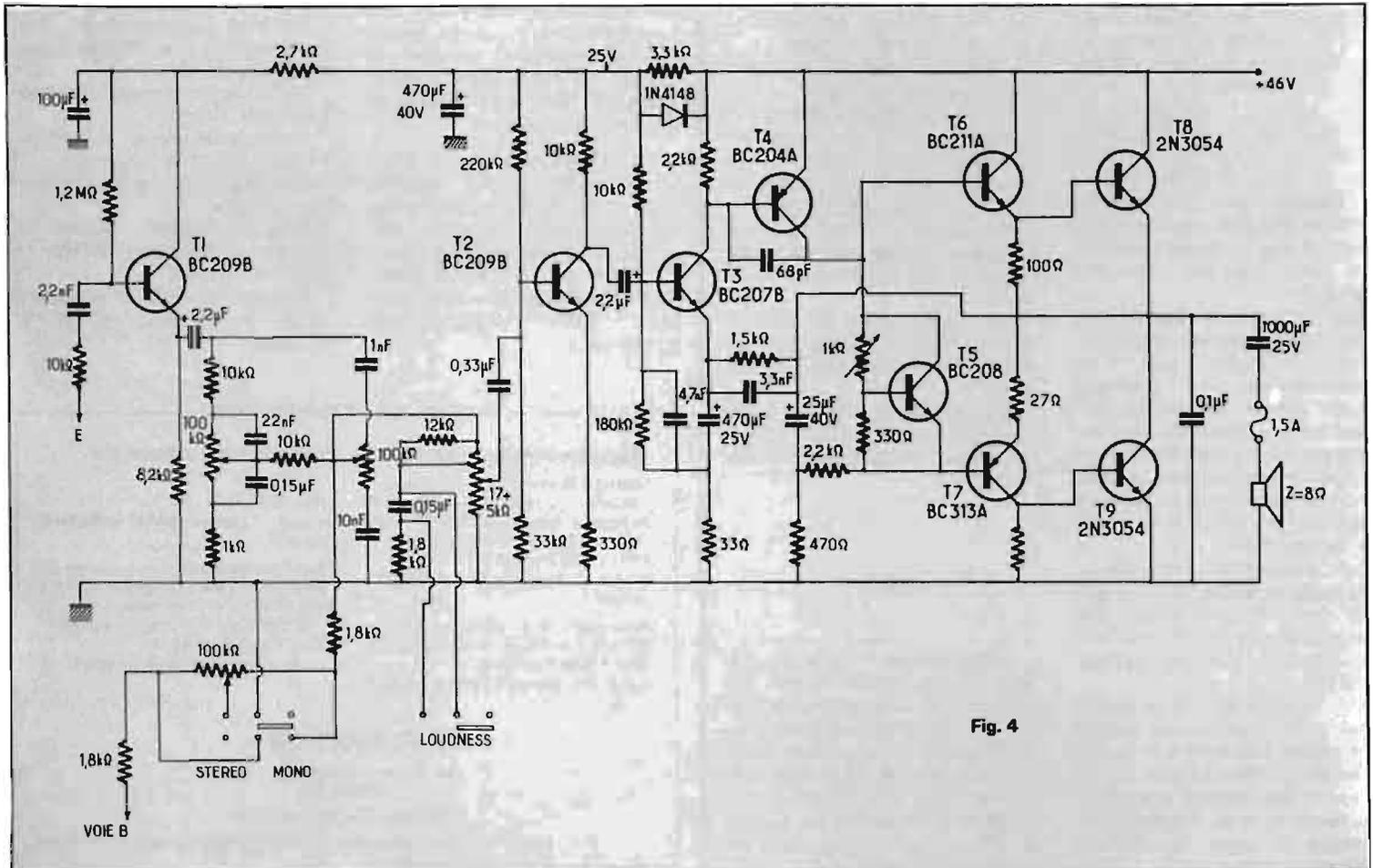


Fig. 4

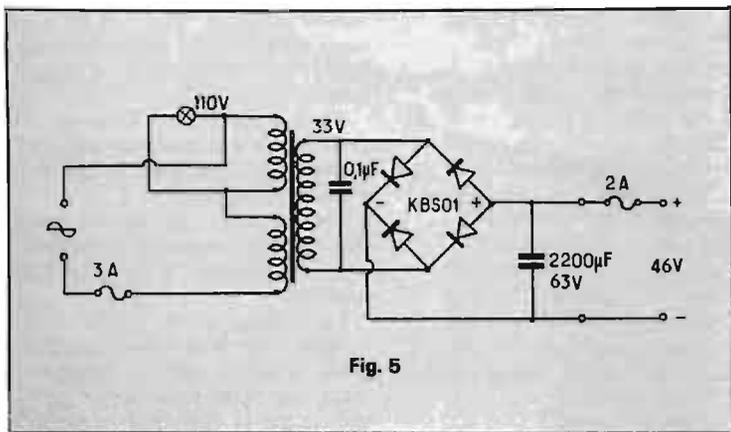


Fig. 5

sont alors d'un niveau suffisant pour être appliquées au préamplificateur général d'entrée.

La figure 4 propose le schéma général de l'amplificateur en question, une seule voie a été reproduite.

Le transistor T_1 travaille en adaptateur d'impédance et pour ce faire le constructeur a adopté un montage collecteur commun. Dans ces conditions on retrouve la résistance de charge côté émetteur tandis que l'entrée s'effectue au niveau de la base par l'intermédiaire de cellules RC adéquates et différentes suivant la position du sélecteur de fonctions (Aux, tuner, PU2).

Une résistance de 1,2 M Ω polarise l'étage. Les tensions BF adaptées en impédance peuvent alors être injectées aux circuits correcteurs de tonalité. Il s'agit en fait d'un classique, mais très efficace correcteur baxandall.

En sortie, apparaît la commande de niveau dotée d'une prise intermédiaire destinée à la mise en service du filtre Loudness ou correcteur physiologique dont le but est de relever les fréquences basses à faible niveau d'écoute afin que l'audition soit plus contrastée.

L'affaiblissement apporté par les circuits correcteurs de tonalité, nécessite l'emploi d'un étage préamplificateur en l'occurrence T_2 . Ce dernier apporte un gain important en montage émetteur commun. La polarisation de base est obtenue par un pont de résistances, et l'émetteur comporte une résistance de 330 Ω introduisant une contre-réaction.

Les tensions BF sont disponibles sur le collecteur de T_2 et dirigées par l'intermédiaire d'un condensateur de 2,2 μ F vers l'amplificateur de puissance proprement dit.

Cet amplificateur de puissance emploie 6 transistors tous couplés en continu. Le transistor T_3 fait office de pré-driver. De sa polarisation de base dépend le point de fonctionnement de l'ensemble du montage en raison des liaisons directes.

Le transistor T_4 driver comporte dans son circuit collecteur les bases des transistors T_6 et T_7 qui assurent le déphasage nécessaire à l'attaque des transistors de puissance T_8 et T_9 . On est en conséquence en présence d'un montage quasi-complémentaire.

La résistance variable de 1 k Ω permet de minimiser la distorsion de croisement tandis que le transistor T_5 permet de rattraper les dérives en température et d'assurer par là-même la stabilité du fonctionnement.

Un condensateur de 1 000 μ F coupe la composante continue du push-pull série. Sa valeur élevée permet de restituer les fréquences très basses sans atténuation.

Les transistors de puissance sont des modèles 2N3054 alimentés sous 46 V qui permettent de délivrer 18 W eff. par canal.

La figure 5 présente une partie de l'alimentation générale.

Un transformateur autorise le raccordement sur tous les réseaux de distribution. Le secondaire du transformateur délivre une tension de 33 V eff. qui après un redressement double alternance à l'aide d'un pont à quatre diodes fournit en sortie une tension continue de 46 V.

Un condensateur de 2 200 μ F assure le filtrage nécessaire au bon fonctionnement des étages de sortie.

L'alimentation des autres étages fait l'objet de découplages supplémentaires à l'aide de cellules « cascade ».

CONCLUSION

Nous sommes en présence d'un appareil de qualité fourni aux amateurs Hi-Fi à un prix très intéressant. Les résultats d'écoute sont surprenants et en grande partie dus à la qualité des composants entrant dans la fabrication très soignée de l'appareil. Le rapport qualité/prix se trouve dans ces conditions excellent.

LE MAGNE SA

TG 564

NOUS avons analysé dans le HP n° 1420 le magnétophone SABA TG664 qui constitue le modèle le plus complet de la nouvelle gamme présentée en 1973. Le constructeur a toutefois conservé dans une présentation identique des modèles intermédiaires comme le TG564, qui ont la bonne mécanique du TG664 tout en comportant des circuits simplifiés.

La différence essentielle porte sur le nombre de têtes magnétiques, sur le TG564 le monitoring n'est pas possible car seules sont utilisées une tête de lecture/enregistrement et une tête d'effacement; par ailleurs les caractéristiques sont intégralement conservées.

CHARACTÉRISTIQUES

Magnétophone 4 pistes stéréo monomoteur.

Vitesses : 9,5 - 19 cm/s.

Diamètre des bobines : 8 à 18 cm.

Capacité d'enregistrement : 2 h à 9,5 cm/s, 1 h à 19 cm/s avec bobine de 730 m.

Durée de reboinage : environ 3 mn pour 730 m.

Variation de vitesse : $\leq 0,1\%$ à 19 cm/s; $\leq 0,15\%$ à 9,5 cm/s.

Fréquence de prémagnétisation : 55 kHz.

Bande passante : 40 Hz - 16 kHz à 9,5 cm/s; 40 Hz - 18 kHz à 19 cm/s.

Rapport signal/bruit pondéré : 56 dB à 19 cm/s; 52 dB à 9,5 cm/s.

CE MATÉRIEL EST NOTAMMENT EN VENTE

MAGNETOPHONE SABA TG554

vitesses 9,5/19 cm - compteur 4 chiffres b.p 40 à 18 000 Hz - 2 amplis 10 W + 2 Hp contrôle incorporés - dim. : 42 x 17 x 37; poids : 10 kg Avec 3 bandes 15 cm SCOTCH 204.

PRIX : 1 550 F port 40,00 F

A crédit 1^{er} versement 477 F et 66,10 F par mois.

Même modèle 3 têtes - play-back - multi play-back écho. Avec 3 bandes 15 cm SCOTCH 204.

PRIX : 1 700 F port 40,00 F

A crédit 1^{er} versement 510 F et 71,70 F par mois.

AMPLI GP ELECTRONIQUE

2 x 18 W eff
PRIX : 800 F

A crédit 1^{er} versement 240 F et 39,30 F par mois.

Avec 1 platine ERA 444, Socle et couvercle cellule PICMERING PAC - 2 enceintes ACS-20 2 voies 25 W b.p, 40 à 25 000 Hz - dim. : 19 x 28 x 39. Poids : 7 kg. Finition luxe saturé

PRIX : 1 650 F port 50,00 F

A crédit 490 F et 70,60 F par mois.

AUDIOCLUB

7, rue Taylor, PARIS-X^e - Tél. : 208.63.00

607-05-09 - 607-83-90

Parking : 34, rue des Vinaigriers - C.C.P. 31.830-95 La Source

TOPHONE

BA

STEREO H

Distorsion harmonique : 5 %.

Entrées : microphone, 0,2-40 mV/2 k Ω ; tuner, 1-200 mV/10k Ω ; P11 céramique, 0,1 - 2 V/1 M Ω .

Sorties : Radio 1 V/10k Ω ; HP extérieurs.

Puissance de sortie basse fréquence : 2 x 5 W eff.

Haut-parleurs incorporés : 2 x (10,5 x 19 cm). 2 x (8 x 13,5 cm).

Encombrement : 420 x 17,5 x 370 mm, pour un poids de 10 kg.

PRÉSENTATION

L'appareil peut être considéré comme une petite chaîne Hi-Fi, grâce à ses deux amplificateurs incorporés, complétés par les 2 H.-P. sur chaque canal.

La disposition des commandes est détaillée (Fig. 1), elle est identique à celle du TG664.

La réalisation mécanique est très bien conçue, le moteur comporte un enroulement transformateur; ce qui permet d'obtenir une réduction de l'encombrement et une simplification du montage.

Les circuits électroniques permettent d'obtenir tous les trucajes, pour l'écho un circuit extérieur doit être employé.

Le dispositif de contrôle automatique de niveau à l'enregistrement est incorporé, il peut être utilisé par l'amateur dans d'aussi bonnes conditions que celles obtenues par réglage manuel aux mains d'un preneur de son professionnel.

Le raccordement à une table de lecture munie d'une cellule céramique s'effectue directement; pour l'exploitation des signaux issus d'une cellule magnétique, un préamplificateur RIAA devra être installé.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

Le schéma général (Fig. 2) donne la configuration des circuits. Ceux-ci se décomposent en trois sous-ensembles : préamplificateur et amplificateurs enregistrement-lecture, correcteurs de tonalité, amplificateurs de puissance avec oscillateur de préamagnétisation et alimentation stabilisée.

Les circuits sont communs à l'enregistrement-lecture, avec commutation selon le mode de fonctionnement choisi.

Le préamplificateur égaliseur est à deux étages, couplés par une liaison continue T201 - T202 (canal gauche en haut du schéma). Selon la source ou le mode de fonctionnement choisi, les signaux sont appliqués sur la base du transistor T201 étage contreréactionné sur sa base et son émetteur. L'étage T202 a sa charge commutable constituée par le potentiomètre P505 pour le réglage manuel du niveau d'enregistrement, ou par l'ensemble des circuits de contrôle automatique, composé des transistors T203-T204, commandés par

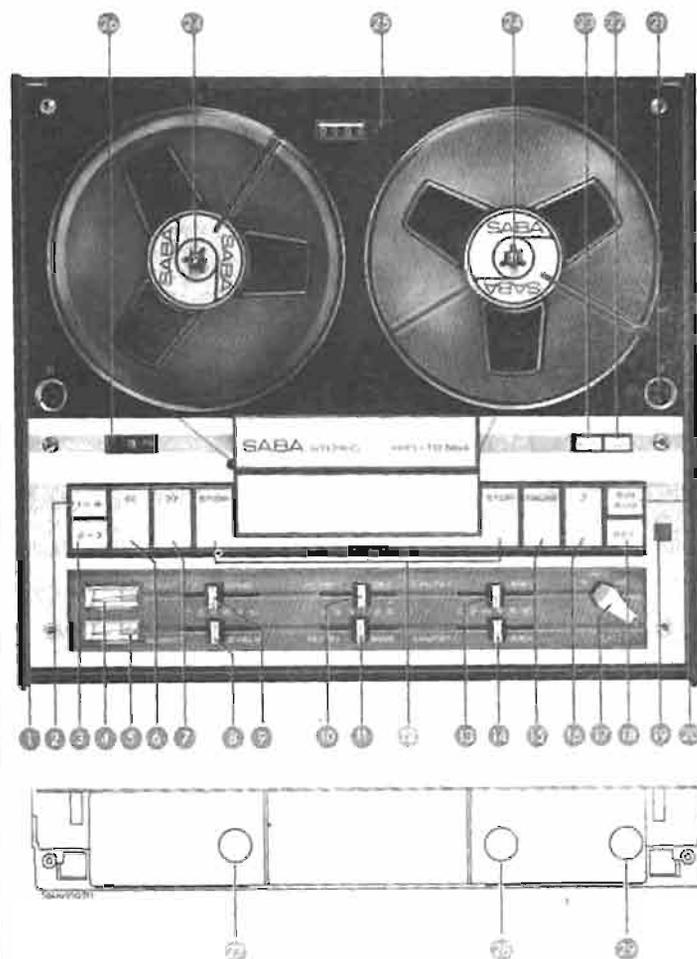
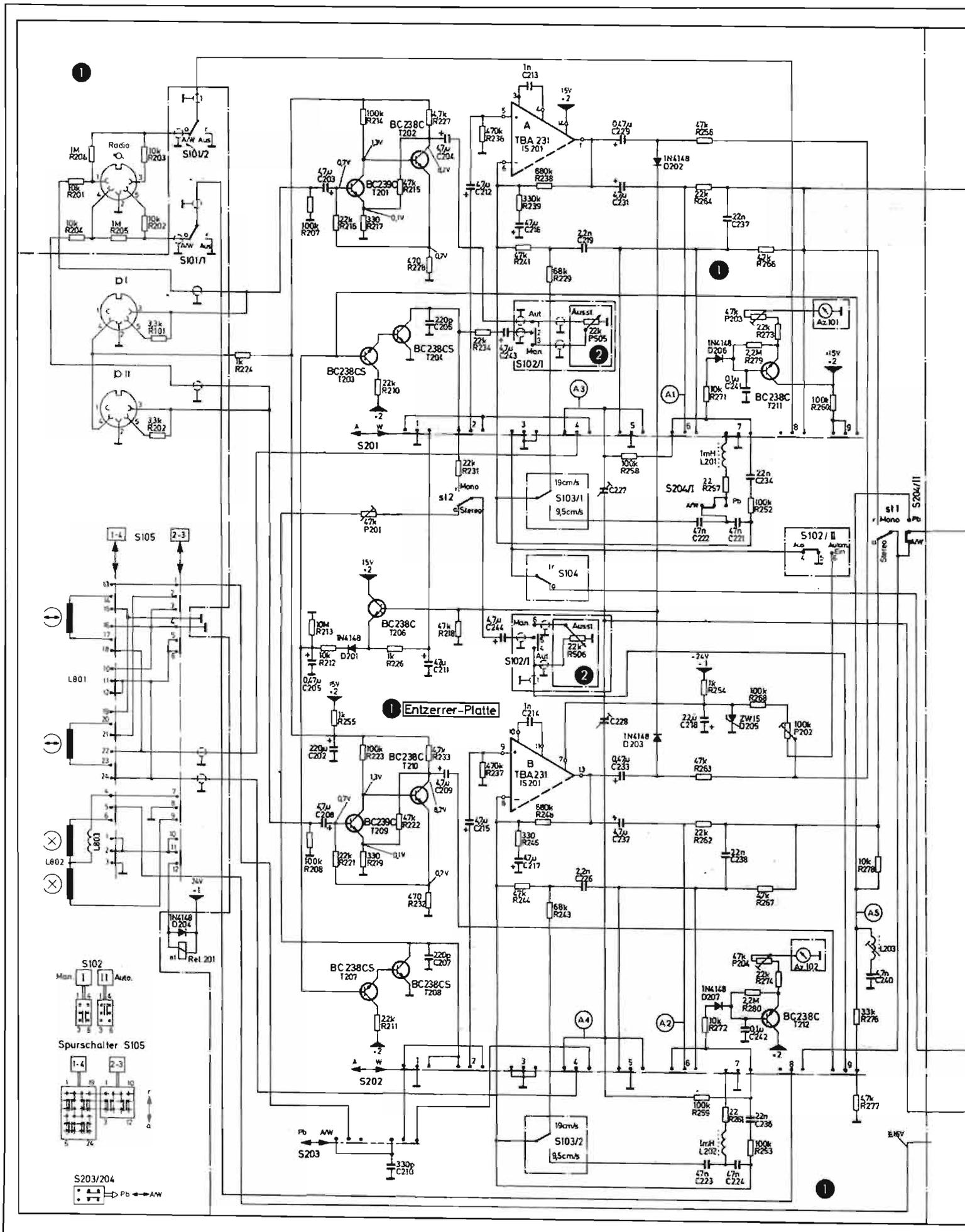


Fig. 1

Légende figure 1.

- 1 Entrée microphone gauche.
- 2 Commutation pistes 1 et 4.
- 3 Commutation pistes 2 et 3.
- 4 Vumètre canal droit.
- 5 Vumètre canal gauche.
- 6 Rebobinage arrière.
- 7 Avance rapide.
- 8 Réglage manuel du niveau d'enregistrement canal gauche.
- 9 Réglage manuel du niveau d'enregistrement canal droit.
- 10 Correcteur d'aiguës.
- 11 Correcteur de graves.
- 12 Arrêt du défilement.
- 13 Volume canal droit.
- 14 Volume canal gauche.
- 15 Pause.
- 16 Lecture.
- 17 Sélecteur de fonctions.
- 18 Touche enregistrement.
- 19 Voyant enregistrement.
- 20 Touche arrêt-marche.
- 21 Entrée microphone droit.
- 22 Touche réglage de niveau manuel.
- 23 Touche de réglage de niveau automatique.
- 24 Verrouillage des bobines.
- 25 Compteur.
- 26 Sélecteur de vitesse.
- 27 Prise tuner ou PU céramique.
- 28 HP extérieur canal droit.
- 29 HP extérieur canal gauche.



l'étage T206 à partir d'une tension prélevée en sortie de l'amplificateur d'enregistrement.

T203-T204 forment une charge variable permettant d'obtenir de la chaîne un gain approximativement constant malgré des variations sur le niveau d'entrée atteignant 40 dB.

En sortie du préamplificateur, les signaux attaquent l'amplificateur de niveau IS201, circuit intégré double dont chaque section est affectée à un canal. L'entrée et la sortie de ce circuit sont bouclées par le réseau d'égalisation commutable selon la vitesse choisie.

Le vumètre comporte un étage d'attaque amplificateur constitué par le transistor T211, les circuits sont utilisés à la lecture ou à l'enregistrement.

L'oscillateur de prémagnétisation fonctionne en oscillateur symétrique, on peut noter la valeur élevée de la tension de sortie, de l'ordre de 180 V sur 55 kHz.

Le bloc basse fréquence est scindé en deux parties : les circuits correcteurs de tonalité, précédant les amplificateurs de puissance.

Le potentiomètre de volume est à correction physiologique, il est suivi d'un circuit Baxendall couplé au transistor T501.

Les circuits d'amplification de puissance sont en configuration complémentaire et à liaison à travers un condensateur. La contre-réaction globale simple est renvoyée à travers R336 sur l'émetteur de T306.

L'alimentation des circuits propres au magnétophone est donnée en +15 V réglé, délivré par le régulateur intégré IS301.

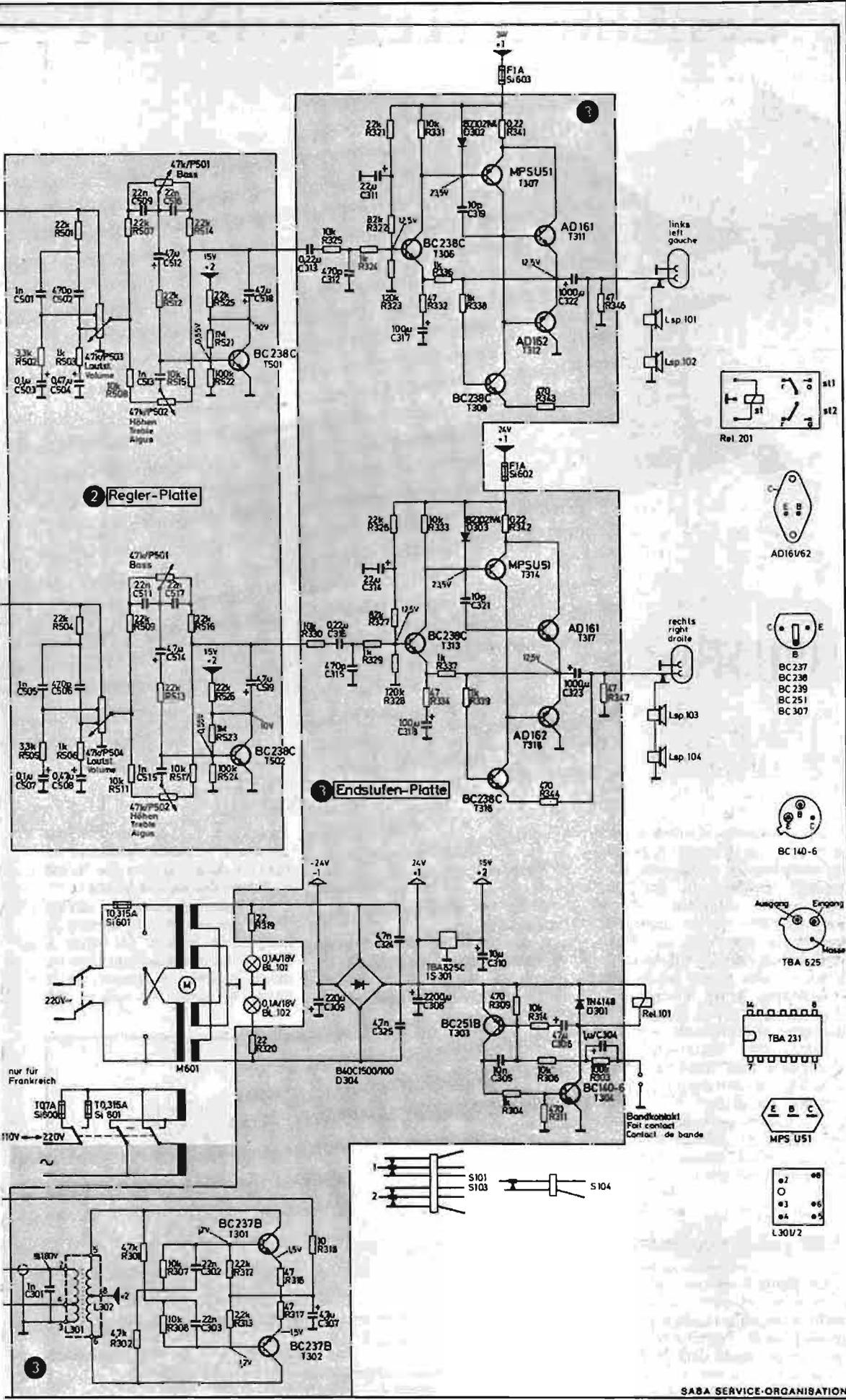
Le relais 101 est destiné à l'arrêt de l'appareil en fin de bande. Son fonctionnement est contrôlé par l'amorce métallique de la bande, qui court-circuitant deux contacts déboucle le circuit base de T303; ce qui entraîne la conduction en régime saturé de T304, provoquant le fonctionnement du relais.

CONCLUSION

L'appareil présente de bonnes caractéristiques, propres à la constitution d'une petite chaîne transportable. La puissance basse fréquence est supérieure à celle annoncée par le constructeur, elle est identique, $2 \times 7 \text{ W}$ à celle du TG664.

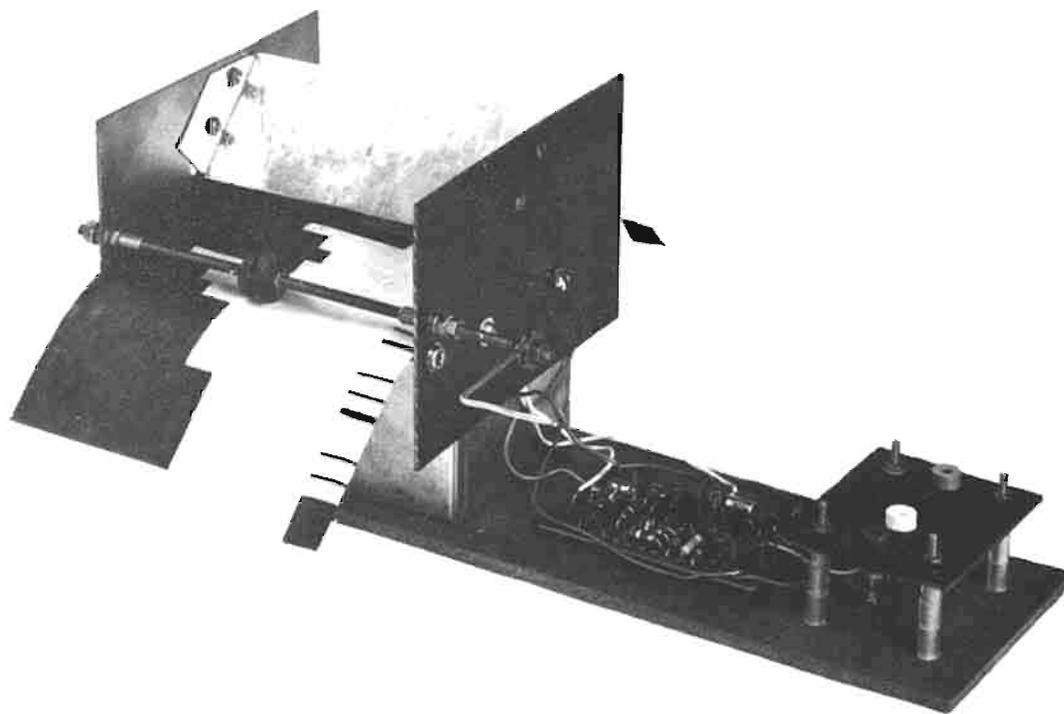
La réalisation est très soignée, nous sommes en présence d'un bon magnétophone monomoteur.

J.-B.



SABA SERVICE-ORGANISATION

ORGUE DE BARBARIE ELECTRONIQUE



À COMMANDE ANALOGIQUE

TOUT instrument de musique demande de l'adresse manuelle. Pour réaliser un montage électronique il faut aussi, bien sûr, être habile de ses doigts. Pourtant, il ne s'agit pas du même type d'habileté, si bien que beaucoup d'électroniciens, qui aiment la musique, restent désarmés devant un piano. Effectivement, la technique n'est pas du tout la même. Le musicien effectue la « mise au point » de ses « réalisations » par d'inlassables répétitions, alors que le technicien est plutôt habitué à des ajustages, retouches, vérifications et mesures.

L'orgue de barbarie, décrite ci-dessous, fonctionne avec une bande de papier-calque, laquelle porte un dessin simple, en guise de « programme ». Lorsque l'on passe pour la première fois un tel programme, cela sera comme si on joue un morceau de musique pour la première fois, c'est-à-dire que le résultat ne sera peut-être pas parfait. Mais il sera parfaitement possible de corriger un tel programme, et ce, par le travail patient d'ajustage auquel, précisément, le technicien est habitué.

Cette nécessité d'ajustage peut se trouver très largement réduite si on remplace la commande **analogique**, étudiée ici, par une commande **digitale**. Cette méthode sera décrite ultérieurement, et on verra alors qu'elle est plus précise, mais qu'elle demande aussi un plus grand nombre de composants. Ainsi, il sera question de deux types d'orgues de barbarie électroniques, qui ne seront pas seulement des « gadgets », mais aussi des « modèles de démonstration » pour les notions « analogique » et « digitale », notions qui restent souvent abstraites tant qu'on ne les explique pas par un exemple d'application à la fois simple et attrayant.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La **figure 1** montre la coupe d'un boîtier, étanche à la lumière, au fond duquel on a placé un phototransistor **P**, lequel « vise » une fente **F**, pratiquée dans le « toit » du boîtier. Cette forme en toit est nécessaire pour que le papier-calque (**P**) s'applique de façon bien

lisse sur la fente, quand il passe au-dessus, entraîné par les galets **E** dont l'un est solidaire de la manivelle, à moins que l'on ne préfère un entraînement par moteur. Au-dessus de la fente, on a disposé un réflecteur (**R**) constitué par une tôle peinte en blanc, et qui diffuse de façon homogène la lumière venant d'une série

d'ampoules **A**. Ces ampoules sont disposées perpendiculairement au plan du dessin, si bien que la vue en coupe n'en montre qu'une.

Le fonctionnement se devine déjà d'après ce dessin : on dose la quantité de lumière parvenant à **P**, par un noircissement plus ou moins complet, en largeur, de la bande de papier de calque. On

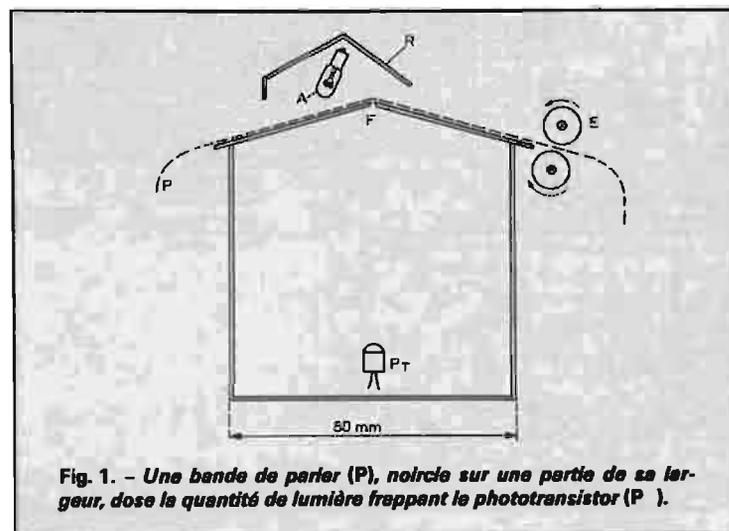


Fig. 1. - Une bande de papier (**P**), noircie sur une partie de sa largeur, dose la quantité de lumière frappant le phototransistor (**P**).

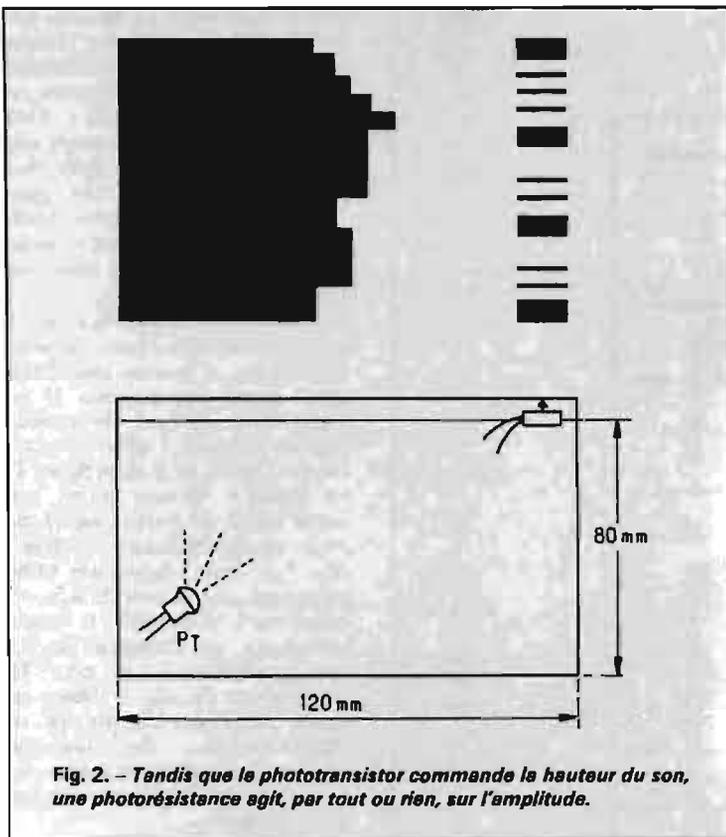


Fig. 2. - Tandis que le phototransistor commande la hauteur du son, une photorésistance agit, par tout ou rien, sur l'amplitude.

arrive ainsi à commander le courant du phototransistor par un programme, et ce courant pourra, à son tour, commander la fréquence d'un oscillateur assez simple. Mais il ne suffit pas de programmer une succession de fréquences, car il faut aussi prévoir des « silences » ou arrêts entre les notes successives. Cette fonction peut être assurée par la marge de la bande de programme, si on y trace des traits noirs destinés à obscurcir un second élément photosensible, se trouvant sous l'endroit correspondant de la fente.

Cette disposition est illustrée par la figure 2 où on a représenté, en bas, une coupe du boîtier effectuée parallèlement à la fente, la source d'éclairage n'étant pas représentée. Au-dessus, on a dessiné un extrait d'une bande de programme avec, à gauche, ce noircissement en créneaux ou en escalier, qui est le programme « fréquences », et à droite les traits ou pavés qui commandent les « silences ». Ces derniers sont « lus » par une photorésistance P, placée immédiatement en dessous de l'endroit correspondant de la fente, alors que le phototransistor P est disposé de façon à capter de la lumière de tout endroit de la fente.

La fréquence que produit le générateur dont il sera question plus loin, est à peu près proportionnelle au courant du phototransistor, c'est-à-dire à son éclairement. Or, dans une gamme musicale, la succession des notes obéit à une fonction logarithmique

de la fréquence. Si on conservait une relation linéaire pour la programmation, on passerait, aux fréquences basses, d'une note à la suivante avec seulement un millimètre environ d'écart dans la lar-

geur de noircissement, alors qu'il faudrait près d'un centimètre aux fréquences élevées. La programmation ne sera guère facile dans ce cas, et un jeu du papier aurait un effet assez sensible. On a donc avantage à jouer sur l'orientation de P, et ce en le dirigeant vers l'extrémité de la fente qui correspond aux fréquences les plus basses (largeur maximale du noircissement). Si cela n'est pas suffisant, on peut corriger par la forme de la fente dont la largeur pourra être, par exemple, de 1 mm à une extrémité, et de 0,5 mm à l'autre. De toute façon, on doit pouvoir ajuster cette largeur, car elle détermine l'éclairement maximal, c'est-à-dire la fréquence la plus élevée. On a avantage à exécuter le boîtier, ou du moins son « toit », en tôle assez épaisse (1 mm environ), de façon à ne pas observer des déformations de la fente lors d'une manipulation.

Pour la commande de fréquence, une photorésistance n'est pas utilisable du fait de son effet de traînage qui fait qu'il faut attendre plusieurs minutes, après un fort éclairement, avant que l'élément ne reprenne sa valeur initiale de résistance. Même dans le cas d'une photorésistance rapide (sélénure de cadmium) l'expérience montre que ce phénomène est encore assez gênant pour que l'utilisation d'un phototransistor soit préférable. Toutefois, ce dernier pourra être remplacé par

une photo-diode suffisamment sensible, telle que 34F2 ou 35F2 (Sescosom). En revanche, la commande de silence se fait par tout ou rien, si bien que nombreux types de photorésistances (LDR03, LDR04, LDR05, PCV62, PCV88, et équivalentes) sont utilisables.

CONVERSION LUMIÈRE-FRÉQUENCE

L'oscillateur qui fait de la musique à partir de la lumière fonctionne suivant le principe illustré par la figure 3. Ce montage est basé sur un amplificateur différentiel (T₁, T₂), devenu bascule grâce à une réaction par R_R. Au départ, C étant déchargé, seul T₂ conduit. La chute sur R_{L1} étant faible, C peut se charger lentement par R.

Au bout d'un moment, le diviseur R_B, R_R déterminera, sur la base de T₁, une tension qui est plus forte que celle qu'on applique sur la base de T₂. Il y aura donc basculement, T₁ sature, et décharge maintenant C via R, jusqu'à ce que la tension sur la base de T₁ soit devenue suffisamment faible pour qu'un basculement dans l'état de départ se produise.

Le montage fournit une forme d'onde à peu près triangulaire aux bornes de C, alors que le collecteur de T₂ délivre une rectangulaire, et la fréquence de travail

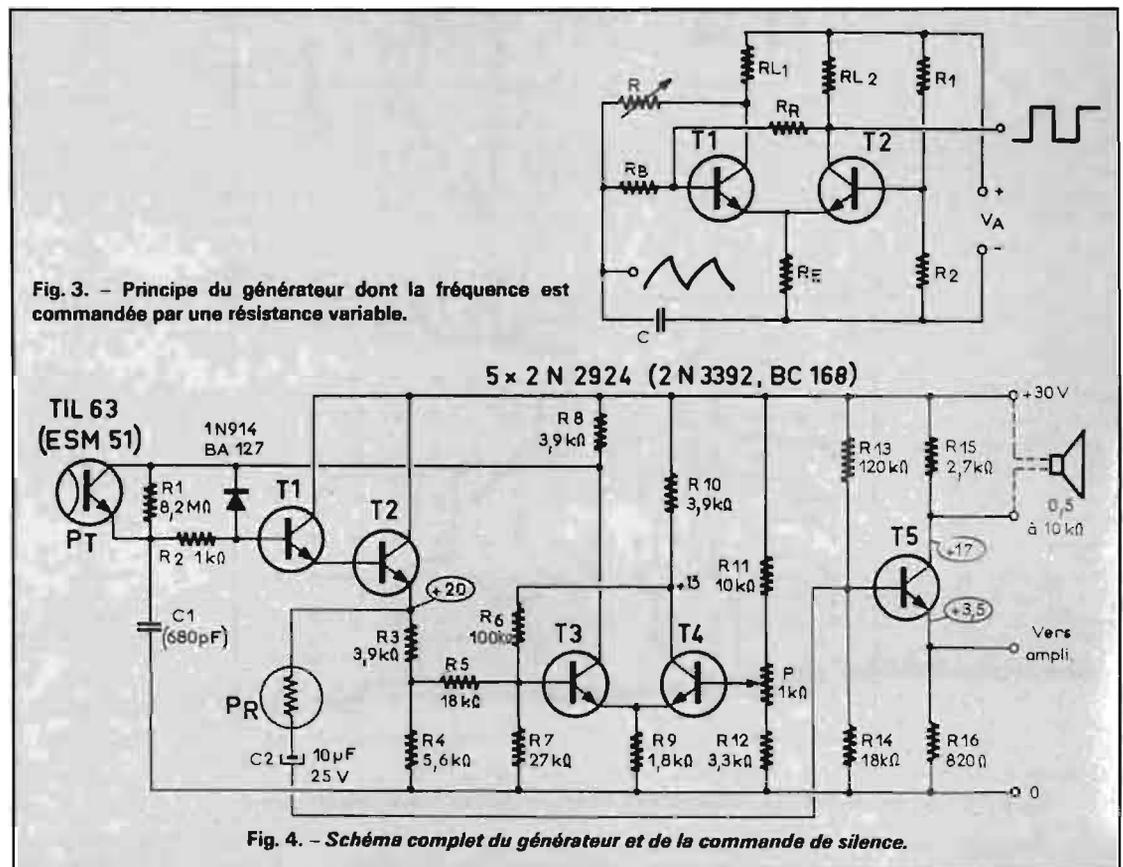


Fig. 4. - Schéma complet du générateur et de la commande de silence.

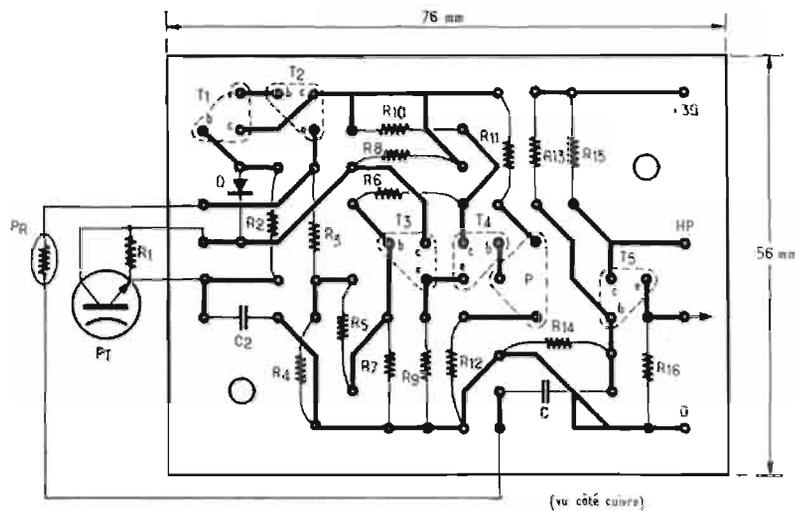


Fig. 5

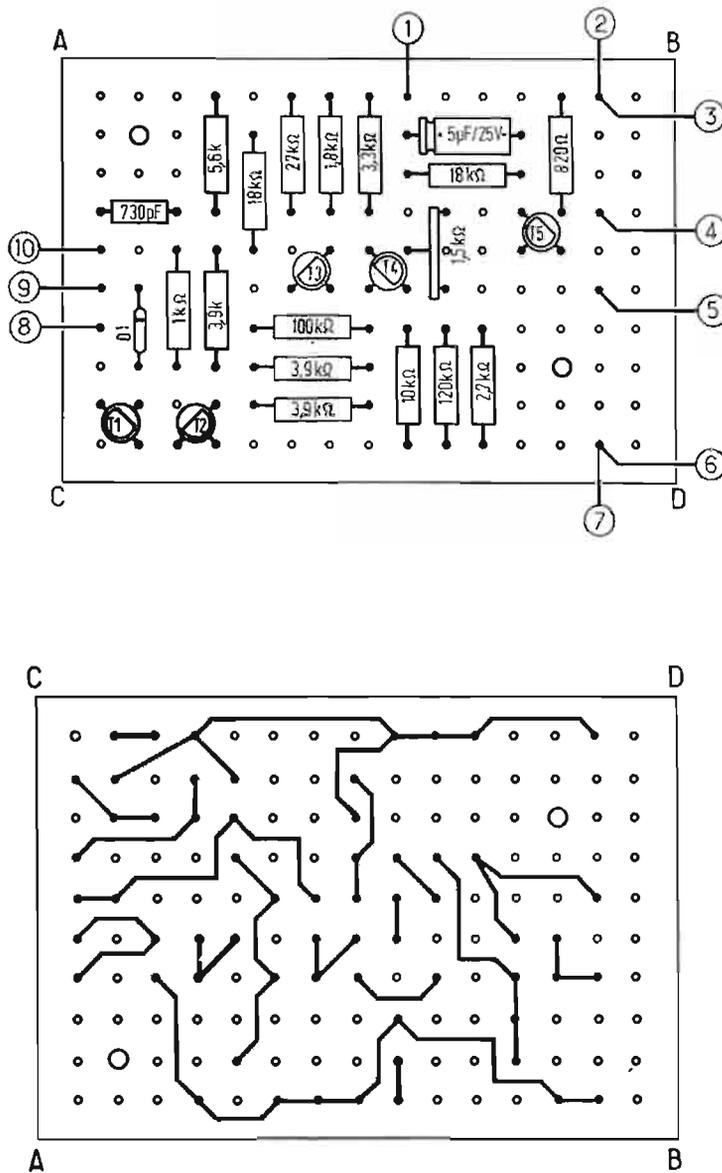


Fig. 6. - Circuit imprimé et plan d'implantation correspondant au schéma de la figure 4.

peut être modifiée en agissant sur R. Mais les deux formes d'onde obtenues, contenant essentiellement des harmoniques impairs, ne sont pas très « musicales ». Une dent de scie, contenant aussi des harmoniques pairs, et bien plus agréable à entendre. On peut l'obtenir en connectant une diode aux bornes de R. de façon à rendre différentes les durées de charge et de décharge de C.

Pour des raisons de précision de jeu, on a intérêt à éclairer le phototransistor à travers une fente aussi étroite que possible. Il ne reçoit donc pas assez de lumière pour qu'on puisse l'utiliser directement à la place de R de la figure 3. La figure 4 montre qu'on est même obligé de le faire suivre de deux étages collecteur commun (T₁, T₂). Cette disposition offre l'avantage que la dent de scie est maintenant disponible à basse impédance, sur l'émetteur de T₂. On la prélève de là pour la conduire sur la base de l'étage de sortie par l'intermédiaire de la photorésistance P_R, laquelle commande ainsi, d'une façon très simple, les interruptions entre les notes successives.

L'étage de sortie, T₅, peut être utilisé en collecteur commun, et il fournit alors un signal de 1,3 V crête à crête, environ, à un amplificateur de puissance que l'on connecte sur la sortie d'émetteur. Indépendamment, on obtient environ 4 V (crête à crête) sur la sortie de collecteur, et on peut y connecter un petit haut-parleur de contrôle qu'on adapte par un transformateur. Il ne fournira qu'une dizaine de milliwatts, mais cela sera largement suffisant pour la mise au point d'un programme. On obtiendra une certaine amélioration de la tonalité en connectant 22 à 100 nF au primaire de son transformateur.

Les ampoules du lecteur de programme sont à alimenter en courant continu, car autrement on risque d'observer une modulation périodique de la fréquence produite. Comme le montage de la figure 4 demande une tension d'alimentation de 30 V, on peut utiliser directement cette tension, si on prévoit 5 ampoules de 6 V (0,1 A) connectées en série. Mais on peut tout aussi bien alimenter par une tension légèrement différente, et utiliser, par exemple, 6 ampoules de 4,5 V (0,1 A), sous 27 V. La stabilité de l'alimentation n'étant pas très critique, on peut utiliser indifféremment les nombreux montages d'alimentations régulées qui ont été décrits dernièrement dans cette revue. L'intensité est inférieure à 150 mA (ampoules comprises).

La figure 6 montre le plan d'implantation qui a été utilisé pour le montage de la figure 4. Comme il

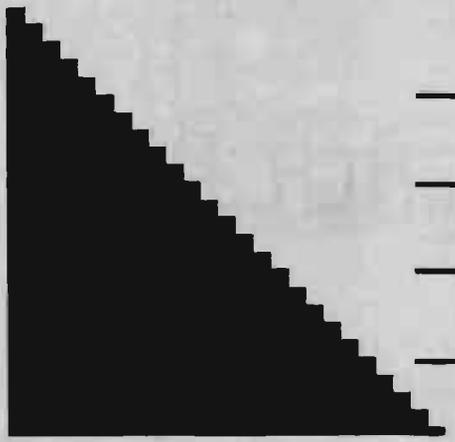


Fig. 7. - Dessin en escalier, permettant de relever la caractéristique de fréquence de l'orgue de barbarie.

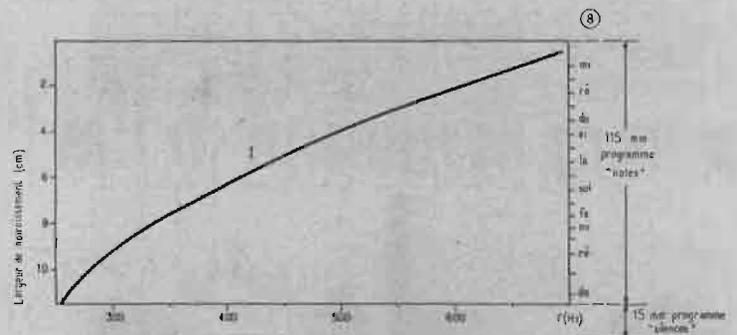


Fig. 8. - Relation entre la largeur de noircissement et la fréquence de fonctionnement.

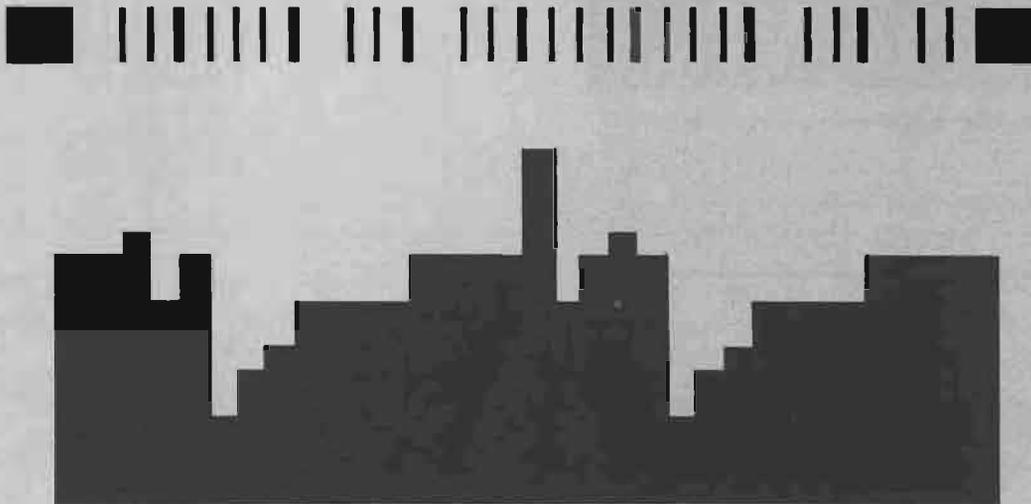


Fig. 9. - Exemple de programme « Sur le Pont d'Avignon ». (échelle 1/2)

se peut que R_1 soit à modifier lors de la mise au point, on a avantage à connecter cette résistance directement sur le phototransistor. La platine de la figure 6 est suffisamment petite pour que l'on puisse la loger à l'intérieur (au fond ou sur une face) du boîtier, et ce même, si on adopte, pour ce boîtier, des dimensions légèrement inférieures à celles indiquées dans les figures 1 et 2. Bien que ces dimensions ne soient pas très critiques, il n'est pas conseillé de pousser trop loin la miniaturisation, car la bande ne sera facile à programmer que si elle est relativement large (10 à 15 cm).

MISE AU POINT ET ÉTALONNAGE

La commande analogique, telle qu'elle est utilisée ici, se contente de moyens relativement simples,

mais elle a l'inconvénient de nécessiter une mise au point non seulement quant au fonctionnement du montage, mais aussi lors de l'élaboration du programme. Avec la commande digitale que l'on étudiera ultérieurement, on sera beaucoup plus tranquille sur ce point, moyennant un montage plus complexe. Ce qui n'empêche que certains préfèrent, simplement par goût, affronter plutôt une mise au point un peu délicate.

Avec le montage de la figure 4, on devra obtenir des oscillations, dès que P_+ se trouve quelque peu éclairé. Les tensions indiquées dans le schéma, ne sont valables que pour cet état d'oscillation, et certaines dépendent quelque peu de la fréquence de travail.

La fréquence la plus basse (fente entièrement obscure) dépend de la valeur de R_1 . Elle a été choisie égale à 250 Hz environ car, en tant que « gadget » ou

« modèle de démonstration » l'appareil était destiné à travailler avec un haut-parleur relativement petit, risquant de rendre assez mal les fréquences basses. Il suffit de prendre, pour R_1 , une valeur donnant approximativement la fréquence désirée, car l'ajustable P permet un réglage fin.

La programmation étant d'autant plus facile que le rapport des fréquences extrêmes est plus faible, on aura avantage à se contenter d'une gamme un peu inférieure à 2 octaves, soit une fréquence maximale de 650 à 700 Hz, dans le cas envisagé. Cette valeur est à ajuster en jouant sur la largeur de la fente, et ce en interposant déjà un papier calque vierge, de façon à tenir compte de l'absorption de lumière due à ce papier.

Ensuite, il faut s'occuper de ce qui se passe entre les fréquences extrêmes, et déterminer les largeurs de noircissement qui corres-

pondent à des notes données. A la rigueur, cela peut se faire par comparaison avec un instrument de musique. Pour cela, on commence par introduire un papier noirci sur 10 mm par exemple, on détermine, par comparaison, la note immédiatement inférieure en fréquence, on augmente la largeur de noircissement jusqu'à ce que cette note soit effectivement atteinte, on note cette largeur, puis on augmente de nouveau la largeur de noircissement jusqu'à ce que la note musicale suivante (en descendant la gamme) soit atteinte.

On arrivera beaucoup plus rapidement, si on dispose d'un moyen pour déterminer directement les fréquences (battement avec générateur BF précisément étalonné, fréquencemètre numérique). On peut alors se confectionner une bande test portant un noircissement en escalier (Fig. 7), avec une



Fig. 10. - Portée de notes relative au programme de la figure 9.

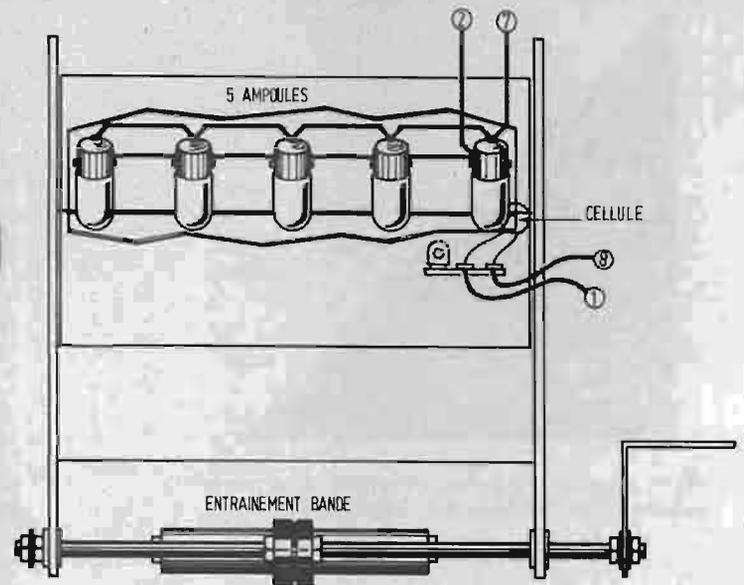


Fig. 11b.

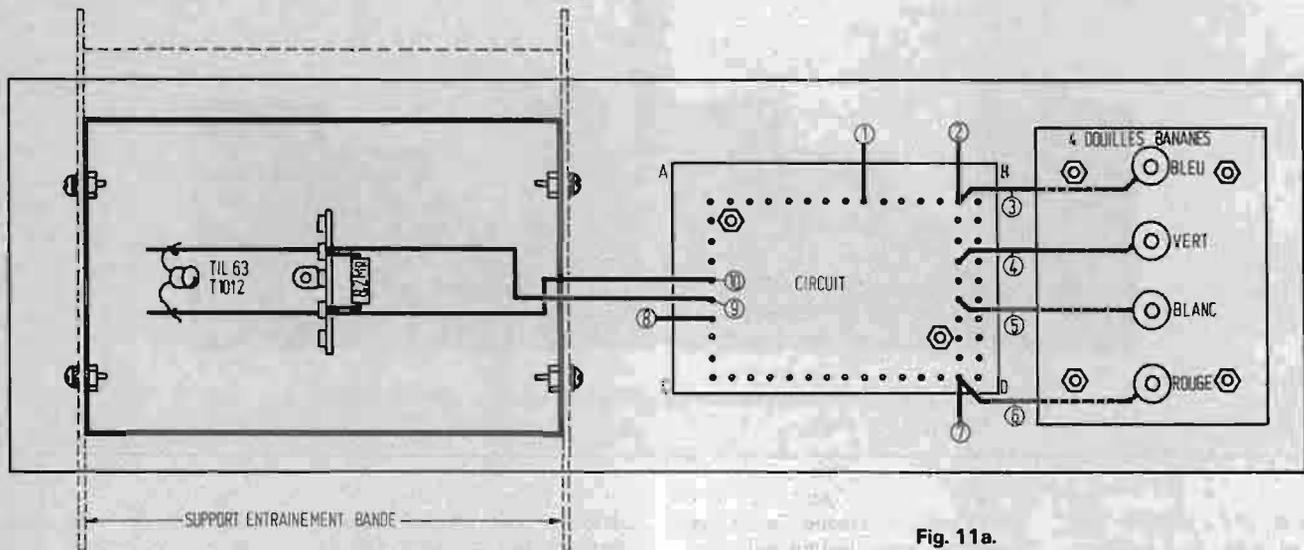


Fig. 11a.

Fig. 11. - Plan de câblage.

« marche » tous les 5 mm, et, pour éviter toute erreur de comptage de marches, un trait de « silence » toutes les cinq marches, sur le bord correspondant de la bande. En faisant progresser cette bande lentement sur la fente, on note les fréquences obtenues pour chaque marche, avec les largeurs de noircissement correspondantes. Puis, on trace une courbe, comme celle de la figure 8, liant la largeur de noircissement à la fréquence. La liaison entre fréquence et note peut ensuite se faire à l'aide du tableau ci-dessous, où on a également indiqué, pour chaque note, et entre parenthèses, la durée de la période, en millisecondes. La plu-

part des fréquencemètres peuvent, en effet, aussi fonctionner comme périodemètres, et ils permettent alors, du moins à des fréquences relativement basses, des mesures à la fois plus rapides et plus précises.

Les notes musicales, obtenues à l'aide du tableau 1, peuvent maintenant être indiquées sur l'échelle des centimètres de la figure 8. On voit qu'on arrive, dans le cas de cet exemple, à une répartition à peu près régulière des notes, et bien que le « fa » et le « mi » se trouvent un peu serrés, cela ne posera pas de problème pour la programmation. Si, en revanche, on arrivait à une échelle beaucoup

plus irrégulière, il faudrait recommencer après avoir modifié l'orientation du phototransistor ou le parallélisme de la fente.

LA PROGRAMMATION

Refaire le dessin de la figure 8 à l'échelle, quant à la largeur de noircissement, on peut l'utiliser directement comme gabarit de programmation. Pour cela, on coupe une bande de papier calque de la largeur nécessaire (13 cm dans le cas de la maquette), on la pose sur le dessin correspondant à celui de la figure 8, et on noircit, en commençant du haut, jusqu'au

trait correspondant à la note désirée.

La longueur du noircissement (dans le sens de la bande) devra être proportionnelle à la durée de la note. Le travail restera assez facile, si on adopte une longueur de 5 mm pour la note la plus courte du morceau à programmer. S'il s'agit là d'une « croche », il faudra donc prévoir 10 mm pour une « noire », 20 mm pour une « blanche », 40 mm pour une « ronde », et de même pour les silences correspondants. La durée effective de chaque note dépend, évidemment, de la vitesse de déroulement, dont on est maître dans une très large mesure.

**TABLEAU DES FRÉQUENCES MUSICALES
DE LA GAMME TEMPÉRÉE**

Les durées de période (en millisecondes)
sont indiquées entre parenthèses

**VERS LA COMMANDE
DIGITALE**

Bien sûr, on ne demandera jamais une très haute précision musicale à un gadget comme un orgue de barbarie électronique. Or, une assez bonne précision est possible, moyennant une mise au point soignée. Et puisqu'il y en a qui aiment faire des mises au point, et puisque le montage est relativement simple, pourquoi se compliquer la vie par une version digitale, plutôt que de dédoubler tout le système précédent, ainsi que la largeur du papier, pour pouvoir jouer à deux voix?

Octave		C-c	c-c ¹	c ¹ -c ²	C ² -c ³	c ³ -c ⁴
Note						
c	do	65,41 (15.289)	130,81 (7.645)	261,63 (3.822)	523,25 (1.9111)	1046,5 (0.9556)
cis, des	do, ré b	69,30 (14.431)	138,59 (7.215)	277,18 (3.608)	554,36 (1.8039)	1108,7 (0.9019)
d	ré	73,42 (13.621)	146,83 (6.810)	293,67 (3.405)	587,33 (1.7026)	1174,7 (0.8513)
dis, es	ré, mi b	77,78 (12.856)	155,56 (6.428)	311,13 (3.214)	622,26 (1.6071)	1244,5 (0.8035)
e	mi	82,41 (12.135)	164,81 (6.067)	329,63 (3.034)	659,26 (1.5169)	1318,5 (0.7584)
f	fa	87,31 (11.454)	176,61 (5.727)	349,23 (2.863)	698,46 (1.4317)	1396,9 (0.7159)
fis, ges	fa, sol b	92,50 (10.811)	185,00 (5.405)	369,99 (2.703)	739,99 (1.3514)	1480,0 (0.6757)
g	sol	98,00 (10.204)	196,00 (5.102)	392,00 (2.551)	783,99 (1.2755)	1568,0 (0.6378)
gis, as	sol, la b	103,83 (9.631)	207,65 (4.816)	415,30 (2.408)	830,61 (1.2039)	1661,2 (0.6020)
a	la	110,00 (9.091)	220,00 (4.545)	440,00 (2.273)	880,00 (1.1364)	1760,0 (0.5682)
aïs, hes	la, si b	116,54 (8.581)	233,08 (4.290)	466,16 (2.145)	932,32 (1.0726)	1864,6 (0.5363)
h	si	123,47 (8.099)	246,94 (4.050)	493,88 (2.025)	987,76 (1.0124)	1975,5 (0.5062)
c	do	130,81 (7.645)	261,63 (3.822)	523,25 (1.911)	1046,5 (0.9556)	2093,0 (0.4778)

C'est qu'il faut aussi penser à l'interchangeabilité des programmes. Dans le cas de la commande analogique, la courbe de la figure 8 est individuellement différente pour chaque réalisation. En passant un programme, fait pour un appareil, sur un autre, on reconnaît certes encore la mélodie, mais elle est rarement très harmonieuse. Cette difficulté peut être évitée par la commande digitale qui, cependant, ne permet de jouer que des notes fixes, jamais de « glissement » d'une note à l'autre. Par ailleurs, elle est plus onéreuse, car elle demande plusieurs photodiodes dont la combinaison d'éclairement (par tout ou rien) donnera une valeur digitale qu'il faut d'abord convertir en une tension, et ensuite en une fréquence.

Quant aux interruptions, on utilisera un trait de 1 mm environ entre deux notes, et à peu près le double (ou un peu moins) entre deux mesures (barres de mesure sur la portée de notes). Il faut, toutefois, s'appliquer à dessiner ces traits de silence exactement sur la transition d'une note à l'autre, de façon qu'on n'entende pas cette transition qui se produit en fait par un glissement de fréquence, puisque la largeur de la fente implique une modification progressive de l'éclairement. Cela n'empêche, bien entendu, qu'on peut programmer un tel glissement de façon voulue, ou encore un trémolo, une trille.

Dans l'exemple de programmation de la figure 9 on s'est, cependant, contenté d'une mélodie simple, puisqu'il s'agit des premières mesures de « Sur le Pont d'Avignon ». La portée correspondante est reproduite dans la figure 10. On voit que le programme comporte, au début et à la fin, des « pavés » de silence assez longs. Avant de mettre l'appareil en route, on peut introduire la bande jusqu'au pavé de départ, et on obtiendra ainsi un commencement « en silence ». De même on arrêtera la manivelle dès qu'on est sur

le pavé de la fin, et on coupera alors l'appareil, de façon à éviter qu'un son aigu ne jaillisse du haut-parleur, dès que le programme s'est entièrement déroulé.

Lors du dessin de la bande, l'homogénéité ou la perfection du noircissement constitue un problème non négligeable. L'expérience montre que le crayon « feutre », noir, est inutilisable, car la lumière (ou du moins spectre auquel les photo-éléments sont sensibles) traverse ses traces comme si rien n'était. Par contre, l'encre de chine convient, si on en met assez, mais alors le papier risque de s'onduler. En revanche, la peinture glycérophtalique (noir mat) n'a pas ce défaut, et elle couvre assez bien, surtout si on applique deux couches. Mais comme elle est moins commode pour le dessin, on a avantage à effectuer le pourtour de ce dessin à l'encre de chine, et à la plume, et de remplir ensuite avec de la peinture, au pinceau. Même en prenant beaucoup de précautions, des déceptions ne sont pas exclues. Elles peuvent aussi provenir d'un défaut dans le papier, bien que cela semble plus rare qu'une imperfection de noircissement. En tout cas, une mise au point peut être nécessaire, par

adjonction ou grattage de noir. Lors d'un tel travail, il ne faut pas oublier qu'il peut y avoir un effet de température sur la fréquence. Cet effet évolue, certes, beaucoup trop lentement pour qu'il puisse devenir sensible pendant le passage d'un morceau de musique, mais lors d'un travail de mise au point, il oblige à vérifier constamment la fréquence de départ, avec, au besoin, retouche de l'ajustable P de la figure 4.

Lorsque l'on commence une telle réalisation par la confection du convertisseur tension-fréquence, on s'aperçoit qu'un tel convertisseur peut avoir des applications « musicales » autres que l'orgue de barbarie. Si bien que ce dernier sujet ne sera de nouveau abordé, dans la suite de cet article, qu'après la description d'un instrument qui peut être polyphonique, mais qui, cependant, n'a pas besoin de touches, du moins pas de touches mobiles.

H. SCHREIBER

A NICE
JEAN COUDERT
vous présente
le plus grand choix
aux meilleurs prix...

TOUS LES MATÉRIELS
HI-FI
ainsi que les KITS
accessoires, haut-
parleurs, etc.

Service après-vente

INSTALLATION GRATUITE - CRÉDIT

JEAN COUDERT 85, bd de la Madeleine
06-NICE - Tél. : 87-58-39

Le magnétophone à cassettes

TC 66

SONY



L'APPAREIL que nous présentons entre dans la catégorie portable, son encombrement est très réduit, compte tenu de son alimentation réseau incorporée qui double le bloc des piles.

Bien que l'appareil soit monophonique, il comporte les différents circuits modernes dont l'emploi se généralise de plus en plus : microphone à électret incorporé, et réglage automatique de niveau à l'enregistrement.

Les caractéristiques sont correctes, et la commodité d'emploi est convenable.

CARACTÉRISTIQUES

Magnétocassette deux pistes mono.

Vitesse : standard 4,75 cm/s.

Durée d'enregistrement : jusqu'à 2 heures, selon le type de cassette choisie.

Bande passante : 150 Hz - 8 kHz

Puissance de sortie : 800 mW

Rapport signal/bruit : 45 dB.

Pleurage + scintillement : 0,3 %.

Distorsion harmonique : maximale 5 %.

Fréquence de prémagnétisation : 38 kHz.

Microphone incorporé : à électret.

Haut-parleur : 7 x 10 cm, impédance 8Ω.

Entrées : microphone - 60 dB (0,775 mV); auxiliaire, 0,25 V/100 kΩ.

Sorties : monitor ou écouteur ou HP8Ω, télécommande couplée au microphone externe.

Alimentation : 110-220 V, consommation 3 W.6 V continu interne avec 4 piles, ou externe.

Encombrement : 147 x 69 x 256 mm, pour un poids de 1,85 kg.

PRÉSENTATION

L'appareil est tout à fait analogue aux matériels de sa catégorie. Le constructeur le livre muni des différents accessoires autorisant un transport facile, housse et bretelle, en plus du microphone à poussoir de télécommande et de l'écouteur. L'alimentation mixte pile ou réseau est très commode, par l'économie procurée lorsque l'on utilise le TC 66 à poste fixe. Le commutateur de sélection de tension réseau est accessible sous l'appareil, il se manœuvre à l'aide d'une lame de tournevis.

Les configurations d'emploi sont étendues, grâce aux différentes prises entrées et sorties installées. Le repiquage d'une source quelconque est possible, en utilisant l'entrée microphone pour les signaux de bas niveau, ou la prise auxiliaire pour ceux atteignant quelques centaines de millivolts. Le monitoring est possible, en contrôlant à l'aide d'un casque ou d'un écouteur le signal en sortie du bloc basse fréquence pendant l'enregistrement. En réalité il ne s'agit pas du vrai monitoring, celui délivré par une tête de lecture séparée qui permet le contrôle du signal enregistré sur la bande, mais d'un contrôle de la qualité du signal basse fréquence avant mélange avec le signal de prémagnétisation et son application sur la tête d'enregistrement-lecture.

Le bloc de commande à touches est d'un modèle classique, l'appareil comporte un potentiomètre correcteur de tonalité. Le moteur comporte un régulateur mécanique incorporé, et il est muni en outre d'un dispositif d'arrêt en fin de bande.

Le dispositif de réglage automatique de niveau à l'enregistrement rend très agréable l'emploi de l'appareil. Il est incontestable que ce dispositif contribue à élargir la couche d'utilisateurs satisfaits de magnétophones à cassettes.

Le microphone incorporé à électret offre une sensibilité suffisante pour l'enregistrement d'une conférence, et la bande passante côté graves est coupée en-dessous de 100 Hz, de façon à éliminer les bruits et ronflements indésirables, situés dans cette partie du spectre.

La réalisation est de bonne facture, tant pour la partie mécanique, qu'électronique. Cette dernière est équipée de composants classiques non intégrés, ses circuits sont communs au fonctionnement en enregistrement ou en lecture.

DESCRIPTION DES CIRCUITS (Fig. 1)

L'appareil comporte un préamplificateur, un amplificateur de puissance, et un oscillateur de prémagnétisation.

Tous les circuits sont employés à l'exception de l'oscillateur et du régulateur de niveau, lors du fonctionnement en lecture ou en enregistrement, après commutation pour assurer la fonction choisie.

CE MATERIEL EST NOTAMMENT EN VENTE

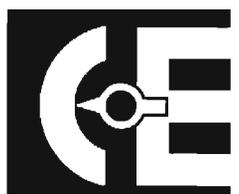
SONY

TC134SD - Platine Hi-Fi K7 système Dolby..... 1 695 F

TC280D - Platine Hi-Fi bande..... 1 495 F

TC55 - Mini K7 subminiature haute performance..... 1 180 F

Captain 55 - Radio FM-Marine-GO-PO ICF5500M - accord par diode magnétique 695 F

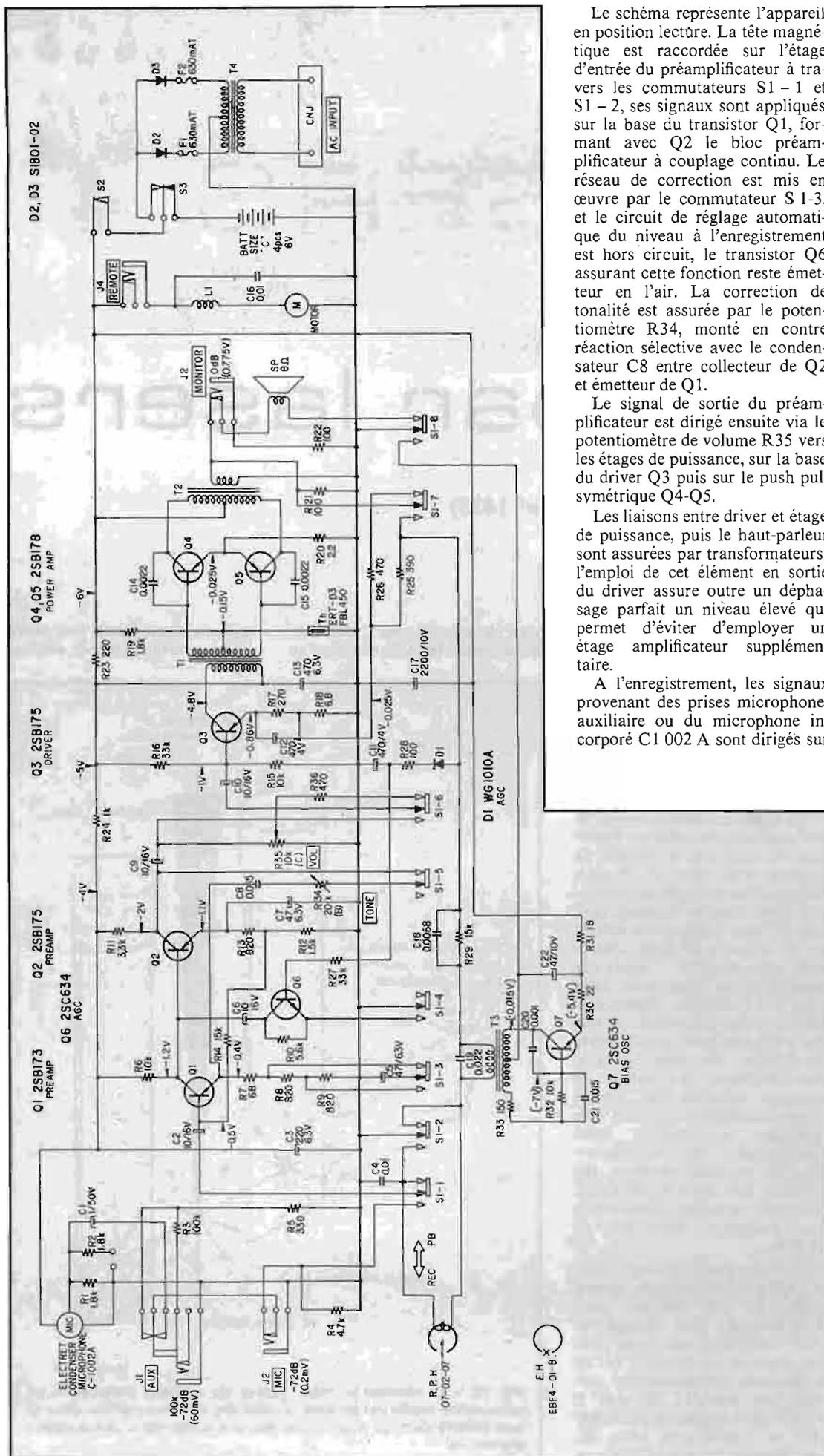


CONTINENTAL ELECTRONICS

Concessionnaire SONY
1, bd Sébastopol, PARIS-1^{er} - Métro : Châtelet
Tél. : 231-03-07 - 236-03-73 - 236-95-32
C.C.P. Paris 7437-42

Dépôtaires officiels
SCIENTELEC - TOSHIBA - SONY

Ouvert sans interruption tous les jours de 9 h à 19 h sauf le dimanche et le lundi matin



Le schéma représente l'appareil en position lecture. La tête magnétique est raccordée sur l'étage d'entrée du préamplificateur à travers les commutateurs S1-1 et S1-2, ses signaux sont appliqués sur la base du transistor Q1, formant avec Q2 le bloc préamplificateur à couplage continu. Le réseau de correction est mis en œuvre par le commutateur S1-3, et le circuit de réglage automatique du niveau à l'enregistrement est hors circuit, le transistor Q6 assurant cette fonction reste émetteur en l'air. La correction de tonalité est assurée par le potentiomètre R34, monté en contre réaction sélective avec le condensateur C8 entre collecteur de Q2 et émetteur de Q1.

Le signal de sortie du préamplificateur est dirigé ensuite via le potentiomètre de volume R35 vers les étages de puissance, sur la base du driver Q3 puis sur le push pull symétrique Q4-Q5.

Les liaisons entre driver et étage de puissance, puis le haut-parleur sont assurées par transformateurs, l'emploi de cet élément en sortie du driver assure outre un déphasage parfait un niveau élevé qui permet d'éviter d'employer un étage amplificateur supplémentaire.

A l'enregistrement, les signaux provenant des prises microphone, auxiliaire ou du microphone incorporé C1 002 A sont dirigés sur

la base du transistor Q1. Dans cette configuration de fonctionnement, la charge de l'étage est constitué d'une part par R6, d'autre part avec l'ensemble C6 - Q6, transistor dont la base est contrôlée par une tension continue prélevée en sortie de l'amplificateur, et proportionnelle à son gain. Cette tension agit sur Q6 de façon à faire varier l'impédance de charge de Q1, rendant à peu près constant le signal de sortie de façon indépendante du niveau appliqué sur la base de Q1. Le potentiomètre R35 est éliminé par le commutateur S1-6, la sortie de Q2 est reliée à travers C9 et C10 à la base du driver Q3. Le signal est ensuite amplifié par Q4-Q5, puis à travers le commutateur S1-7 dirigé vers D1, fournissant la tension de commande de Q6, et vers la tête magnétique pour enregistrement après mélange avec la tension de prémagnétisation. On note la coupe du HP par les contacts de S1-8, et la possibilité du contrôle en fin d'amplification du signal à enregistrer, sur la prise monitoring. Le mélange des signaux HF et BF a lieu dans le secondaire du transformateur T3, le réseau C18-R29 interdisant les remontées HF sur l'amplificateur. L'oscillateur de prémagnétisation Q7 est alimenté à travers les contacts S1-8, et l'on peut, en insérant une fiche spéciale fournie avec l'appareil dans la prise micro, assurer l'effacement complet de la bande sans risquer d'y appliquer un signal, la fiche étant court-circuitée.

Le microphone extérieur fourni comporte un interrupteur de télécommande, assurant la coupure ou la mise en route du moteur par l'intermédiaire de la prise J4.

CONCLUSION

Ce petit appareil est d'un emploi très simple, il est impossible de rater un enregistrement, grâce au circuit de réglage automatique.

Le constructeur a muni le TC66 de gadgets agrémentant le fonctionnement de l'appareil; à l'usage, leur utilité est prouvée. En effet, le monitoring est utile lorsque l'on enregistre les signaux issus d'un tuner, d'un téléviseur ou d'une autre source.

La prise auxiliaire permet de repiquer un signal dans de bonnes conditions lorsque celui-ci est d'un niveau élevé qui n'est pas compatible avec l'entrée microphone. Enfin, en option, on peut utiliser un adaptateur téléphonique TP 5-S pour enregistrer des communications téléphoniques sur l'appareil si le besoin s'en fait sentir.

J. B.

LES LASERS

la fusion par lasers

(Suite voir n° 1433)

BIEN des nations industrielles s'intéressent à la fusion par laser et la Chine ne fait pas exception. Voici six mois, des chercheurs de l'Institut de Physique de Pékin, dirigés par Nieh Yu-Shi, auraient détecté la présence de neutrons après irradiation d'une pastille de deutériure de lithium par un laser en verre au néodyme.

UNE SOURCE DE NEUTRONS THERMIQUES

La fusion par laser fait l'objet de nombreux travaux de recherches en vue d'applications à la génération d'énergie électrique, à la propulsion d'engins spatiaux, et en vue de l'utilisation pacifique d'explosions nucléaires. En outre, les réacteurs à fusion thermonucléaire constitueraient une excellente source de neutrons thermiques pour les besoins des physiciens, des biologistes et des médecins. Par exemple, ces neutrons permettent de découvrir la structure magnétique des cristaux, ou encore d'opérer des biopsies dans le cas de maladies osseuses malignes. Les chercheurs, désireux de toujours pénétrer davantage les secrets de la matière, ont besoin de sources sans cesse plus puissantes.

Pour accroître l'intensité utile de sources de neutrons, on doit travailler par impulsions : des bouffées de neutrons sont générées au moment même des besoins. On produit, instantanément de grandes quantités de neutrons, sans pour autant devoir accroître la

puissance moyenne des installations. Parmi les réacteurs à impulsions existant, ou en projet, citons : les tBR-I et tBR-II à Dubna; un réacteur pulsé à Madras (Inde); le SORA à Ispra. Néanmoins, ces sources conventionnelles sont encore limitées par la détérioration du combustible nucléaire.

Un réacteur à fusion devrait, de par sa nature, travailler par impulsion de sorte que le nombre de neutrons utiles avec un tel réacteur peut être multiplié par un facteur 1000. Dans un montage typique, un laser produit une énergie de 10 millions de joules durant une nanoseconde, l'intervalle séparant deux impulsions laser étant de 10 secondes. Chaque pastille de deutérium-tritium, irradiée par le faisceau laser, a un diamètre de 2,5 mm; elle subit la fusion thermonucléaire au centre du réacteur, délivrant une énergie « thermonucléaire » qui doit être supérieure à l'énergie laser « d'allumage » de la réaction : l'énergie produite pourrait, par exemple, être égale à 100 mégajoules par impulsion, conduisant à une puissance moyenne de 10 MW.

Un avant-projet de source thermonucléaire de neutrons thermiques a été conçu par R.M. Brugger, chez Aérojet-Nucléar compagny, aux États-Unis. Les neutrons rapides émis lors de la réaction thermonucléaire doivent être ralentis : de part et d'autre de la région où est déclenchée la réaction, on place des modérateurs chargés de cette mis-

sion de ralentissement des neutrons rapides (transformés ainsi en

neutrons thermiques). Les modérateurs pourraient être du méthane

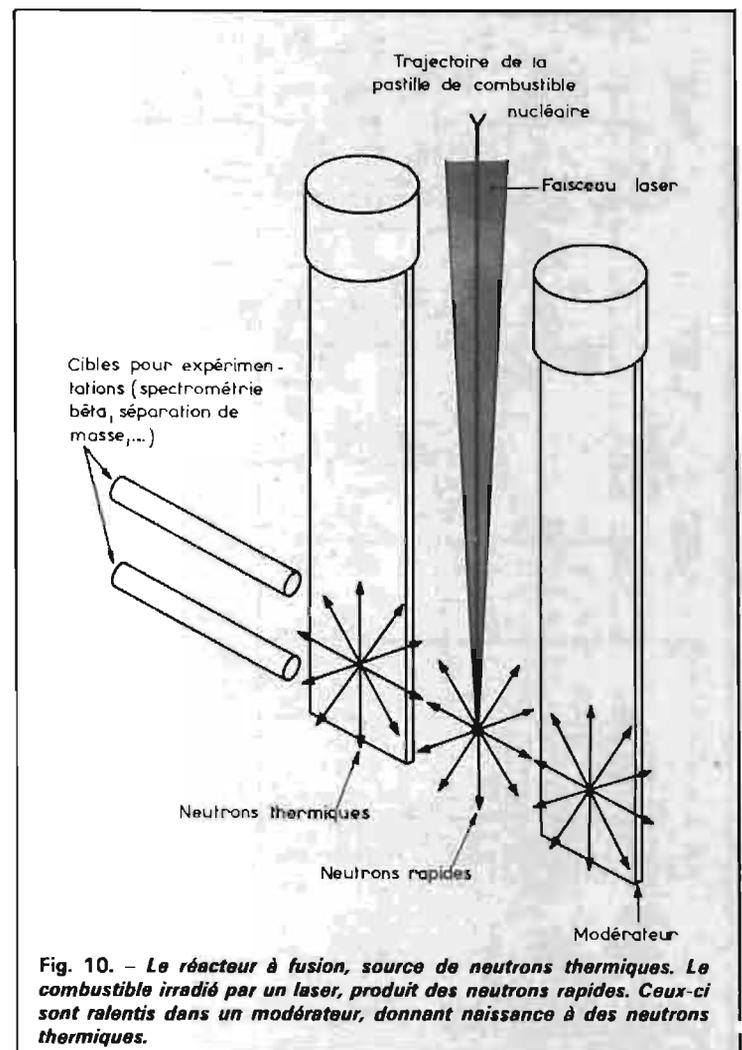
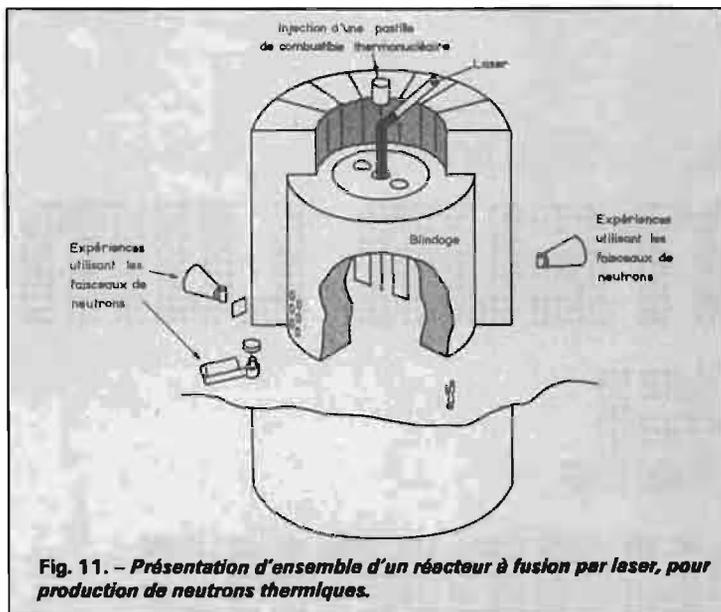


Fig. 10. - Le réacteur à fusion, source de neutrons thermiques. Le combustible irradié par un laser, produit des neutrons rapides. Ceux-ci sont ralentis dans un modérateur, donnant naissance à des neutrons thermiques.

liquide. Le réacteur aurait, selon R.M. Brugger, un diamètre de 2 mètres, et une hauteur de 4 mètres, la zone d'irradiation des combustibles nucléaires se trouvant au centre du réacteur. Les parois, formant un blindage anti-neutrons rapides, auraient une épaisseur minimale de 4 mètres; elles devraient avoir un revêtement interne de carbure de bore pour empêcher certains neutrons thermalisés de tenter de revenir du blindage vers le centre du réacteur.

Un circuit de refroidissement serait nécessaire, dans les parois du réacteur, pour évacuer la puissance émise lors de chaque réaction thermonucléaire. En outre, la chambre interne du réacteur, où se produisent ces réactions, doit être sous vide pour limiter les effets d'ondes de choc émises lors des réactions, et pour éviter toute diffusion des neutrons : le système de pompage, maintenant le vide au sein du réacteur, évacue les quelques centigrammes de deutérium-tritium vaporisés toutes les dix secondes; il faut prévoir un recyclage du combustible ainsi récupéré, tout en prévenant les possibilités de fuite (donc de radioactivité) de ce combustible.

Ces neutrons thermiques géné-



rés dans les modérateurs frappent des cibles qui les « conduisent » vers les expériences préparées à l'extérieur du réacteur.

Supposons que l'énergie produite lors de chaque irradiation par laser d'une pastille de combustible thermonucléaire soit de 100 MJ. Or un joule est équivalent à l'énergie acquise par $6,3 \times 10^{18}$ électrons, accélérés sous une diffé-

rence de potentiel de 1 volt; en physique nucléaire, l'unité d'énergie utilisée couramment est l'électron-volt (dont le symbole est eV) :

1 joule = $6,3 \times 10^{18}$ électrons-volts.

Au cours de la réaction thermonucléaire, une énergie de $17,6 \times 10^6$ eV produit un neutron. Or, une impulsion laser frappant la

pastille de deutérium-tritium, génère 100 MJ (soit 10^8 J), ce qui équivaut à $6,3 \times 10^{26}$ eV. Le rapport de l'énergie produite par une impulsion laser, à l'énergie nécessaire à la production d'un neutron, donne le nombre de neutrons générés par une impulsion laser :

$3,6 \times 10^{19}$ neutrons/impulsion. Comme chaque impulsion dure 10 nanosecondes (10^{-8} s), le « débit » de neutrons sera, au maximum, égal à $3,6 \times 10^{27}$ neutrons par seconde. C'est là une valeur de pointe, valable pendant 10 nanosecondes seulement.

La valeur moyenne du débit neutronique s'obtient en considérant que le système produit, en fait, $3,6 \times 10^{19}$ neutrons toutes les 10 secondes : le débit neutronique moyen est égal à $3,6 \times 10^{18}$ neutrons par seconde.

Ce débit est à comparer à celui obtenu dans les accélérateurs de particules, tels celui du Lawrence Livermore Laboratory, en Californie, où l'on ne dépasse guère 10^{14} neutrons par seconde.

Pratiquement, un réacteur à fusion thermonucléaire devrait être une source très intense de neutrons thermiques, bien plus intense que les sources existantes ou actuellement en projet.

Marc FERRETTI

Production de neutrons dans des installations existantes ou en projet TABLEAU II

INSTALLATIONS	Débit maximal de neutrons (neutrons/seconde) (durée des impulsions neutroniques entre parenthèses)	Débit moyen de (neutrons/seconde)	Flux maximal de neutrons thermiques (neutron/cm ² /seconde) (durée du flux entre parenthèses)
HFIR (100 MW)	-	-	9×10^{14} (continu)
Accélérateur LRL	10^{18} (4 microsecondes)	10^{14}	2×10^{13} (1 microseconde)
LAMF - WNR	3×10^{19} (2 nanosecondes)	8×10^{14}	10^{14} (1 microseconde)
ING	-	2×10^{19}	10^{16} (continu)
VINS (1,5 MW)	10^{20} (4 microsecondes)	$8,8 \times 10^{16}$	$3,5 \times 10^{16}$ (50 microsecondes)
LIFS (10 MW)	10^{27} (10 nanosecondes)	$3,6 \times 10^{18}$	$1,4 \times 10^{18}$ (50 microsecondes)
Explosion nucléaire (1 kilotonne tous les six mois)	10^{30} (100 nanosecondes)	$6,3 \times 10^{15}$	néant



auditorium HI-FI

SONY®

LE PLUS IMPORTANT STOCK DE PIÈCES DÉTACHÉES

AUDITORIUM HI-FI

11-13, cours Lieutaud - MARSEILLE

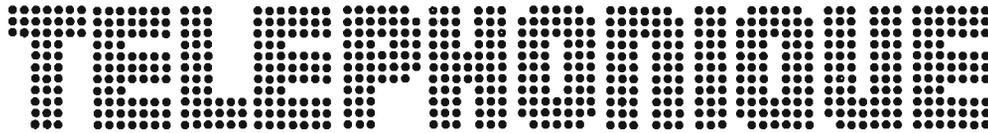
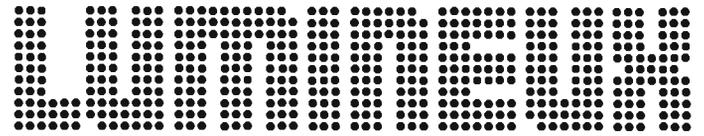
Téléphone : 47.53.60 - 47.54.07 - 48.51.16

STOCK PERMANENT POUR TOUS NOS MODÈLES

Mêmes prix qu'à Paris - Livraison gratuite dans toute la région de Marseille

LE MEILLEUR JAPONAIS

MAISON FONDÉE EN 1912



MÊME lorsque la sonnerie du téléphone émet un signal puissant celle-ci n'est pas toujours perceptible par les personnes intéressées. Imaginons, par exemple, le cas d'un bureau très bruyant ou d'un atelier où le son se perd dans le bruit des machines.

Poser une sonnerie très puissante complétée éventuellement par un dispositif lumineux semble la solution la plus pratique.

Il serait facile de résoudre le problème en installant simplement un autre timbre en parallèle sur celui qui existe déjà. Cependant, cette solution n'est pas réalisable du fait qu'il n'est pas permis de modifier l'installation existante.

Aussi, la seule solution possible consiste dans l'installation d'un amplificateur téléphonique comportant une bobine caprice que l'on dispose près du combiné et à la sortie duquel est connectée une ampoule rouge qui mieux que n'importe quelle sonnerie peut signaler un appel téléphonique même dans une ambiance assourdissante. Ce dispositif peut également apporter une aide considérable aux malentendants qui ne peuvent être constamment tendus à l'écoute de la sonnerie.

Une autre application utile réside dans son utilisation dans un local comportant plusieurs combinés; lorsque des appels se produisent simultanément, il est parfois difficile d'identifier leur origine. On peut alors utiliser des ampoules de couleurs différentes pour chaque poste.

RÉALISATION PRATIQUE

Le circuit est très simple. En effet, on observe sur le schéma de la figure 1 qu'il ne comporte que trois transistors. Le signal capté par une bobine téléphonique comportant une ventouse, est envoyé sur le premier transistor TR₁ qui procède à son amplification; au moyen de C₂, il parvient au second transistor amplificateur dont la charge de collecteur est constituée par un relais dont la sensibilité est suffisante pour être actionnée par le courant du collecteur en présence d'un signal d'entrée.

L'alimentation s'effectue à partir du secteur à l'aide d'un transformateur dont le secondaire délivre une tension de 6,5 V redressée par une diode au silicium. La cathode de cette dernière D₂ est reliée à l'enroulement du transformateur parce que les transistors étant de type PNP, les collecteurs devront être alimentés par une tension négative.

La mesure de la tension collecteur s'effectue avec un contrôleur dont la pointe de touche positive va à la masse et le négatif sur le collecteur.

La diode D₁ disposée entre base et masse de TR₃ est du type OA95 ou équivalent. Les transistors sont des PNP pour signaux basse fréquence de petite puissance.

Pour que le fonctionnement soit correct, la sensibilité du relais et le courant de collecteur de TR₃ doivent être du même ordre.

LE CIRCUIT ÉLECTRIQUE

Le relais offre une résistance de 310 Ω et fonctionne sous une tension de 6 V; les contacts doivent pouvoir supporter l'intensité nécessaire pour que la lampe s'allume.

Comme on le voit sur le schéma pratique de la figure 2 tous les composants sont disposés sur un petit chassis en «U» dont les dimensions dépendent du transformateur et du relais utilisés qui constituent les deux composants les plus encombrants. Le transformateur peut être du type utilisé pour le chauffage des filaments des lampes.

La disposition des éléments

n'est pas critique. Les transistors peuvent être fixés sur une barrette relais comme le montre la figure 2. Une prise femelle communément utilisée pour les installations électriques domestiques servira au branchement de la lampe indicatrice tandis que pour appliquer le signal de la bobine téléphonique au condensateur C₁, on utilisera une prise coaxiale ou un jack.

On veillera à ce qu'il n'y ait aucune équivoque dans les connexions du relais. Les deux extrémités de l'enroulement d'excitation devront être disposées en série avec le collecteur de TR₂ tandis que pour la lampe, on devra prendre la précaution de localiser les deux bornes qui ferment le circuit quand le relais est excité.

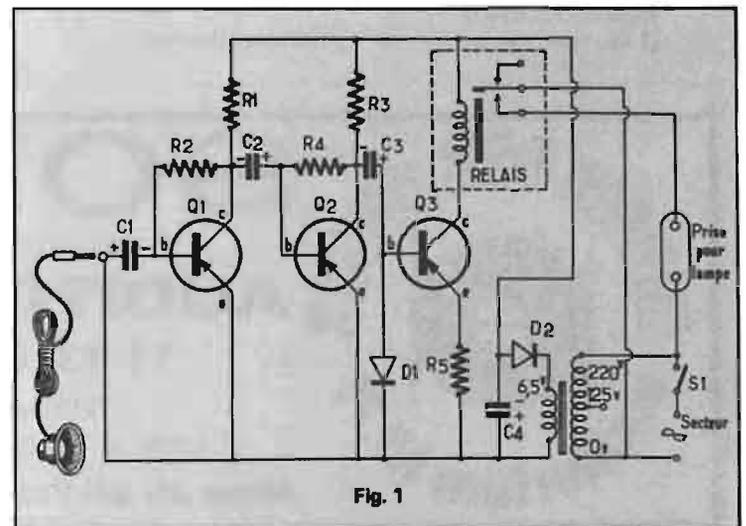


Fig. 1

VÉRIFICATION DU FONCTIONNEMENT

En connectant la lampe à la prise, celle-ci ne doit pas s'allumer, l'appareil étant relié au secteur. A l'aide d'un tournevis tenu par le manche isolant, on ferme les lames mobiles du relais; la lampe doit alors s'allumer.

Vérifier ensuite si la sensibilité de la bobine téléphonique est suffisante pour actionner le relais.

Pour ce contrôle, on devra faire appel au concours d'une autre personne qui, de son appareil téléphonique composera le numéro. Pendant que la sonnerie retentit, rechercher sur l'appareil le point où l'on doit appliquer la ventouse pour capter un signal assez puissant pour actionner le relais. La sensibilité de ce dernier peut être réglée au moyen de la vis.

Pour terminer, précisons que le parfait fonctionnement du circuit dépend principalement d'une seule condition, à savoir, que le relais soit capable de fonctionner avec le courant qui traverse le collecteur de TR₃.

F. HURE

Bibliographie
RADIORAMA n° 66

VALEURS DES COMPOSANTS

$R_1 = R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$. $R_2 = R_4 = 47 \text{ k}\Omega$. $R_5 = 47 \Omega$. $C_1 = C_2 = 32 \mu\text{F}$ 10 V, électrolyt. $C_3 = 200 \mu\text{F}$ 10 V, électrolyt. $C_4 = 125 \mu\text{F}$ 16 V, électrolyt. TR₁ à TR₃ = PNP type AC188 D₁ = diode OA95. D₂ = diode redresseuse BY127. Relais 310 06 V.

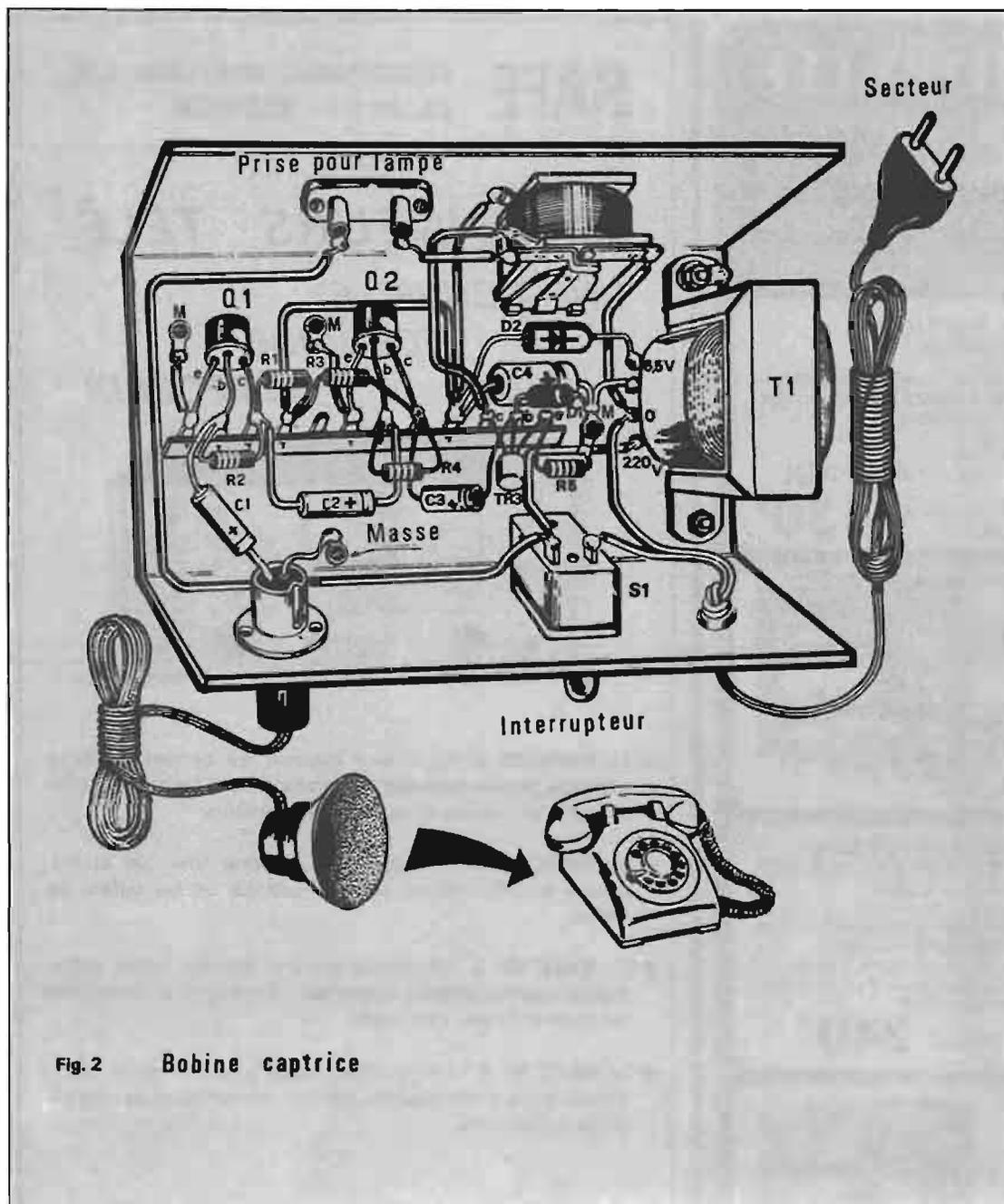


Fig. 2 Bobine caprice



THORENS

LA MARQUE REPUTÉE

AUDITORIUM HI-FI

MAISON FONDÉE EN 1912

11-13, cours Lieutaud - MARSEILLE

Téléphone : 47.53.60 - 47.54.07 - 48.51.16

STOCK PERMANENT POUR TOUS NOS MODÈLES

èmes prix qu'à Paris - Livraison gratuite dans toute la région de Marseille

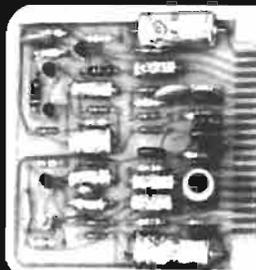
HAUTE FIDÉLITÉ

pour grands amateurs HI-FI

une gamme complète de

MODULES PROFESSIONNELS

Tous supports en verre époxy, contacts dorés sur certains modèles. Large dissipateur thermique, garantie absolue.



PRÉAMPLI D'ATTAQUE A 5 TRANSISTORS

Très faible bruit avec transistors série PRO - 2 N 2483. Avec baxandall incorporé et filtre passe-bas avec inductances.

Sensibilité : 2 mV.

Rapport S/B : 75 dB.

Baxandall \pm : 15 dB à 40 Hz et 12 kHz.

Distorsion intermodulation et harmonique 0,08 %.

PRIX
130^F

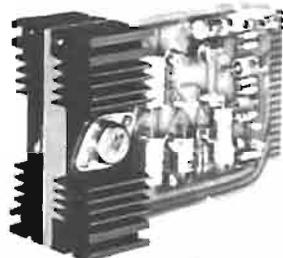
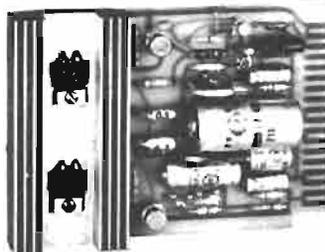
AMPLI DE PUISSANCE 15 W RMS DANS 8 OHMS

Sensibilité : 0,7 V.

Facteur d'amortissement : 60.

Distorsion intermodulation : 0,1 %.

PRIX
130^F



AMPLI DE PUISSANCE EXCEPTIONNEL 35 W RMS DANS 8 OHMS

Double darlington d'attaque. Transistors de puissances à très haute-fréquence de transition.

BP de 5 Hz à 150 kHz à A1 W. Distorsion harmonique et intermodulation 0,08 %.

PRIX **240^F**

ALIMENTATION RÉGULÉE ET STABILISÉE

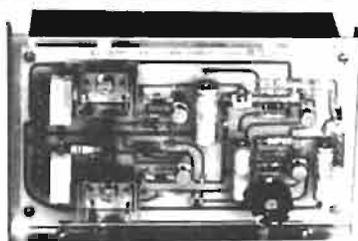
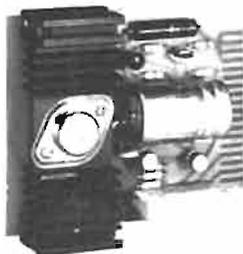
Avec protection électronique contre C.C. et équipée du chimique de tête.

Tension de 40 à 55 V \pm 15 %.

Courant M 2,5 Ampères.

Régulation \pm 5 %.

PRIX **150^F**



AMPLI DE PUISSANCE
100 W RMS DANS 8 OHMS
Sensibilité : 1 V sur 10 K Ohms.
Bande passante de 5 Hz à 100 kHz.
Distorsion harmonique 0,1 %.
Facteur d'amortissement 100.

PRIX **350^F**

Même modèle pour usage intensif avec 4 transistors de puissance en sortie et radiateur de 250 mm de long.

PRIX **520^F**

PROCHAINEMENT SORTIE DE MODULES POUR DIFFÉRENTS JEUX DE LUMIÈRE ET STROSCOPE

GCR

188, Av. Jean Lolive (anc^e rue de Paris)

et au 3, rue Fontaine

93500 PANTIN

TEL. : 844.39.76.

MÉTRO :
Eglise de Pantin

Expédition dans toute la France contre remboursement avec acompte 20 %.
Documentation contre 3 timbres de 0,50 F.

SAFE

 ELECTRONIC SYSTEMS S.A.
CHIASO - SUISSE

DÉPANNEURS TÉLÉ

UNE NOUVELLE

TECHNIQUE

S'IMPOSE!!!



- Le **SAFE 03 A** est le seul appareil qui permet de façon **efficace et permanente** de rendre à tous les tubes cathodiques hors service leurs qualités premières.
- Le **SAFE 03 A** recherche et **élimine** tous les courts-circuits pouvant exister entre la cathode et les différentes grilles.
- Le **SAFE 03 A** agit indifféremment sur les tubes cathodiques **noir et blanc ou couleur**. Il réaligne et rééquilibre les canons rouge, vert, bleu.
- Le **SAFE 03 A** s'utilise **sans risque** pour les tubes cathodiques grâce à son système breveté international de régénération temporisée.

TOUTE L'ÉQUIPE INTELEC EST A VOTRE DISPOSITION :

- INTELEC - 83, bd du Redon, La Rouvière, Tour A, 6^e étage, 13009-MARSEILLE.
- SOFED - 181 bis, rue Vaillant-Couturier, 94-ALFORTVILLE.
- SUD-EST ELECTRONIQUE - 49, route de Marseille, 06-NICE.
- CITEX - Ets A. St-Martin, route de Narbonne, 11-CARCASSONNE.
- S.A. DIJON DISTRIBUTION - rue du Professeur-Louis-Nel, 21-LONGVIC.
- QUEST DISTRIBUTION ELECTRONIQUE - 103, rue P.-Sémar, 29200-BREST.
- CHARVEY ELECTRONIQUE - 8, rue René-Canthin, Z.I. Fontaine, 38-GRENOBLE.
- SODIEM - 37, rue Denis-Espitola, 42-SAINT-ETIENNE.
- DEPOT ELECTRONIQUE - 84-CHATEAUNEUF-DE-GADAGNE.

Sans engagement de ma part, je désire assister à une démonstration.

Nom :

Adresse :

LA CHAÎNE COMBINÉE



AKAI CR 81 T

SI l'appareil présenté ne comporte pas de platine tourne-disques, il est cependant à classer dans la catégorie petite chaîne, car il associe un lecteur enregistreur de cartouches 8 pistes à un amplificateur.

Bien que la puissance de sortie soit modeste, l'appareil intéressera les amateurs de programmes sur cartouches, et une platine tourne-disques peut être associée au CR81T, permettant le repiquage de disques sur cartouches, de façon à disposer d'un programme composé selon le choix de l'utilisateur et pouvant être exploité sur le lecteur installé sur automobile.

CARACTÉRISTIQUES

Tuner. A deux gammes, PO - FM.
Sensibilité FM : 3 μ V IHF.
Rapport signal/bruit : 60 dB.
Fréquence intermédiaire : 10,7 MHz.
Séparation des canaux : 35 dB.
Distorsion harmonique : mono \leq 1 %, stéréo \leq 1,2 %.
Rapport de capture : \leq 5 dB.
Impédance d'entrée antenne : 75 - 300 Ω .
Gamme PO : 1630 - 525 kHz.
Fréquence intermédiaire : 455 kHz.
Réjection image : \geq 40 dB.
Antenne : cadre ferrite orientable, ou prise extérieure.
Enregistreur lecteur de cartouches. Système 8 pistes standard.
Vitesse : 9,5 cm/s.
Précision de la vitesse : \pm 1,5 %.
Pleurage + scintillement : \leq 0,25 %.

Avance rapide : 38 cm/s \pm 10 %.

Durée du bobinage avant : 230 secondes pour cartouches standard.

Capacité d'enregistrement : 1 heure pour cartouches de 300 pieds.

Rapport signal/bruit : 47 dB.

Dynamique d'effacement : 65 dB.

Têtes magnétiques : Effacement, enregistrement-lecture entrefer 1 μ .

Fréquence de prémagnétisation : 65 kHz \pm 5 %.

Moteur : continu à deux vitesses, 2900 - 725 tr/mn à 50 Hz.

Amplificateurs. Puissance de sortie : 2 x 7 W eff sur 8 Ω .

Bande passante : 50 - 16000 Hz \pm 3 dB.

Entrées : ligne, 50 mV/150 K Ω ; DIN, 7 mV; microphones, 0,5 mV/5 K Ω ; PV, 3,5 mV.

Sorties : ligne 1,228 V/100 Ω \pm 1,5 dB (0 du vumètre); DIN, 0,4 V; casque 60 mV/8 Ω ; enceintes 8 Ω .

Alimentation : 100-240 V 50-60 Hz.

Consommation : 60 W.

Encombrement : 490 x 140 x 270 mm, pour un poids de 11,4 kg.

PRÉSENTATION

La chaîne CR81T est d'aspect original. Le cadran du tuner, de forme circulaire permet un déplacement de l'aiguille sur plus de 300°, il rappelle un compte tour de tableau de bord automobile, aussi bien par sa forme que par son éclairage vert soutenu. Ce cadran est installé à droite, près du bou-

ton de recherche des stations et du commutateur de sources.

A gauche sont disposés le logement de la cartouche, les indicateurs de programmes, la prise casque et un alternateur du niveau de sortie des enceintes.

La partie centrale comporte les vumètres, les commandes de niveau d'entrée de chaque canal à l'enregistrement, commutés pour le contrôle du niveau en lecture ou à l'exploitation d'autres sources, et le clavier à touches contrôlant les séquences de l'enregistreur lecteur.

Un dispositif permet la sélection de programme de façon à changer de pistes, ou à assurer le défilements continu des 4 programmes, à l'enregistrement ou à la lecture, avec arrêt en fin du 4^e programme.

A l'arrière, nous disposons des différentes entrées et sorties sur prises CINCH DIN et pack, ainsi que les bornes antennes, et un raccordement pour un bouton de commande à distance pour le changement de programmes. La réalisation est assurée à l'aide de sous ensembles disposés de façon à éviter les interactions entre circuits haute et basse fréquence, les mécanismes d'entraînement du magnétophone sont bien conçus, le constructeur utilise un moteur à régulation mécanique incorporée, préféré, ici à une régulation électronique.

La technique et la technologie utilisées font appel à des composants classiques et intégrés, choix permettant une meilleure optimisation des caractéristiques.

DESCRIPTIONS DES CIRCUITS

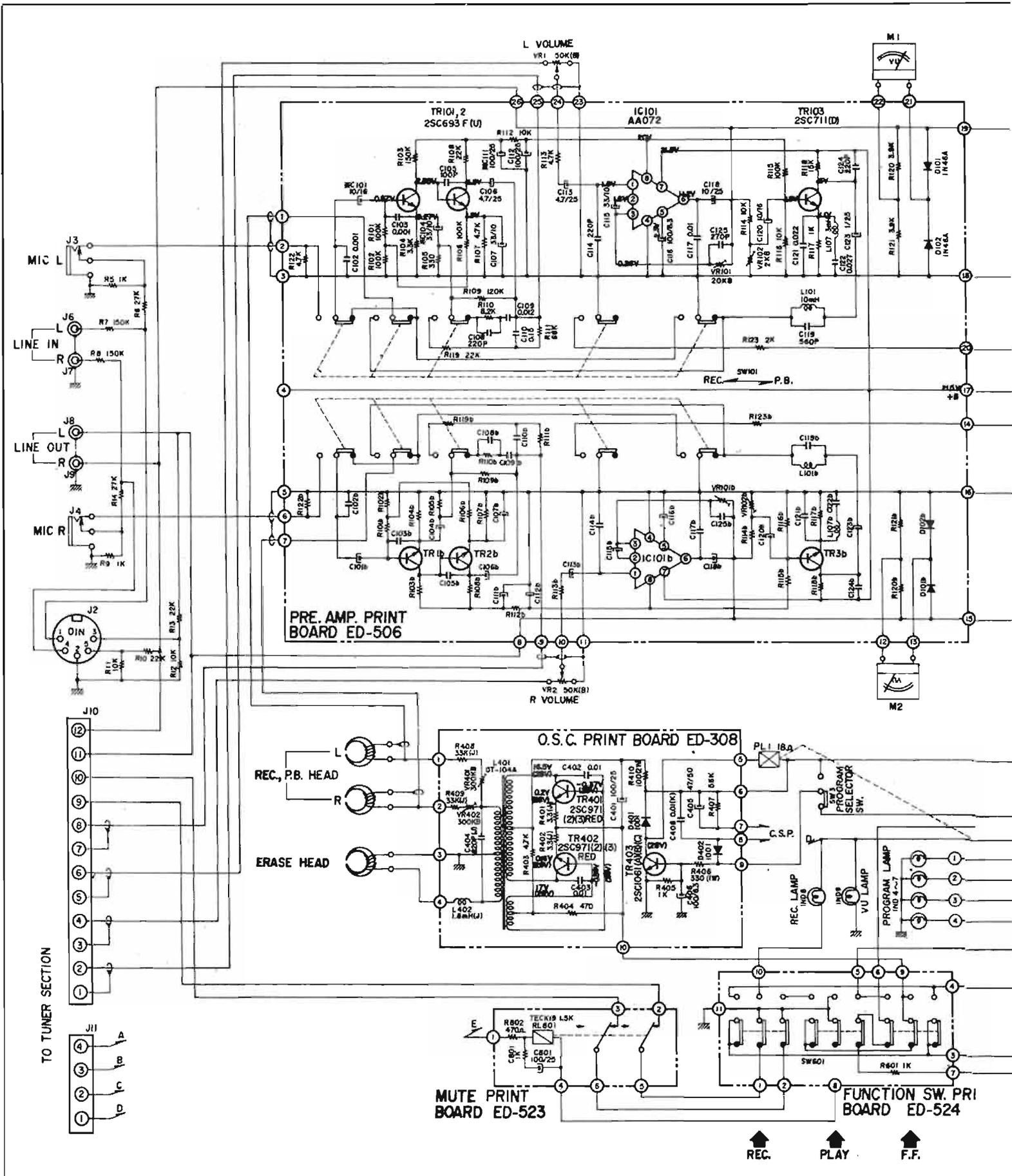
Tuner. La conception des circuits FM (schéma non indiqué), associe une tête HF à trois étages, amplificateur utilisant un transistor FET monté en source commune, suivi d'un mélangeur et d'un oscillateur local. L'accord est assuré par condensateurs variables, l'oscillateur local ne reçoit pas de signal d'AFC. L'amplificateur FI utilise trois circuits intégrés, suivis d'un détecteur de rapport et d'un décodeur intégré. Un circuit de muting est raccordé en permanence, et un signal de contrôle automatique de gain est appliqué sur la porte du transistor fet d'entrée.

La chaîne FI emploie des filtres céramique pour assurer la sélectivité : En sortie du décodeur, des filtres classiques à bobinages rejettent les signaux de fréquences pilote et sous porteuse, de façon à éviter les interférences avec la fréquence de prémagnétisation.

En AM, un étage convertisseur reçoit les signaux HF, il est suivi d'un circuit intégré assurant l'amplification FI sur 455 kHz et 10,7 MHz.

Magnétophone. Les circuits sont orthodoxes, un préamplificateur égaliseur assure l'amplification à l'enregistrement ou à la lecture, selon le mode de fonctionnement choisi, avec commutation du réseau d'égalisation nécessaire.

A l'enregistrement, les signaux provenant des entrées ligne, microphone, PU, sont dirigés



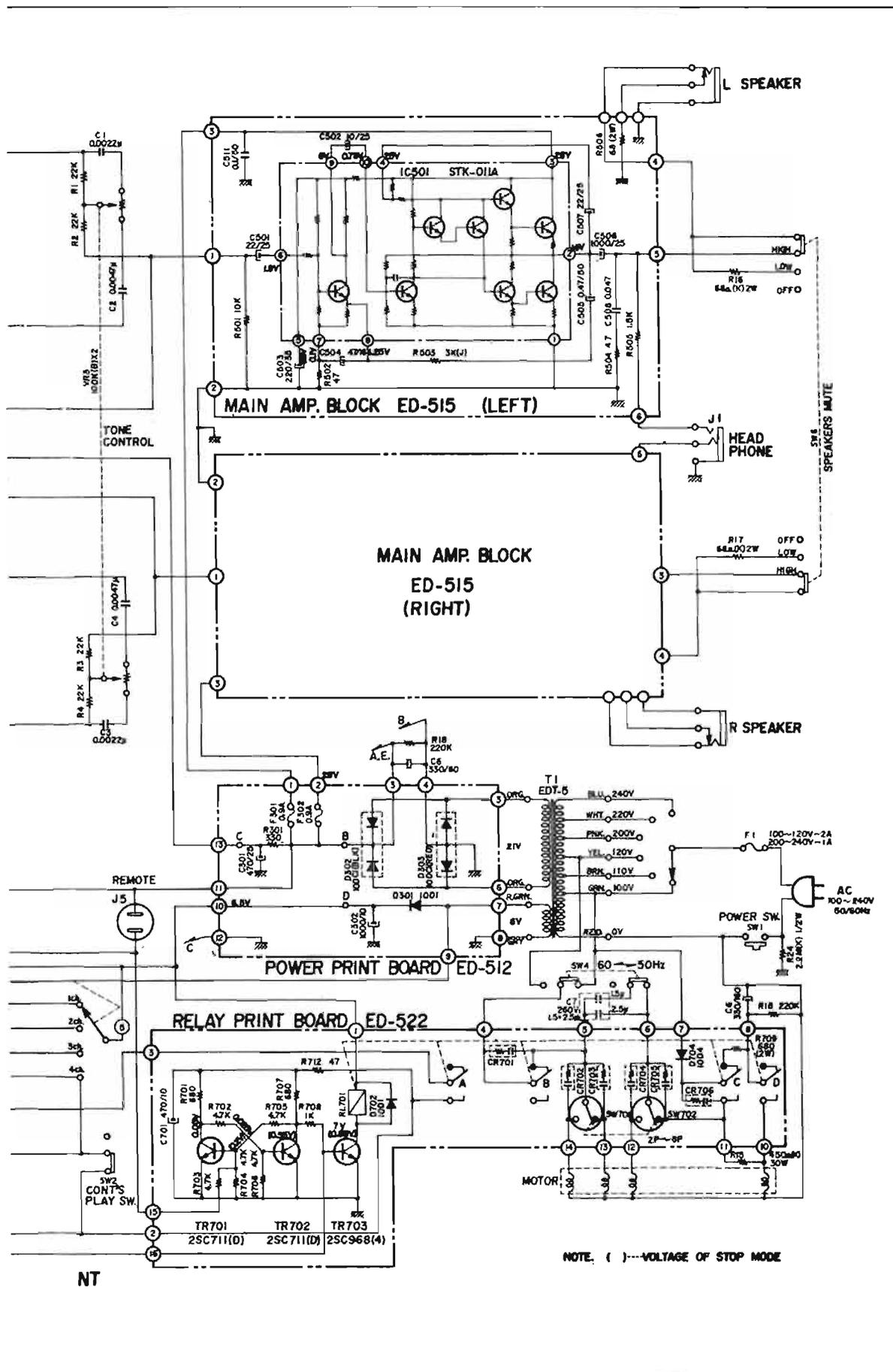
après sélection de source sur le préamplificateur. Celui-ci est constitué par deux étages à liaison continue TR 101 - TR 102 (voie

gauche en haut du schéma). Le réseau d'égalisation est inséré entre collecteur de TR 102 et émetteur de TR 101, il accentue

les fréquences aiguës de façon à compenser la chute de niveau sur ces fréquences à l'enregistrement.

A la sortie du préamplificateur

se trouvent disposés l'entrée tuner, utilisable seulement si celui-ci se trouve sous tension, puis le potentiomètre de réglage de niveau qui



prémagnétisation. Le montage de l'oscillateur est un push-pull symétrique utilisant les transistors TR 401 - TR 402.

L'exploitation du signal enregistré en monitoring est assurée par l'ensemble des circuits BF de puissance, prélevant le signal en sortie du circuit IC1.

Un préamplificateur correcteur RIAA non représenté assure l'exploitation du signal délivré par une cellule magnétique de PU. Un circuit intégré est utilisé pour assurer cette fonction.

A la lecture, la tête magnétique est raccordée par commutation sur l'entrée des circuits préamplificateurs égaliseurs, puis les signaux amplifiés par IC1 et dirigés vers le bloc de puissance, après action du correcteur de tonalité disposé à leur entrée, et contrôlé par vumètre.

Le bloc basse fréquence utilise un circuit intégré groupant l'ensemble des circuits, IC 501. Cette disposition permet une amplification considérable au niveau réalisation. La liaison au haut-parleur est réalisée à travers un condensateur. En sortie, un commutateur permet d'abaisser le niveau du signal appliqué aux enceintes lorsque celles-ci sont utilisées en monitoring, et une position permet la coupure du circuit lorsque la prise casque est utilisée pour ce contrôle. Le mécanisme d'entraînement à partir du moteur est fixe, l'avance rapide est obtenue par commutation des enroulements sur celui-ci, cette solution est plus rationnelle qu'un changement de vitesse mécanique, toujours complexe à réaliser, et d'une fiabilité dans le temps très variable. La formule utilisée est donc très bonne. Afin d'obtenir des séquences franches et rapides de mise en route ou d'arrêt, des relais à commande par transistor sont employés. Un multivibrateur bistable utilisant les transistors TR 701 - TR 702 contrôle l'étage de commande TR 703 du relais RL 701, et le transistor TR 403 assure le contrôle du relai PL 1 déclenchant le changement de programme.

CONCLUSION

La chaîne CR 81 T est de bonne facture, elle permet aux nombreux amateurs utilisant des cartouches 8 pistes de se constituer un programme en l'enregistrant eux-mêmes. Les caractéristiques sont intéressantes, et avec une platine de bonne qualité l'utilisateur dispose d'une petite chaîne complète séduisante et de conception moderne.

J.B.

injecte les signaux sur l'amplificateur intégré IC. 101. A la sortie de cet étage, le vumètre de contrôle indique si les signaux sont d'am-

plitude suffisante pour obtenir un bon rapport signal sur bruit sans surmoduler.

L'amplification finale est assu-

rée par le transistor TR 103, dont la sortie est dirigée vers la tête magnétique, recevant simultanément le signal de l'oscillateur de

L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE

L'ORDINATEUR ÉCOUTE

(Suite voir n° 1433)

LES premiers travaux sur la reconnaissance automatique de la parole remontent à la dernière guerre, puisque en 1943, paraissait un article de L.L. Mjasnikov sur la « reconnaissance objective des sons de la parole ». Un an après, J. Dreyfus-Graf commençait ses recherches sur le sonographe à l'École des Arts et Métiers de Genève. Il devait venir les poursuivre, beaucoup plus tard, entre 1966 et 1971, à Lannion, par la construction du phonétographe IV et la conception du phonétographe V.

Entre temps, de nombreuses équipes s'étaient mises sur les pas des pionniers, d'abord en Grande-Bretagne et aux États-Unis (Smith, Fry, Denes), puis au Japon (Sakaie, Inoue) et, plus tard, en Europe continentale.

En France, on trouve, à l'origine des premières recherches, l'intérêt de spécialistes de disciplines différentes : S. Castan et G. Pérennou, mathématiciens de l'Université de Toulouse, J.-P. Tubach, informaticien du Centre d'Études pour la Traduction Automatique de Grenoble, G. Ferriou, J.-M. Person, J. Poncin et G. Roux, acousticiens et informaticiens au Centre National d'Études des Télécommunications (C.N.E.T.). Ces spécialistes, qui se sont retrouvés au sein de groupes tels que le G.A.L.F. (Groupement des Acousticiens de Langue Française) ou l'A.F.C.E.T. (Association Française pour le Cybernétique Économique et Technique) ont été rejoints rapidement par d'autres équipes : celle de M. Lamotte à Nancy, puis celle de C. Guegen du nouveau laboratoire d'Automatisme à l'École Nationale Supérieure des Télécommunications. Actuellement une dizaine

d'équipes se sont constituées qui appartiennent, à deux exceptions près, au secteur public.

RECONNAITRE DES FORMES FLOUES

Aux États-Unis, après une mode qui a duré jusqu'aux premiers échecs sérieux, entre 1962 et 1968, les calculateurs numériques électroniques entraînent dans les mœurs, et où la reconnaissance des formes recevait un fondement mathématique, beaucoup de chercheurs se sont découragés. Certains ont abandonné; d'autres se sont tournés vers des études de type linguistique ou phonétique, dont le caractère fondamental est plus affirmé.

La reconnaissance des formes consiste à attribuer une classe d'appartenance, ou catégorie à des entités telles que lettres de l'alphabet, photographies ou phonèmes constitutifs de la parole.

La théorie de la Forme est née en Allemagne, à la fin du siècle dernier. Elle constitue une réaction contre la psychologie analyti-

que du XIX^e siècle, qui réduisait les faits de conscience et de conduite à des éléments (les sensations), et à leurs associations au sens où l'entendait Pavlov. Le comportement humain serait, ainsi, ramené à un ensemble d'automatismes simples, dont la plupart seraient acquis par apprentissage, depuis la naissance.

La psychologie de la forme, telle qu'elle a été énoncée par Von Ehrenfels, K'hler, Wertheimer, Koffka,... se place dans un tout autre plan : elle considère les données sensorielles comme irréductibles à des éléments simples; les faits psychiques s'organisent spontanément en formes, ou « totalités » perceptives dont les propriétés d'ensemble sont autre chose que la somme des propriétés des éléments constitutifs.

Ainsi, par exemple, la lettre « a » constitue-t-elle une forme. Qu'on l'écrive en majuscule ou en minuscule, en lettre d'imprimerie (avec les multiples variantes offertes dans les tailles et types de caractères d'imprimerie), ou manuscrite, le signe « a » aura toujours la même signification et sera toujours perçue comme étant la première lettre de l'alphabet.

Étudiant les groupements de points ou de taches élémentaires, les partisans de la théorie des formes ont mis en évidence le rôle de la ressemblance et de la proximité des éléments dans leur structuration perceptive. On trouve des illustrations de ce rôle dans le domaine auditif : il suffit de faire dire chaque mot d'une même phrase par une voix différente; la forme (ici : la phrase) perd de son évidence pour un auditeur non prévenu.

L'assemblage de formes, par juxtaposition ou superposition, peut donner lieu à l'apparition d'une forme nouvelle : c'est une superforme. Ainsi, une phrase écrite est une superforme par rapport au mot, qui, lui-même, est une superforme par rapport à l'alphabet; celui-ci, à son tour, se trouve être une superforme, comparée aux formes que sont les points et les traits.

La forme se trouve généralement dans un environnement : c'est le fond d'une image sur lequel se détache une figure, ou encore le bruit de fond dans lequel est noyé un signal électronique. La figure, le signal, possèdent leur organisation interne; ils ont des

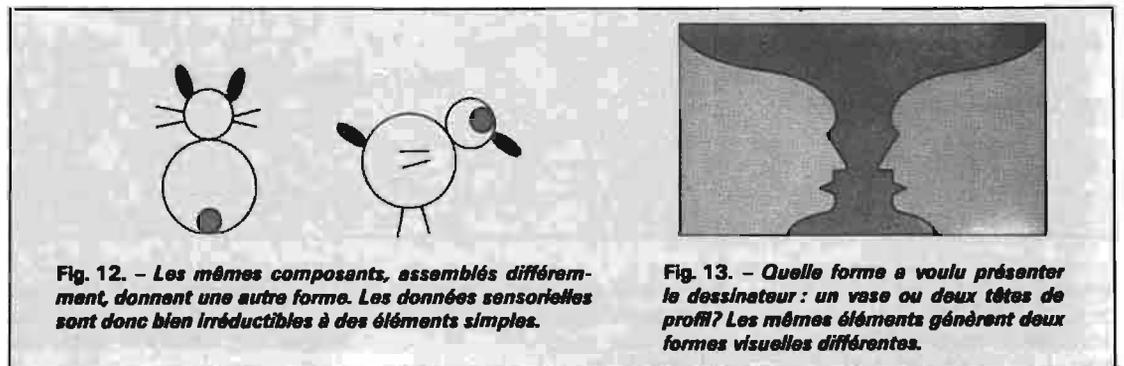


Fig. 12. - Les mêmes composants, assemblés différemment, donnant une autre forme. Les données sensorielles sont donc bien irréductibles à des éléments simples.

Fig. 13. - Quelle forme a voulu présenter le dessinateur : un vase ou deux têtes de profil? Les mêmes éléments génèrent deux formes visuelles différentes.

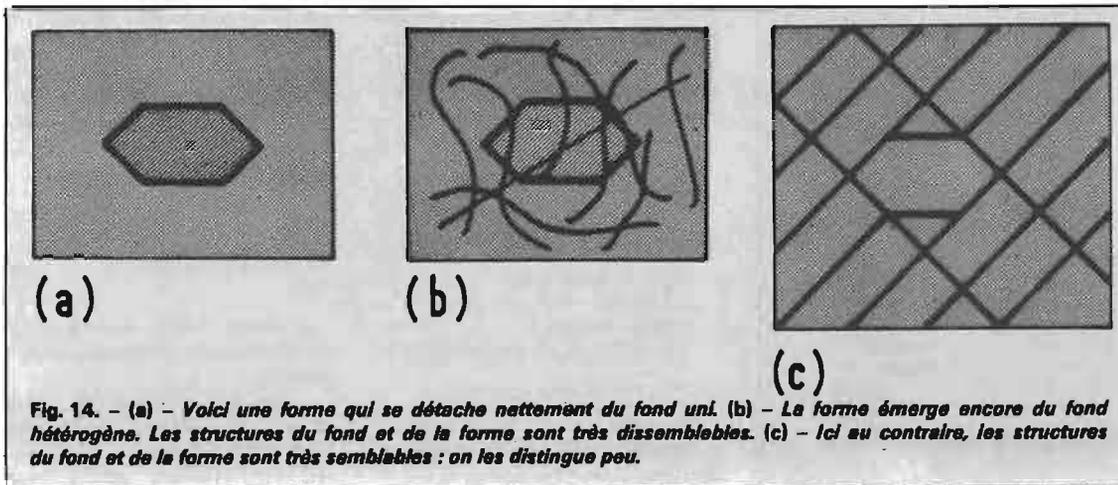


Fig. 14. - (a) - Voici une forme qui se détache nettement du fond uni. (b) - La forme émerge encore du fond hétérogène. Les structures du fond et de la forme sont très dissemblables. (c) - Ici au contraire, les structures du fond et de la forme sont très semblables : on les distingue peu.

contours, qui en sont partie intégrante. Souvent, le fond paraît informe et indéfini. Dans certains cas (Fig. 13), fond et forme peuvent être perçus alternativement.

L'émergence d'une forme sur un fond est essentiel pour sa perception. La distinction d'une forme est évidemment d'autant plus difficile que son organisation est voisine de celle du fond (Fig. 14).

Une même forme a souvent des contours différents, et même parfois des contours flous. Prenons le cas d'une forme acoustique : Un son, un mot ou une phrase parlés représentent en effet une forme, car ils transportent un message, comme les formes visuelles. Le problème de la reconnaissance des sons s'apparente en conséquence à celui de la reconnaissance des images.

Si l'on demande à un même locuteur de prononcer la même phrase, de manière identique, à quelques instants d'intervalle, on peut s'attendre à ce que le signal physique soit sensiblement identique dans les deux cas : une analyse spectrale révélera cependant, toujours, des différences qui peuvent être considérables, notamment dans la répartition des durées des sons composants, dans l'évolution du spectre, et dans l'intensité sonore; le locuteur peut adopter divers types de voix (voix parlée ordinaire, voix chuchotée, chantée, criée,...), divers timbres, divers rythmes, etc. Dans ce cas, il est très difficile d'extraire automatiquement du signal, les paramètres physiques qui caractérisent le sens du message.

D'un locuteur à l'autre, on observe *a fortiori* ces mêmes différences, auxquelles s'ajoutent les différences d'ordre linguistique (accents régionaux), morphologiques (dimensions du conduit vocal variant selon l'âge, le sexe,...) et physiologique (habitudes aléatoires).

Les formes acoustiques apparaissent ainsi extrêmement complexes, voire floues et leur

reconnaissance automatique (c'est-à-dire la recherche, par une machine, de leurs éléments caractéristiques) est d'une complexité inouïe.

Actuellement, une machine automatique n'est capable de reconnaître que quelques locuteurs; la reconnaissance de formes acoustiques produites par un grand nombre de locuteurs fait encore l'objet de recherches fondamentales.

Il est probable que les premières applications de la reconnaissance de la parole consisteront à poser des questions à un ordinateur. Jusqu'à présent, les langages de programmation, qui autorisent le dialogue homme-machine, sont des langages écrits. En vue d'augmenter les performances d'unités de reconnaissance de la parole, et de leur permettre de reconnaître plus de locuteurs, il est souhaitable d'étudier des langages de programmation qui soient des langages parlés, tenant compte de certaines contraintes liées aux erreurs de reconnaissance les plus fréquentes. Des recherches sont effectuées, au C.N.E.T., sur de tels langages.

CAPTER, TRAITER, DÉCIDER

Toute unité de reconnaissance se composera de trois classes d'outils : un capteur, fournissant une image des formes à reconnaître; un organe de mise en forme de cette image (cadrage, lissage, normalisation, extraction de paramètre), et enfin un organe de décision dans lequel sont stockés des critères de classification des formes.

Les capteurs que l'on utilise souvent sont :

- des capteurs optiques (pour les formes optiques) : caméra dont la sortie est discrétisée ou flying-spot;

- des capteurs acoustiques (pour les formes acoustiques) : microphone à charbon, par exemple. Envoyant la parole à l'ordinateur par une ligne téléphonique. Signalons que le C.N.E.T. s'est livré à des expériences de reconnaissance de la parole « à distance », entre les centres de Paris et de Lannion : dans l'état actuel des méthodes de reconnaissance et des transmissions (bruits de commutation, diaphonie,...) lorsque l'appareil de mise en forme est situé à distance, les résultats sont médiocres.

Le niveau sonore de la parole est une grandeur extrêmement variable : un même locuteur peut parler plus ou moins fort, s'approcher du microphone, tourner la tête; les variations du niveau sonore atteignent rapidement plusieurs décibels, (voire 20 dB) et ces variations sont gênantes en reconnaissance automatique. Une régulation dynamique permet de maintenir sa constante, sur des intervalles de temps prédéterminés (50 à 100 millisecondes, par exemple), le niveau sonore moyen. Cette régulation peut, en outre, accentuer certaines modifications spectrales significatives du message (bruits d'impact rencontrés lors de la prononciation de plosives).

L'unité de mise en forme des signaux aura pour tâche d'élaborer des paramètres significatifs, destinés à représenter le contenu du signal vocal. Jusqu'alors, ce dernier était analysé soit par un banc de filtres, soit par un appareil équivalent comprenant un seul filtre. le signal d'entrée étant transposé en fréquence. Cet appareil, le sonographe, permet de disposer, sous une forme facile à interpréter, d'un grand nombre de renseignements, sur les évolutions des formants par exemple.

Les techniques d'analyse employées actuellement découlent des objectifs que l'on se fixe. On espère, par exemple, mettre en évidence tel ou tel phénomène; on

espère qu'un traitement particulier renforce telle ou telle caractéristique. On cherche ainsi à disposer d'informations sur la phase des composantes : il semble, en effet, que les variations de phase jouent un rôle important lors de la perception de la parole.

QUE DOIT-ON RECONNAÎTRE?

Le cerveau humain perçoit le message parlé, continu par essence, comme une suite discontinue de mots; lorsque le contexte permet de prévoir les mots, l'opération dite de « compréhension d'un mot » se réduit à sa comparaison avec quelques mots sélectionnés; si le mot est imprévu, sa compréhension nécessite une recherche en mémoire.

Les systèmes actuels sont incapables de prendre en compte le sens du message. Ils opèrent suivant l'une ou l'autre des deux approches suivantes :

- reconnaissance analytique; la machine reconnaît des éléments phonétiques du message : phonèmes, phonateurs, syllabes. Il n'y a pas de limitation de vocabulaire, mais l'emploi de cette technique suppose nécessairement une prononciation correcte. La suite phonétique ainsi obtenue est ensuite regroupée en mots, chaque mot du répertoire étant stocké en mémoire dans sa notation phonétique.

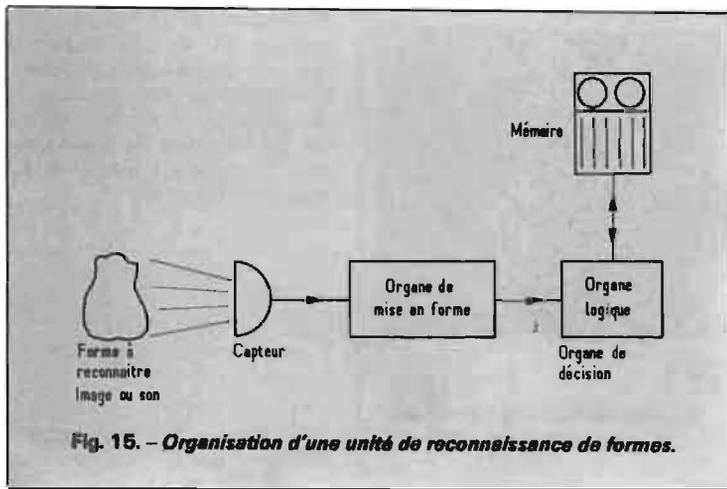
- Reconnaissance globale : on suppose le vocabulaire limité à un certain nombre de mots dont les configurations sont mémorisées. Chaque mot à reconnaître est traité dans son ensemble.

La reconnaissance globale de mots isolés a actuellement pris le pas sur la reconnaissance analytique, car elle semble devoir être plus rapidement opérationnelle dans l'environnement des calculateurs.

(à suivre)

Marc FERETTI

Nous avons déjà signalé (Haut-Parleur n° 1424) l'existence d'un enseignement visant à donner une formation commune aux électroniciens, acousticiens, informaticiens ayant à traiter le signal de la parole, et aux praticiens de la parole (phonéticiens, linguistes, orthophonistes,...).



Cet enregistrement a débuté le 21 novembre 1973 au laboratoire d'Acoustique de l'Université - Paris-VI, et s'achèvera en avril 1974. Les 40 heures du cycle d'enregistrement sont réparties en 24 heures de cours, exercices, discussions (les mercredis de 18 à 20 heures), 10 heures de conférences spécialisées, et 6 heures de démonstrations et travaux pratiques. Les conférences spécialisées seront données aux dates suivantes :

- 6 mars 1974 - Une nouvelle approche des problèmes d'intelligibilité de la parole, par E. LEIPP, Maître de Recherche au C.N.R.S.

- 18 mars 1974 - Analyse de la parole par modélisation récurrente, par C. GUEGUEN, professeur à l'École Nationale Supérieure des Télécommunications.

- 20 mars 1974 - Problèmes théoriques et expérimentaux concernant l'analyse intonative, par L.J. BOE, Ingénieur à l'Institut de Phonétique de Grenoble.

- 10 avril 1974 - Apprentissage de la parole : quelques aspects techniques de la méthode verbo-tonale par V. ARAMBASIN, Ingénieur électronicien à la Société S.E.D.I.

- 17 avril 1974 - Reconnaissance de la parole par ordinateur :

le projet E.A.R.S. de l'Université de Stanford (U.S.A.) - par P. VICENS, Ingénieur à Compagnie Internationale pour l'Informatique.

CANDIDATURES ET RENSEIGNEMENTS COMPLÉMENTAIRES

S'adresser à :

M. J.-S. LIENARD
L.I.M.S.I. - B.P. 30
91406 - ORSAY
Tél. : 907-78-23, poste 33-95.

POUR EN SAVOIR
DAVANTAGE, ON LIRA...
« Reconnaissance de la parole et dialogue homme-machine »
par J.-Y. Gresser.

L'ECHO DES RECHERCHES (C.N.E.T.), OCTOBRE 1973.

« Recherches actuelles sur l'extraction de caractéristiques et la reconnaissance de la voix parlée »
par M.-J. Vigneron, M. Lamotte, J.-P. Haton, J. Bremont

AUTOMATISME, n° 12, déc. 1970.

« Quelques idées directrices en reconnaissance automatique de la parole »

par J.-S. Lienard, M. Castellengo, E. Leipp, M. Mlouka, G. Renard, J. Sapaly et D. Teil.
AUTOMATISME, n° 3, mars 1973.

DEUX GADGETS INSOLITES
DECRIIS DANS LE HAUT PARLEUR
SPECIAL GADGET

le CASSE-TETE et la BOUGIE ELECTRONIQUE

chaque modèle

* complet en kit 30,00 F
* en ordre de marche 40,00 F

R. PETTINI - JUJURIEUX 01450 PONCIN



devenez un VRAI CADRE

Le CIFRA met à votre portée trois préparations aux fonctions de cadres inédites et incomparables, adaptées aux principaux niveaux de responsabilités. Ces préparations (par correspondance) vous feront découvrir : l'état d'esprit, les facultés psychologiques, le sens de la réussite, les techniques, les principes, les outils, les objectifs à définir, les méthodes, les moyens; bref, tout le potentiel humain nécessaire pour accéder avec succès aux fonctions de cadre ou de direction.

Le temps de l'expérience personnelle est révolu; il faut profiter de suite de l'expérience des autres, sans quoi vous serez dépassé et écarté définitivement de la "compétition".

Le CIFRA a sélectionné parmi toutes les techniques de commandement et de gestion celles qui ont le mieux prouvé leur efficacité. Notre méthode de formation tient toujours compte de votre objectif et est bien adaptée aux souhaits des personnes engagées dans la vie professionnelle. Ces préparations vous permettront d'acquérir rapidement les connaissances et des moyens pratiques directement exploitables pour assurer votre promotion.

VOICI QUELQUES SUJETS TRAITES PAR NOS PREPARATIONS AUX FONCTIONS DE :

DIRECTION

Le management - La stratégie des affaires - La gestion prévisionnelle et contrôlée - L'informatique - Marketing et stratégie commerciale - Les prévisions à terme - Psychologie de la décision - La prospective - Les techniques de créativité - La communication - Conduite active des entretiens et réunions, etc...

CADRE

La gestion efficace du personnel - Logique et méthodologie - Organisation générale de l'entreprise - Le prix de revient - Marché Commun - Droit social - L'économie politique moderne - Commandement et autorité - Psychologie appliquée - Statistiques - Informatique - Stimulation des hommes - Commercialisation, publicité, etc...

AGENT DE MAITRISE

Organisation générale de la production - Les plannings - Relations humaines et psychologie du travail - Le prix de revient - Simplification et rationalisation des tâches - Les postes de travail - Rôle de l'agent de maîtrise - Facultés nécessaires pour diriger - Amélioration de la qualité - Législation du travail, etc...

LA PREPARATION AUX FONCTIONS DE CADRE EST UNE AFFAIRE DE SPECIALISTES :
Le CIFRA est un organisme privé, soumis au contrôle pédagogique de l'Etat, spécialisé dans la préparation aux fonctions de cadre et de direction. Former des hommes d'action volontaires et constructifs, c'est notre métier. Aussi, notre enseignement par correspondance moderne (avec compléments sur cassettes, études de cas, séminaires facultatifs) a-t-il été spécialement conçu pour mettre à votre portée la formation exacte qui fera de vous un vrai cadre.

Vous avez peut-être, vous aussi, tout ce qu'il faut pour réussir. Ne gaspillez pas vos chances ! Demandez de suite au CIFRA de vous expédier par retour, gratuitement et sans aucun engagement, la documentation qui vous intéresse.

Notre brochure contient les renseignements sur la gratuité possible de nos préparations (Loi sur la Formation Continue du 16.7.71)

BON POUR RECEVOIR GRATUITEMENT la documentation complète sur la préparation

Préparation aux Fonctions de DIRECTION
 Préparation aux Fonctions de CADRE
 Préparation aux Fonctions d'AGENT de MAITRISE

et sans aucun engagement de ma part, si l'engagement de CIFRA qui m'intéresse (à faire une croix)

NOM _____ Prénom _____
ADRESSE _____
Cité post. _____
A renvoyer au **CIFRA**
97, Rue Saint-Lazare
75009 PARIS
Tél.: 874-91-68 2490

LA PLATINE PIONEER



PL 51

NOUS avons pu constater lors de notre visite au Salon de la Radio TV-HIFI de Berlin, que tous les grands constructeurs de matériels HIFI japonais, ainsi que quelques européens, présentaient des platines tourne-disque à entraînement direct. Cette disposition mécanique est destinée à améliorer les deux points faibles que présentent ces appareils, le rumble et le pleurage. En effet, à l'heure actuelle, on peut considérer que les amplificateurs présentent des caractéristiques telles que leurs distorsions sont négligeables vis-à-vis des maillons disposés sur leur entrée et sur leur sortie, les platines et les enceintes. Il est donc tout à fait logique que les constructeurs portent leurs efforts sur ces maillons les plus faibles. La firme Pioneer a mis sur le marché en 1972, la platine PL61, présentant un compromis entre diverses techniques, l'entraînement était réalisé par l'intermédiaire d'un moteur à courant continu à effet Hall, asservi par un circuit électronique. Les performances de cette platine étaient nettement supérieures aux modèles purement mécaniques.

lisé ce dispositif sur toutes ses platines. Aujourd'hui, Pioneer a franchi un nouveau pas, la platine PL51 est conçue avec un entraînement du plateau direct, à partir de l'axe d'un moteur régulé électroniquement, et dont nous avons apprécié la grande précision de l'assemblage mécanique.

CARACTÉRISTIQUES

Platine manuelle à deux vitesses, 33-45 tours.

Entraînement direct par servomoteur à courant continu multipolaire sans contacts ni balais.

Régulation de vitesse : électronique, ajustable sur chaque vitesse de $\pm 2\%$.

Plateau : diamètre 31 cm, en fonte d'aluminium, poids 1,5 kg.

Bras : rond tubulaire, longueur entre axe et pointe 221 mm.

Erreur de piste : $+3 - 1^\circ$.

Poids du porte cellule équipé : 4 - 14 g.

Réglage de la force d'appui : 0 - 3.5 g.

Réglage de l'antiskating : par ressort latéral, en fonction de la force d'appui.

Contrepoids latéral ajustable selon le poids de la cellule utilisée.

Stroboscope gravé sur le flanc

du plateau, pour les deux vitesses aux fréquences de 50 et 60 Hz.

Lift hydraulique, dont l'action est commandée après la mise en route du moteur.

Rapport signal/bruit : ≥ 55 dB.
Pleurage et scintillement : $\leq 0,05\%$ RMS.

Alimentation : 110 - 120 - 130 - 220 - 240 V, 50-60 Hz.

Consommation : 5,2 W.

Encombrement : 480 x 410 x 185 mm avec capot, pour un poids de 11 kg.

PRÉSENTATION

L'aspect de la platine PL51 est sobre, mais le support de bois au ton teck donne une impression d'élégance à la réalisation.

Le bras est identique dans son architecture générale, à celui de la PL12D, il utilise un tube rond comportant un système de blocage par écrou du porte cellule amovible.

Le réglage de l'antiskating est contrôlé par une molette disposée latéralement, dont les graduations correspondent à celles du réglage de la force d'appui, un levier unique à trois positions commande la marche et l'abaissement du bras à l'aide d'un lift. Pioneer a généra-

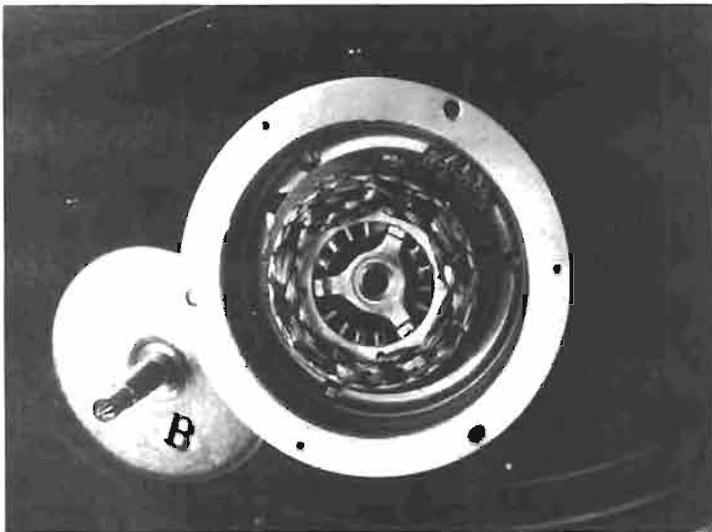
l'usage, il se révèle commode à l'usage.

L'inversion de vitesse est obtenue par l'intermédiaire de deux touches, et deux potentiomètres munis de boutons moletés, permettant l'ajustage séparé pour chaque vitesse, dans une plage de $\pm 2\%$. Un réglage complémentaire interne permet de centrer éventuellement la plage autour de la vitesse exacte.

La suspension est assurée par l'intermédiaire de pieds, comportant des ressorts coaxiaux, l'action est bien répartie sur l'ensemble de l'appareil, elle est efficace, même pour une pression de lecture inférieure à 1 g.

Le plateau est une belle pièce de fonderie en alliage léger, qui se monte sur l'axe à portée conique du moteur. Le flanc du plateau comporte les quatre rangées de graduations en relief, destinées à permettre le réglage stroboscopique de la vitesse, aux fréquences réseau de 50 ou de 60 Hz.

Le moteur est directement fixé au plateau, il se présente sous la forme d'une boîte cylindrique munie d'une collerette de fixation en trois points. La partie supérieure est solidaire de l'axe à portée conique, elle constitue le rotor



Vue supérieure du moteur

extérieur à cloche. La partie inférieure de l'axe est montée sur un palier muni d'une crapaudine, son ajustage est réalisé avec une très grande précision, aucun jeu n'est décelable.

Le stator comporte 2 séries de bobinages, l'une pour l'excitation, la seconde pour délivrer l'information nécessaire à la régulation de vitesse.

Le bloc électronique de régulation est installé sur un circuit solide du moteur, comme le montrent les photographies, il est protégé par un capot.

Pioneer a bien réussi l'ensemble moteur régulation, ce qui se traduit par de bonnes caractéristiques, comme nous le verrons ci-après.

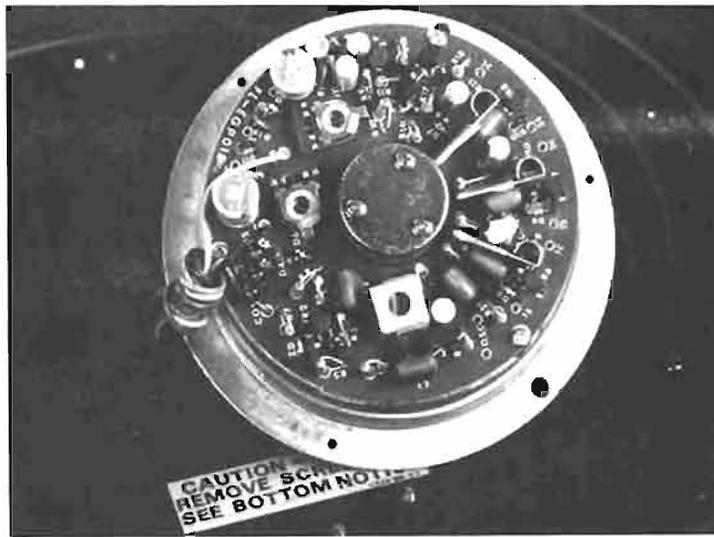
Les circuits électroniques sont dotés d'une alimentation régulée électroniquement.

PRINCIPE DE LA RÉGULATION DE VITESSE

L'entraînement est réalisé directement à partir de l'axe moteur sur lequel est monté le plateau.

Le moteur continu comporte trois enroulements inducteurs, munis de secondaires, et trois enroulements destinés à la détection de la position du rotor à partir desquels s'élabore l'excitation de celui-ci. Bien que le moteur soit d'un type sans collecteur, ni balais, nous ne sommes pas en présence d'un modèle à effet Hall.

La régulation de vitesse ainsi obtenue, offre une grande précision, ainsi qu'une large indépendance vis-à-vis de la température de fonctionnement.



Vue des circuits électroniques

ÉCOUTE

Nous avons reçu la platine PL51 équipée d'une cellule SL15 Ortophon, nous avons utilisé celle-ci conjointement avec une cellule Shure V15-III.

Les caractéristiques de ces cellules se situent à un niveau très élevé, la platine permet une lecture dans d'excellentes conditions, avec l'une ou l'autre de ces cellules.

MESURES

Celles-ci portent sur les deux points fondamentaux, le rapport signal/bruit et le pleurage.

Le pleurage-scintillement, nous avons relevé 0,06 %, valeur très faible, due vraisemblablement à l'excentrage des disques utilisés,

comme l'indique notre revue-sœur HIFI Stéréo, dans son numéro 1423, lors du test de la platine Dual 701, à entraînement direct.

En rapport signal/bruit, la mesure indique 48 dB en non pondéré, valeur excellente en tous points.

CONCLUSION

Nous sommes en présence d'une platine de grande classe, réalisée selon la formule qui est l'aboutissement logique de l'évolution technique, l'entraînement direct. Les caractéristiques sont très bonnes, elles permettent d'inclure cette platine dans une grande chaîne.

J.B.

BIBLIOGRAPHIE

PETITS INSTRUMENTS ÉLECTRONIQUES DE MUSIQUE ET LEUR RÉALISATION

par F. JUSTER

Editions techniques et scientifiques françaises.

L'auteur de cet intéressant ouvrage est bien connu du grand public comme spécialiste de la radioélectricité, et ses nombreux ouvrages sur les « tuners modernes FM », les « amplificateurs Hi-Fi stéréos à circuits intégrés », etc. font autorité.

Mais Monsieur Juster est égale-

ment un mélomane averti et sa connaissance des instruments de musique lui permet de faire élégamment la synthèse : « musique-radio », d'où le grand intérêt de cet ouvrage. L'amateur de musique moderne ou ancienne y trouvera tous les renseignements nécessaires à la construc-

tion des instruments électroniques.

Le livre I est consacré aux générateurs : monodiques et multimodiques sans oublier les mélangeurs, formants, vibrato, etc.

Au livre II, l'auteur décrit les réalisations permettant de créer des instruments « à vent » : flutes, hautbois, cor anglais, basson, clarinettes, sarrusophone, saxophones, trombone à coulisse, accordéons...

Le livre III traite des instruments à cordes en partant du plus ancien connu : le ravanotron jusqu'aux pianos, violons, guitares et banjos modernes, en passant par les instruments anciens : viole d'amour, robec. luth, etc., ou exotiques : guitare

hawaïenne, guzla dalmate, balalaïka russe, etc.

Ce livre important est scindé en deux parties : les capteurs et leur réalisation, les instruments en eux-mêmes.

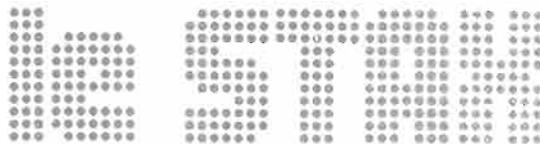
Le livre IV groupe des instruments spéciaux tel le thérémine, les instruments à percussion : tambour, bongo, etc., et des accessoires indispensables : amplificateur, boîte de timbres, etc.

Tout amateur de musique, un peu amateur ou électronicien trouvera dans ce remarquable ouvrage toutes les indications utiles.

132 pages, 133 figures.

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

étude et réalisation d'un jeu électronique:



QU'UN appareil reproduise le nombre pensé par un cerveau humain, cela est du domaine à la rigueur de la science fiction, plus sûrement de la rêverie, ou tout simplement, c'est le but du jeu électronique décrit ci-dessous. En effet, à partir de quatre questions concernant ce nombre, qui doit être compris dans la présente réalisation de 0 à 99, le STAX fait apparaître directement le nombre imaginé sur un écran visuel miniature constitué de deux afficheurs numériques.

PRINCIPE

Le schéma de principe est donné à la (Fig. I) et se compose de deux circuits identiques constitués d'un décodeur B-C-D et d'un afficheur numérique sept segments. La constitution tout à fait similaire des deux étages permet de restreindre l'étude à la description d'un seul étage, étant bien

entendu que les renseignements qui y sont donnés s'appliquent, par analogie, à l'autre étage. L'entrée des informations se fait sur les broches 1, 2, 6, 7 du décodeur (I) à l'aide des interrupteurs I_1, I_2, I_3, I_4 , dont la mise en contact ou pas, coupe ou ferme le circuit, ce qui se traduit par absence ou présence de tension d'entrée comprise entre 2,4 V et 5 V.

En analysant la table de vérité du décodeur, on voit (Fig. II) que selon les valeurs présentes en entrée, il y a un décodage qui est effectué et qui correspond à un des dix chiffres de la numération à base dix.

Les sorties du décodeur attaquent un afficheur numérique sept segments dont les entrées (*a, b, c, d, e, f, g*) commandent l'illumination du segment correspondant. Il apparaît alors un chiffre sur l'écran de visualisation disposé selon la table des valeurs de la (Fig. III). L'alimentation de cet afficheur numérique se fait en joi-

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

Fig. 2

a	b	c	d	e	f	g	chiffres
1	1	1	1	1	1	0	0
0	1	1	0	0	0	0	1
1	1	0	1	1	0	1	2
1	1	1	1	0	0	1	3
0	1	1	0	0	1	1	4
1	0	1	1	0	1	1	5
0	0	1	1	1	1	1	6
1	1	1	0	0	0	0	7
1	1	1	1	1	1	1	8
1	1	1	0	0	1	1	9

Fig. 3a

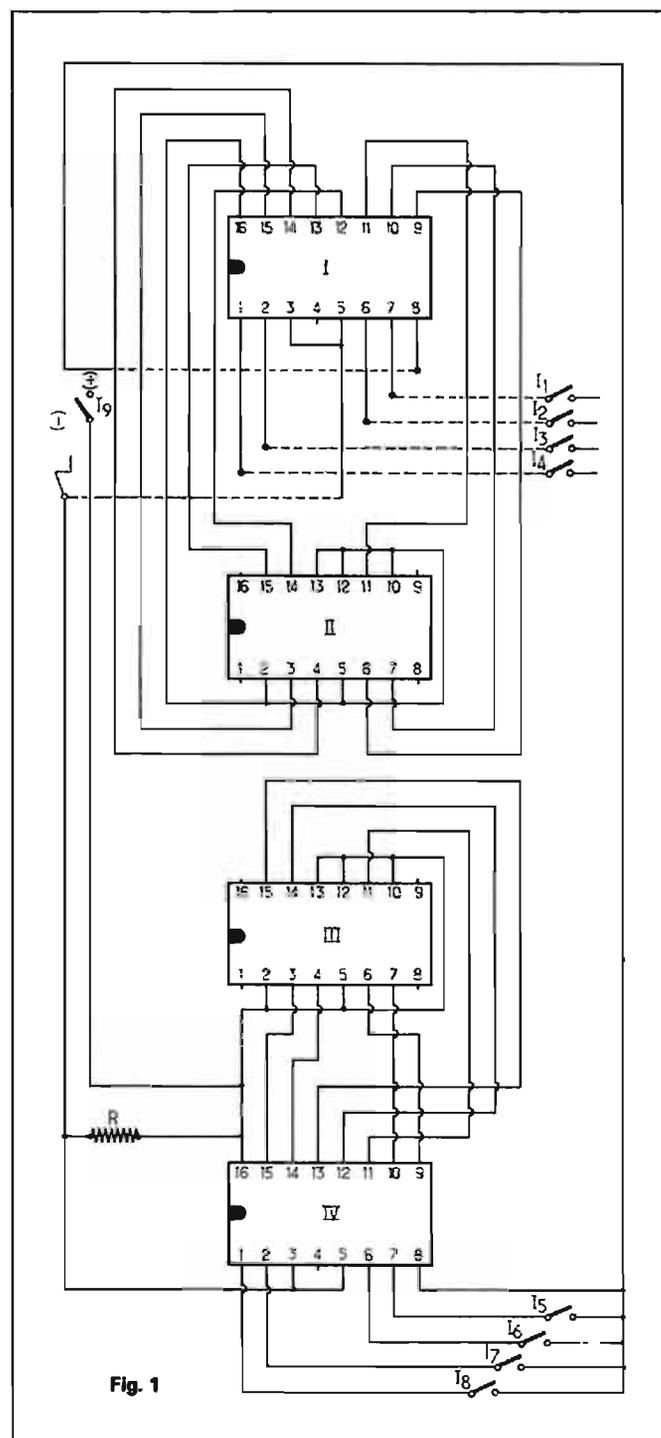


Fig. 1

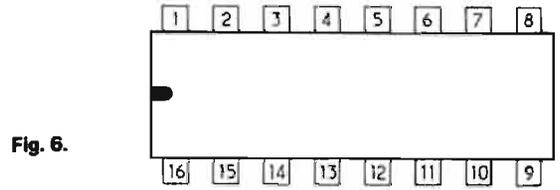
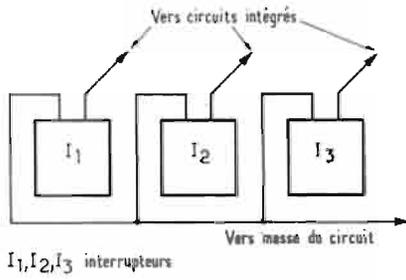
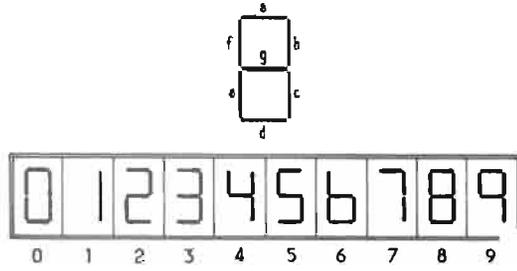
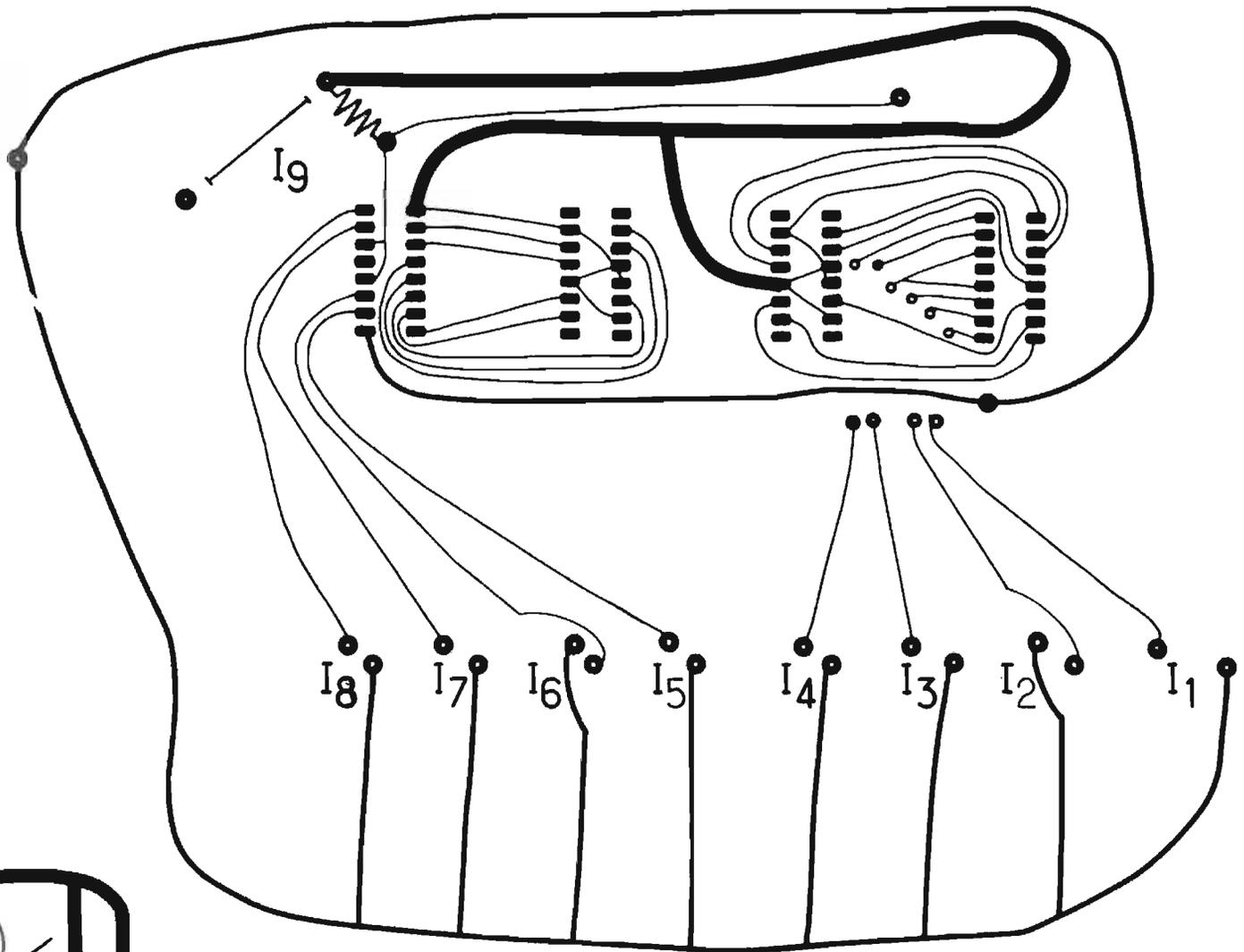


Fig. 4



gnant les pattes 2, 5, 10, 12, 13 à la borne positive du circuit le circuit intégré est alimenté par la borne 16 (+) et la borne 8 (-) par une tension continue de 5 V.

Le deuxième étage est identique à celui que nous venons de décrire et se justifie par le fait qu'il augmente la capacité du dispositif en joignant un chiffre supplémentaire, ce qui permet de reproduire les nombres strictement inférieurs à 100. Avec ce schéma de principe, on a la possibilité d'accroître encore la capacité totale, en adjoignant d'autres étages afin d'aborder des nombres inférieurs à une valeur très grande que l'on se sera fixée au préalable.

REGLE ET PRINCIPE DU JEU

Quatre types d'information sont nécessaires au circuit électronique pour faire apparaître le chiffre imaginé, il est indispensable de les énoncer dans l'ordre suivant :

a) Le chiffre choisi est impair :
 Oui : Inter I_1 en position 1.
 Non : Inter I_1 en position 2.

b) Il est dans l'énumération suivante : 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7.
 Oui : Inter I_2 en position 1.
 Non : Inter I_2 en position 0.

c) Il est dans l'énumération suivante : 4, 5, 6, 7.
 Oui : Inter I_3 en position 1.
 Non : Inter I_3 en position 0.

d) Il est dans l'énumération suivante : 2, 3, 6, 7.
 Oui : Inter I_4 en position 1.
 Non : Inter I_4 en position 0.

Ces informations constituent des assertions pour lesquelles une réponse positive se traduit par un « 1 » logique, interrupteur de l'entrée considérée est ouvert sauf pour l'assertion b*.

* L'assertion b est la négation, il est dans l'énumération (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7). C'est la seule assertion à n'être vraie que lorsque la réponse pensée est négative. En effet, l'assertion : il est dans l'énumération (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7) est vraie si le chiffre pensé figure dans l'énumération, dans l'autre cas, elle est fautive, autrement dit, sa table de valeur correspond au raisonnement logique suivant, si p désigne l'assertion.

$p = 1$, le chiffre figure dans l'ensemble (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7).

$p = 0 = \bar{p}$, le chiffre est dans l'énumération (8,9).

Nous avons dit que l'assertion (b) est la négation de p, donc nous avons :

$b = \bar{p}$, cherchons à établir la table de vérité de b.

$b = \bar{p}$, b est vraie si p est fautive, $\bar{b} = \bar{\bar{p}}$, ce qui s'exprime en disant que b est fautive si p est vraie.

L'ambiguïté apparente de b réside dans le fait qu'il faut toujours considérer la négation de la réponse précisée avant d'agir sur l'interrupteur.

Pour un nombre de deux chiffres, le clavier se constitue de huit interrupteurs conditionnant les entrées et d'un interrupteur « réponse » que l'on prend soin de distinguer des autres interrupteurs pour ne pas les confondre. Pour simplifier l'interrogatoire, on peut à partir d'une même réponse conditionner les deux chiffres en agissant sur les interrupteurs correspondants. Il faut néanmoins porter une très grande attention sur la façon dont est interprétée la question et la manière dont on formule la réponse à l'appareil. Toutes erreurs à ce niveau, se traduisent par une mauvaise réponse de l'appareil. L'expérience prouve que bien souvent les sources d'erreurs incombent aux humains.

Afin de mieux expliciter le raisonnement, nous nous proposons maintenant d'aborder un exemple de démonstration.

Avant toute initiative de sa part, l'opérateur vérifie, en « positionnant » au niveau logique « 0 » au moins un des interrupteurs du clavier, qu'un dessin apparaisse sur l'un des afficheurs numériques, ceci en agissant ensuite sur le bouton « réponse ». Ce signe apparaît, l'opérateur prend soin de le faire disparaître durant la manipulation en agissant sur le même interrupteur « réponse ». Ceci étant fait, il invite son interlocuteur à répondre à un certain nombre de questions. Supposons pour notre exemple que le nombre considéré soit 53. Ce nombre est constitué de deux chiffres 5 et 3 sur lesquels vont porter les questions dont les réponses sont soumises à la machine pour traitement.

Le chiffre des unités est impair, il en est de même pour celui des dizaines. Les interrupteurs I_1 et I_2 indiquent un niveau logique « 1 ». Le chiffre des unités est dans l'énumération (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7) de même que celui des dizaines; l'on positionne les interrupteurs 12 et 16 en position « 1 ».

Le chiffre des unités ne se trouve pas dans (4, 5, 6, 7) 13 est donc en position 0.

Le chiffre des dizaines se trouve dans (4, 5, 6, 7) 17 est donc en position « 1 ».

Le chiffre des unités est dans (2, 3, 6, 7) 14 est en position « 1 ».

Le chiffre des dizaines n'est pas dans (2, 3, 6, 7) 18 est en position « 0 ». En appuyant sur le bouton réponse, on voit apparaître sur les afficheurs numériques 5, 3. Après chaque réponse fournie par l'appareil pour diminuer le risque, nous conseillons de positionner tous les interrupteurs de la même façon à laquelle on s'habitue et qui rend très aisé l'utilisation de l'appareil.

Certaines situations particulières permettent une simplification de l'interrogatoire. Ce sont tous les cas où il y a similitude entre les chiffres des dizaines et celui des unités - ex. : (0,0 - 1,1) (9,9). En posant comme première question : les deux chiffres sont identiques et dans le cas d'une réponse affirmative, l'opérateur n'a pas à distinguer le chiffre des dizaines de celui des unités et après chaque résultat affecte simultanément les deux interrupteurs considérés par sa réponse.

Il est possible de concevoir d'autres utilisations de ce jeu, du moment qu'il reproduit un chiffre à partir de données dont l'assemblage demeure cohérent dans le code du dispositif. Et nous devons dire que diverses autres possibilités sont laissées à l'initiative du lecteur.

REALISATION

La réalisation est simple, la figure IV donne le schéma du circuit imprimé dans lequel I_1, I_2, \dots, I_8 sont les interrupteurs commandant les entrées, 19 bouton « réponse » commande l'alimentation du circuit.

Dans le but d'adopter une position unique pour un niveau logique donné, on doit souder les interrupteurs comme l'indique la figure V. Ces liaisons sont à réaliser sur la face côté composant.

Lors de l'installation des circuits intégrés, on remarque une modification dans le sens de disposition des broches. Sur la face sur laquelle on soude, les pattes sont numérotées selon la figure VI.

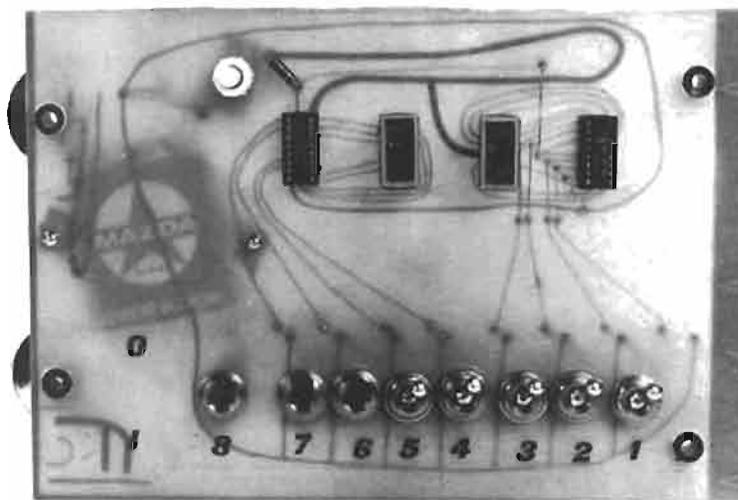
NOMENCLATURE

2 X SN 7 447
 2 X MINITRON
 8 X interrupteurs unipolaires
 1 X interrupteur à bouton poussoir

1 pile de 4,5 V.

Voici un jeu électronique que nous pensons très attrayant et qui nous espérons peut contribuer à animer vos soirées entre amis, ou constituer un moyen de se familiariser avec la cohérence de phrases en logique.

C. MONTAMA.



FILTRES ACTIFS

AVEC BOBINAGES

HABITUELLEMENT, on considère comme filtre actif un réseau de résistances et de capacités, dans lequel un élément actif (amplificateur) introduit une réaction positive. On améliore ainsi la sélectivité du filtre, car la réaction fait augmenter le facteur de « surtension » (ou de qualité) d'un circuit, lequel est généralement inférieur à l'unité dans le cas d'un réseau RC. Cependant, à une fréquence de l'ordre de 455 kHz, on observe déjà les problèmes de stabilité quand on veut obtenir, de cette manière, un facteur de surtension de quelques dizaines d'unités.

Or, un bobinage est parfaitement capable d'une surtension de plus de 100, et on arrive effectivement, dans de bonnes conditions de stabilité, à plus de 1 000, quand on procède à l'« activation » d'un circuit LC. On y arrive même depuis fort longtemps déjà, car la détectrice à réaction – qui date de plus de 50 ans – et le « multiplicateur de Q », ne sont rien d'autre que des filtres actifs à bobinage. Toutefois, l'augmentation de la sélectivité ne s'y fait qu'au centre de la bande de fréquences à transmettre, ce qui fait que la qualité de reproduction reste médiocre.

Par contre, la méthode proposée ci-dessous n'implique aucune réaction au centre de la bande. C'est seulement les bords de la bande passante qu'on relève par le principe « actif », et de façon à approcher l'allure idéalement rectangulaire de la courbe de réponse. Ce principe peut être étendu au filtre à bande latérale unique, où la courbe de réponse peut ne présenter un flanc raide que d'un seul côté.

TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP AVEC RÉSISTANCE NÉGATIVE D'ENTRÉE

Pour obtenir, de façon stable, des facteurs de surtension (Q)

supérieurs à 1 000, on doit utiliser un élément d'amplification dont les caractéristiques (pente et capacité d'entrée) ne varient que très peu avec la tension d'alimentation et la température, et qui accepte néanmoins une amplitude de signal de l'ordre du volt. Le transistor à effet de champ remplit assez bien ces conditions, car sa pente est pratiquement indépendante de la tension d'alimentation, et elle peut même l'être de la température, si on choisit le point de fonctionnement en conséquence. Sa capacité d'entrée est suffisamment faible pour que d'éventuelles variations n'aient guère de répercussion.

Quand on l'utilise, de plus, en « drain commun » (Fig. 1), la contre-réaction inhérente à ce montage stabilise et linéarise le fonctionnement, d'où bonne tenue aux fortes amplitudes. Si on tra-

vaille à une fréquence $f = \omega/2\pi$, l'impédance du circuit de source (R_s, C_s) sera

$$Z_s = \frac{R_s}{1 + j\omega C_s R_s} \quad (1)$$

Une tension u , apparaissant entre gate et source (Fig. 1), déterminera une tension source-masse

$$u_s = u_{gs} s Z_s$$

si s est la pente du transistor. La tension d'entrée a ainsi pour expression

$$u_e = u_{gs} + u_s = u_{gs} s (1 + Z_s),$$

et on trouve de même, pour l'impédance d'entrée du montage,

$$z_{eS} = z_{gs} s (1 + Z_s), \quad (2)$$

$z_{gs} = 1/(j\omega C_{gs})$ représente l'impédance entre gate et source. Si on remplace, dans (2), z_{gs} par sa valeur, Z_s par (1), on arrive à calculer, après passage par la notion

d'admittance, les termes résistif et capacitif apparaissant en parallèle aux bornes d'entrée, soit :

$$r_e = \frac{w^2 C_s^2 R_s^2 + (1 + s R_s)^2}{s w^2 C_s R_s^2 c_{gs}}$$

et

$$c_e = \frac{c_{gs} (1 + s R_s + w^2 C_s^2 R_s^2)}{w^2 C_s^2 R_s^2 + (1 + s R_s)^2}$$

Lors des applications prévues, c_{gs} peut être constituée seulement par la capacité propre du transistor et celle de câblage, tandis que R_s peut avoir la valeur normalement nécessaire pour la polarisation du transistor à un courant de drain de 0,3 à 1 mA. Les courbes de la figure 2, donnant la résistance négative d'entrée, ainsi que la capacité d'entrée (Fig. 1) en fonction de C_s , ont ainsi été calculées, par (3) et (4), avec les ordres de grandeur $c_{gs} = 10$ pF, $R_s = 3$ k Ω , $s = 2$ mA/V et $f = 455$ kHz. Le plus souvent, C_s pourra être inférieure à 100 pF, ce qui permet un ajustage par trimmer. La courbe c_e (Fig. 2) n'accuse guère de variation dans cette plage de C_s . L'ajustage du taux de réaction n'aura donc pas de répercussion gênante sur la fréquence d'accord du circuit oscillant (Fig. 1).

Si ce dernier possédait, au départ, un facteur de surtension Q, la résistance négative, introduite en parallèle, déterminera une nouvelle surtension

$$Q' = \frac{Q_{re}}{r_e - \frac{Q}{C\omega}} \quad (5)$$

Une valeur négative de (5) signifie la production d'oscillations. En pratique, un fonctionnement stable peut généralement encore être obtenu pour $Q'' = 10$ Q.

Une résistance de drain de 1 k Ω environ (R , Fig. 1) a été utilisée, lors des premières expériences, en guise de protection de surcharge accidentelle. En fait, on

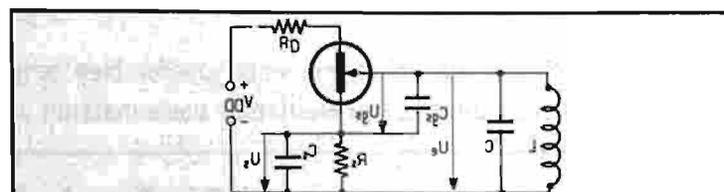


Fig. 1. - Ce montage permet de multiplier le facteur de surtension d'un circuit oscillant au moins par 10, et ce dans d'excellentes conditions de stabilité.

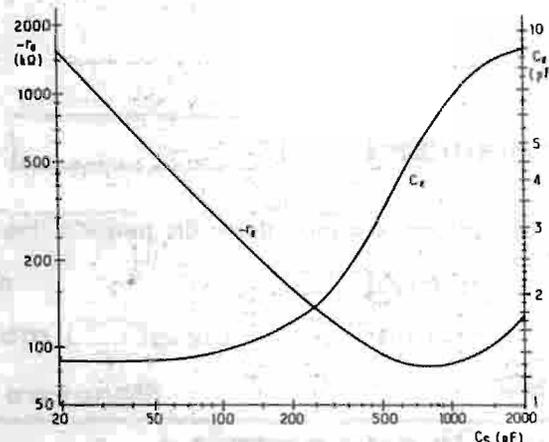


Fig. 2. - Capacité et résistance négative d'entrée du montage de la figure 1, en fonction de la capacité de source C.

constate que cette résistance augmente aussi le taux de réaction, et ce apparemment en faisant intervenir, aux bornes de C_{gs} , la mise en série des capacités gate-drain et drain source. Ainsi, on peut également ajuster la réaction en agissant sur R_D .

En principe, les relations calculées plus haut sont également applicables au cas du transistor bipolaire, à condition qu'on tienne compte de la résistance d'entrée, laquelle amortit déjà, au départ, le circuit LC. De plus, la pratique montre que les variations de la tension d'alimentation et de la température, sont nettement plus gênantes que dans le cas du transistor à effet de champ. Un exemple ultérieur montrera, toutefois, qu'une certaine compensation d'amortissement est possible, quand on connecte un transistor bipolaire (collecteur commun) à une fraction assez réduite du bobinage.

FILTRE PASSE-BANDE A 4 CIRCUITS, 455 ± 4,25 kHz

Dans les amplificateurs de fréquence intermédiaire des récepteurs à modulation d'amplitude, on a besoin d'une largeur de bande de 8 à 9 kHz, à l'intérieur de laquelle on peut parfaitement admettre un écart de linéarité ou « ondulation » de ± 1,5 dB. En partant de ce taux d'ondulation lors du calcul (méthode du diagramme de pôles) d'un filtre composé de deux paires de circuits couplés, on trouve $Q = 254$ pour la première, et $Q = 613$ pour la seconde de ces paires. Cette dernière valeur ne peut être réalisée avec des bobines de conception courante, bien qu'on n'en reste pas très loin, lors de l'utilisation de pots de ferrite. Il suffit ainsi de n'appliquer le principe « actif » qu'à un seul des quatre circuits.

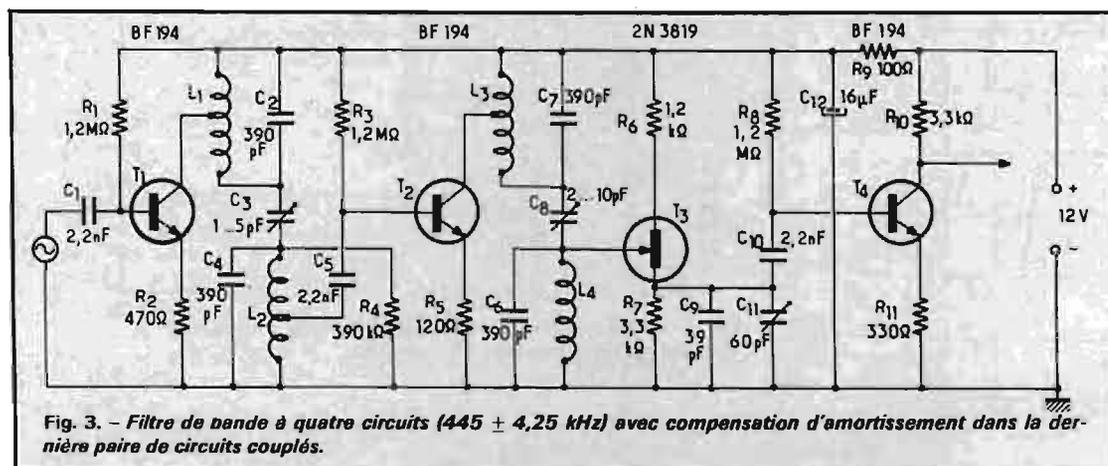


Fig. 3. - Filtre de bande à quatre circuits (445 ± 4,25 kHz) avec compensation d'amortissement dans la dernière paire de circuits couplés.

La figure 3 montre le schéma correspondant, lequel comporte un étage d'entrée (T_1), un étage de séparation (T_2), et un étage de sortie (T_4), précédé de T_3 , seul transistor du montage ayant une fonction de réaction. Les trois transistors bipolaires ont été polarisés à un courant de collecteur de 1 mA. Comme on observe, dans le cas des transistors à effet de champ, une assez forte dispersion des caractéristiques, et comme l'incertitude sur les capacités de câblage s'y ajoute, les valeurs de R_7 et de C_9 ne peuvent être données qu'à titre indicatif.

Pour les pots de ferrite, les matériaux M33 (Siemens) et 3D3 (RTC) ont été trouvés pratiquement équivalents. Le type de pot 14/8 A 63 a été utilisé pour L_1 et L_2 , alors que L_3 et L_4 ont été constitués par des pots 18/11 A 100. Entre 400 et 500 kHz, on obtient une qualité pratiquement constante pour toute capacité d'accord (C_2, C_3, C_6, C_7) comprise entre 300 et 500 pF. Cette qualité est, cependant, légèrement plus élevée quand on utilise une carcasse de bobinage à deux (au lieu d'une) gorges.

Lors du calcul du nombre de spires, il faut tenir compte de la capacité répartie C_r (5 pF environ pour une carcasse à 2 gorges, autrement 10), qu'il faut encore augmenter d'une capacité de câblage de 5 pF environ. Quant au noyau de réglage, on peut admettre qu'il augmente L de 10 %, en position médiane. Le nombre de spires sera ainsi donné par

$$n_{sp} = \frac{1}{\sqrt{35,5 A_1 f^2 (C + C_r)}}$$

soit 73 spires dans le cas d'un pot A_1 63, $f = 455$ kHz, $C = 390$ pF, $C_r = 15$ pF, la valeur de A étant donnée en nanohenrys par (spire)². Avec les valeurs précédentes, et $A_1 = 100$, on aboutit à 58 spires. On utilisera du fil divisé (brins de 0,05 mm) sous une couche de soie, en choisissant le nombre de brins de façon à remplir au moins aux

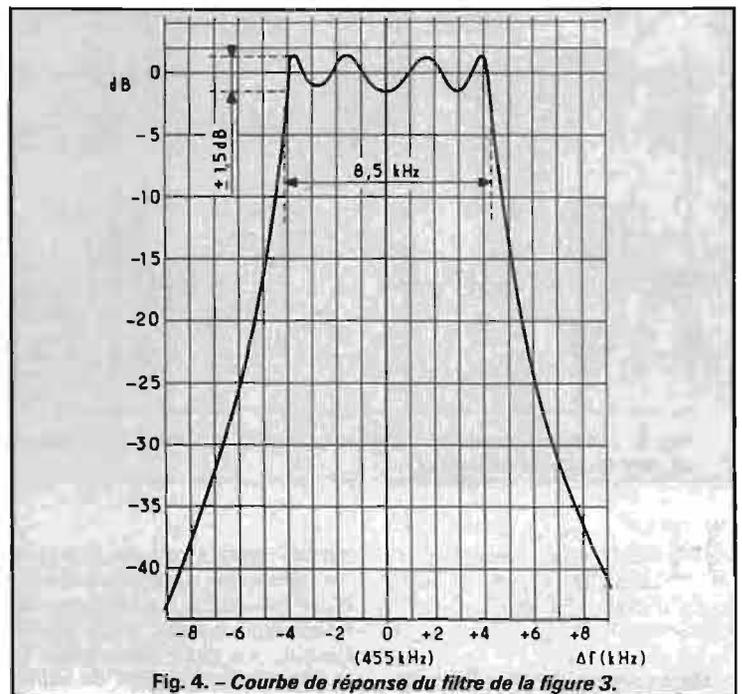


Fig. 4. - Courbe de réponse du filtre de la figure 3.

3/4 le volume de bobinage disponible.

Les prises de collecteur L_1, L_3 sont à effectuer environ à 1/10 du nombre de spires, un rapport de 1/20 ayant été choisi pour celle de base (L_2).

Ces prises ont été établies à des points d'impédance relativement basse, de façon que les transistors n'amortissent que peu les circuits. On arrive néanmoins à un gain voisin de 500 (54 dB) qu'on peut d'ailleurs encore augmenter en déplaçant la prise sur L_2 .

Pour aboutir à une ondulation suffisamment faible, L_2 a, en effet, dû être amortie par R_4 . L'amplificateur admet des signaux de forte amplitude, du fait des résistances d'émetteur des transistors bipolaires. L'intermodulation reste ainsi faible quand on capte une fréquence voisine de celle d'un émetteur local. Pour conserver cette bonne linéarité, on a avantage à ne procéder qu'après la sortie du filtre à une éventuelle amplification supplémentaire. Les

canaux voisins en fréquence (± 9 kHz) se trouveront alors atténués de plus de 40 dB.

La figure 4 montre la courbe de réponse complète du filtre. On voit que la compensation asymétrique d'amortissement reste sans conséquence. Lors de la mise au point, on a avantage à traiter séparément les deux paires de circuits couplés. On commence par la première, en remplaçant la charge de collecteur de T_2 par une résistance de 3 kΩ environ. On y prélève la tension de sortie, et en appliquant un signal variable en fréquence à l'entrée, on cherche, en agissant sur L_1, L_2 et C_3 , à obtenir une courbe à deux sommets, distants de 3,2 kHz environ. Ensuite, on reconnecte le collecteur de T_2 sur L_3 , on sépare L_2 de C_3 et on y applique le signal, pour ajuster la secondaire paire de circuits à une distance de sommets de 7,8 kHz, la fréquence centrale étant la même que précédemment. Pour C_{11} , on conserve la valeur minimale jusqu'à l'interconnexion des deux étages. On observe alors 4 sommets, et C_{11} permettra de faire monter les sommets latéraux à la hauteur de ceux du centre. Après quelques retouches, on obtiendra la courbe de la figure 4.

Même avec beaucoup d'expérience - et encore plus de patience - il n'est guère possible d'effectuer l'opération sans vobulateur. Cependant, ce vobulateur devra travailler avec une fréquence de balayage de quelques hertz seulement, car la forte surtension des circuits implique une constante de temps considérable. En vobulant à 50 Hz, comme cela se fait dans certains appareils, on obtient une courbe de réponse absolument déformée.

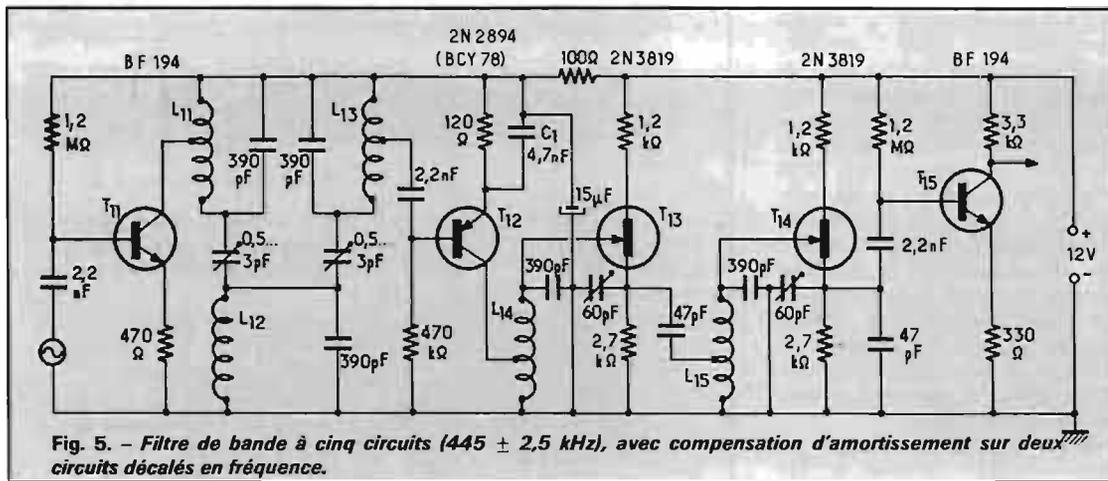


Fig. 5. - Filtre de bande à cinq circuits (445 ± 2,5 kHz), avec compensation d'amortissement sur deux circuits décalés en fréquence.

FILTRE PASSE-BANDE A 5 CIRCUITS, 455 ± 2,5 kHz

Dans les gammes d'ondes courtes, les canaux de radiodiffusion sont distants de 5 kHz. et ce n'est qu'avec un filtre de largeur correspondante qu'on arrive à une sélectivité suffisante. Normalement, cela aboutit à une largeur de bande de 2,5 kHz en BF, insuffisante pour une écoute agréable. Mais il est possible de décaler légèrement l'accord du récepteur, vers le canal voisin le moins « chargé ». On obtient alors les fréquences élevées de modulation sur l'une des deux bandes latérales seulement. Leur modulation se fait, dans ces conditions, avec quelque distorsion, du moins aux amplitudes fortes, mais pour l'oreille, ceci est encore plus

agréable que la coupure complète des sons aigus. Quand on dispose d'une modulation synchrone, ne nécessitant qu'une seule bande latérale, on peut même entièrement utiliser la largeur de bande de 5 kHz, à condition que l'un des canaux voisins soit suffisamment peu occupé.

Pour aboutir à un filtre de 5 kHz, avec un minimum d'éléments actifs, on a associé (Fig. 5) un ensemble de trois circuits couplés (L_{11} , L_{12} , L_{13}) avec deux circuits séparés (L_{14} , L_{15}), décalés en fréquence, et « désamortis » par T_{13} , T_{14} . La courbe de réponse à 5 sommets (Fig. 6, courbe A) a encore été obtenue par un préajustage séparé des deux étages. On a d'abord ajusté les éléments du premier étage (T_{11} , T_{12}) de façon à observer la courbe B (Fig. 6). Puis, L_{14} et L_{15} ont été alignés, à part. sur les fréquences des som-

rets latéraux. Après interconnexion, quelques retouches mèneront à la courbe A de la figure 6.

Des pots 18/11 A_L 100 (3D3 ou M33) ont été utilisés pour tous les cinq bobinages. Quant aux enroulements, les indications précédentes restent valables. La prise de L_{15} a été faite à 1/20 du nombre de spires. Un PNP a été utilisé pour T_{12} , de façon que L_{14} puisse être connecté à la masse, ce qui permet une liaison directe au gate de T_{13} . Le condensateur d'émetteur, C_1 , implique une réaction par laquelle on arrive à compenser au moins l'amortissement dû à la résistance d'entrée de T_{12} . On devra néanmoins travailler avec une prise d'impédance relativement basse (1/10 à 1/20) sur L_{13} , car autrement on risque d'observer des instabilités.

Le gain en tension du montage

de mesure de la figure 5 est à peu près le même que précédemment (500). A ± 5 kHz du centre de la bande, on obtient une sélectivité de 45 dB environ, et cette valeur est supérieure à 70 dB pour un écart de ± 9 kHz.

COMMUTATION DE LA LARGEUR DE BANDE

Lorsqu'on désire pouvoir commuter la largeur de bande, entre 8,5 et 5 kHz, on peut augmenter la sélectivité sur la position « bande étroite » en connectant le premier étage de la figure 3 devant le filtre de la figure 5. Cela revient à un filtrage par 7 circuits oscillants.

La figure 7 montre que la commutation peut alors être effectuée sur les tensions d'alimentation des étages correspondants, et ce en connectant le collecteur de T_2 par des diodes sur les prises de L_3 (Fig. 3) ou de L_{11} (Fig. 5). De la même manière on peut, à la sortie, utiliser un même transistor pour T_4 et T_{15} , la commutation se faisant par la polarisation de base, et par des diodes insérées dans la connexion de base.

Après avoir réalisé la liaison décrite on obtient, moyennant quelque réalignement, notamment sur les étages T_{13} , T_{14} , la courbe de réponse reproduite dans la figure 8. A ± 5 kHz du centre de la bande passante, on obtient maintenant une sélectivité de plus de 60 dB.

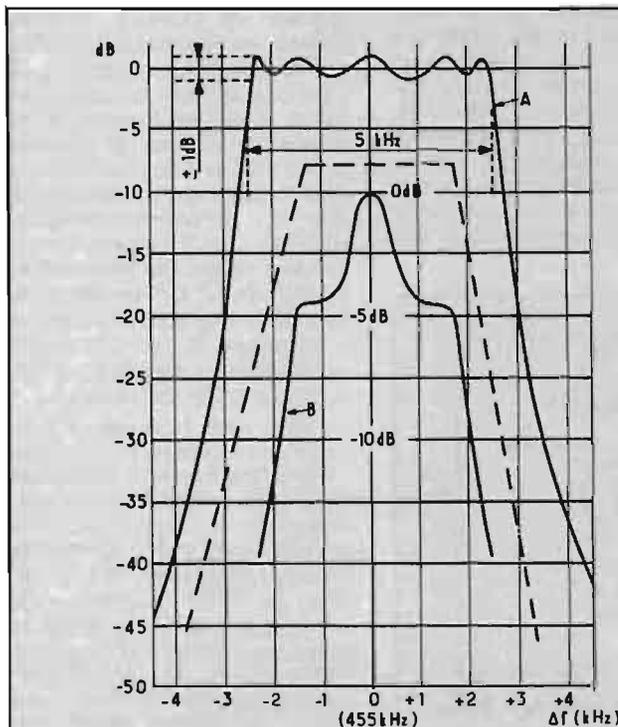


Fig. 6. - Réponse globale (A) du filtre de la figure 5, et courbe du premier étage de trois circuits couplés (B).

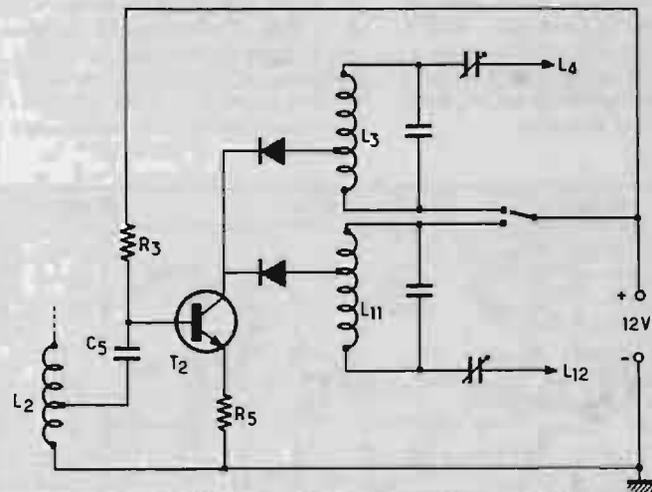


Fig. 7. - Commutation, par la tension continue d'alimentation, de filtres de différentes largeurs de bande.

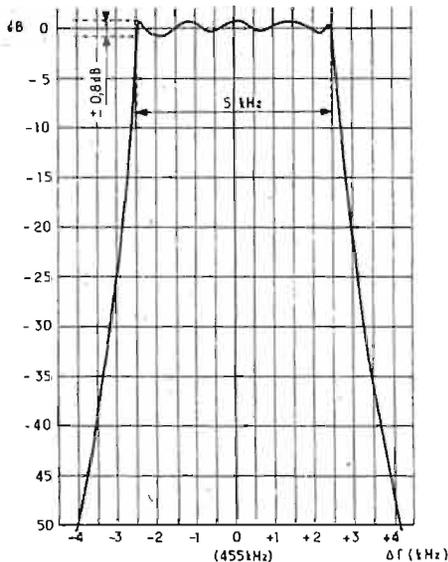


Fig. 8. - L'association du circuit d'entrée de la figure 3 avec le filtre de la figure 5, aboutit à une sélectivité de plus de 60 dB à ± 5 kHz du centre de la bande passante.

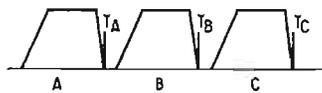


Fig. 9. - Lors de la réception en bande latérale unique, on peut travailler avec des sélectivités différentes par rapport aux deux canaux adjacents.

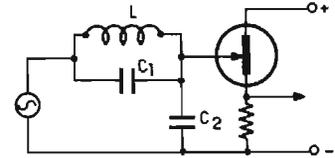


Fig. 10. - Circuit oscillant possédant des fréquences de résonance et de réjection légèrement différentes.

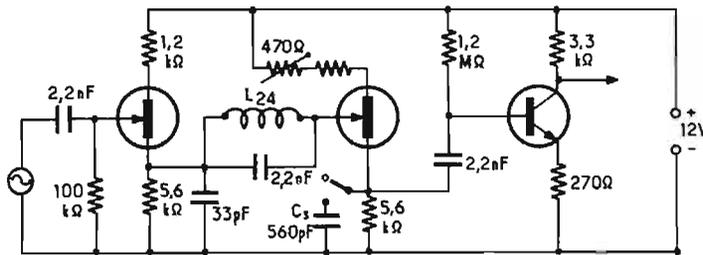


Fig. 11. - Mise en évidence de l'effet de compensation d'amortissement, dans le cas du principe de filtrage illustré par la figure 10.

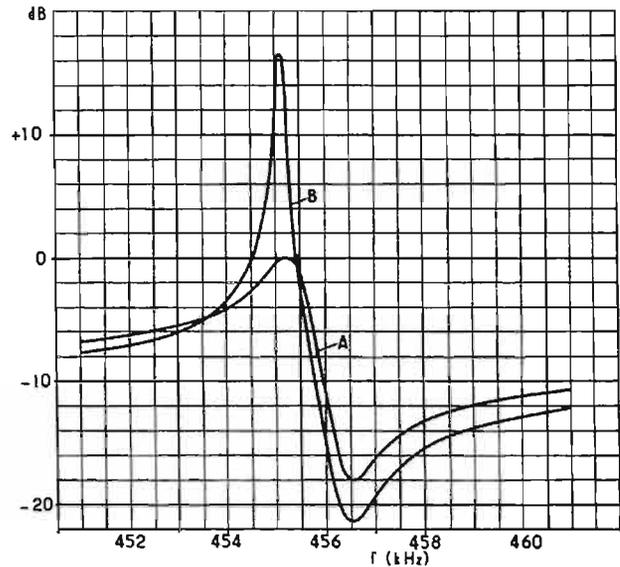


Fig. 12. - Fonction de transfert du montage de la figure 11, sans (A) et avec (B) compensation de l'amortissement.

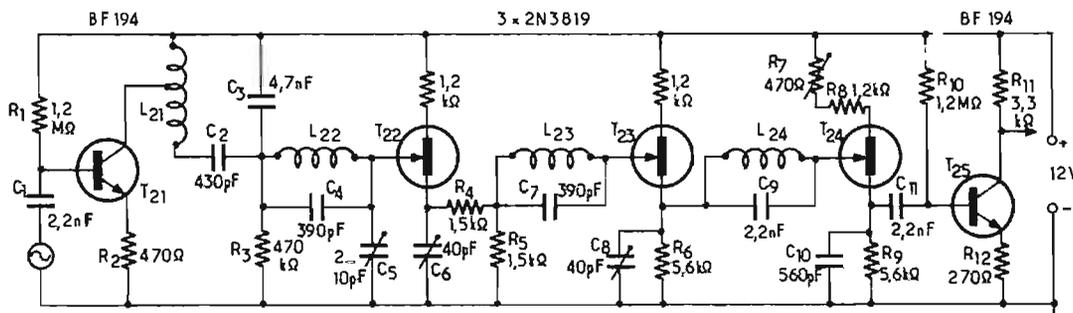


Fig. 13. - Filtre à bande latérale unique (450...455 kHz), avec compensation d'amortissement (ajustable par C_6 , C_8 et R_7) sur trois des quatre circuits.

FILTRE A BANDE LATÉRALE UNIQUE

Depuis plusieurs années déjà, il est question d'une réorganisation des bandes de radiodiffusion, avec introduction, du moins partielle, d'émissions à bande latérale unique. Dans certains pays on procède déjà à des émissions expérimentales, avec rayonnement de la seule bande latérale supérieure, sur une largeur de bande de 5 kHz. Lors de la réception d'un tel programme, le principe superhétérodyne implique une inversion, et la bande latérale apparaîtra en-dessous de la porteuse, dans l'amplificateur de fréquence intermédiaire.

La figure 9 illustre l'occupation de plusieurs canaux juxtaposés par des émissions à bande latérale unique, après conversion de fréquence. Lors de la réception de la station B (récepteur fonctionnant avec régénération de porteuse et démodulation synchrone), tous les produits de démodulation entre la porteuse B et le spectre de la station A correspondent à des fréquences supérieures à la bande utile, et qu'on pourra facilement filtrer dans l'amplificateur BF. En principe, il serait donc inutile de prévoir, dans l'amplificateur FI, une atténuation du canal A. En fait, une légère atténuation est souhaitable, pour éviter toute surcharge du démodulateur dans le

cas où l'intensité de A est nettement supérieure à celle de B. En revanche, une sélectivité très forte est nécessaire par rapport au canal C, car les produits de démodulation entre la porteuse B et le spectre de C se trouvent à l'intérieur de la bande BF utile.

Pour la réception à bande latérale unique, on peut ainsi se contenter d'un filtre lequel ne présente une coupure raide que sur le flanc correspondant à la limite supérieure (en fréquence) de la bande passante. Un tel moyen de sélection peut être réalisé à l'aide de ce qu'on appelle un « filtre en m » en téléphonie, ou encore « trappe de son » en télévision. Essentiellement, il s'agit d'un cir-

cuit (Fig. 10) travaillant à la fois en réjecteur (bouchon) pour une fréquence

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}}$$

et comme résonateur pour une fréquence légèrement plus basse,

$$f_0 + \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 + C_2)}}$$

Lors de l'application envisagée, la différence $f_r - f_0$ est tout au plus de quelques kilohertz. On peut ainsi la calculer, de façon suffisamment précise, par $\Delta f = f C_2 / (2 C_1)$. Si on veut obtenir $\Delta f = 1$ kHz, une valeur de $C_2 = 10$ pF, uniquement constituée par des capacités de câblage et d'en-

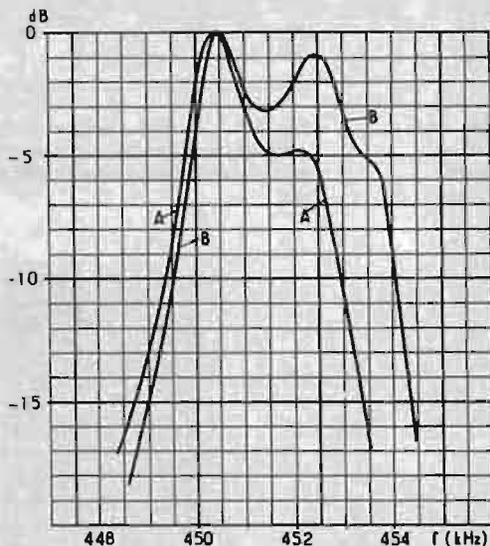


Fig. 14. - Courbes de réponse du premier (A) et des deux premiers étages (B) du filtre de la figure 13.

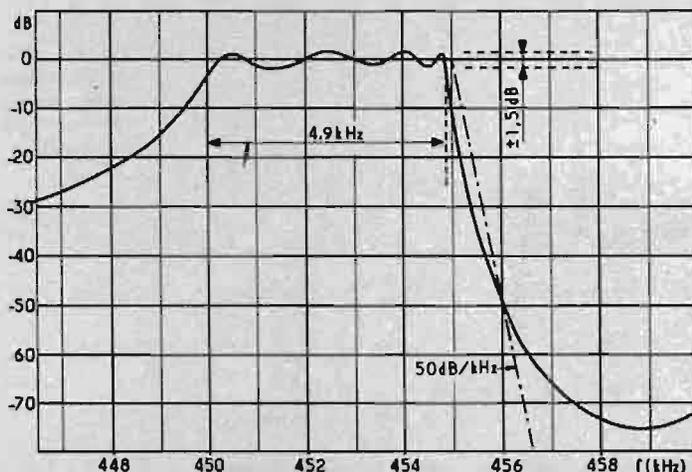


Fig. 15. - Courbe de réponse globale du filtre à bande latérale unique de la figure 13.

trée de transistor, conduit à $C_1 = 2,2 \text{ nF}$ pour $f = 450 \text{ kHz}$. Un rapport L/C aussi faible implique un facteur de surtension relativement réduit, et la résistance (parallèle) à la résonance se trouve ramenée à moins de $1/6$ des valeurs précédemment valables. La compensation de l'amortissement doit alors également se faire avec des résistances négatives de valeur nettement plus faible que plus haut.

Cet effet de compensation peut être mis en évidence à l'aide du montage de la figure 11, identique au dernier étage du filtre dont il sera question plus loin. En absence de réaction (C_5 déconnecté), on obtient la courbe A de la figure 12. Avec le taux de réaction nécessaire pour le mon-

tage définitif, on aboutit à la courbe B, accusant un gain à la résonance de près de 16 dB, alors que le taux de réjection ne se trouve amélioré que de 3 dB.

Le principe de la figure 10 a été appliqué sur les trois derniers étages du montage définitif (Fig. 13), tous équipés de pots $18/11 \text{ A } 100$. Dans le premier (L_{21}) un pot $14/8 \text{ A } 63$ a été utilisé pour un circuit oscillant de type classique, couplé à L_{22} à la fois par le diviseur C_2, C_3 , et par le trimmer C_5 , permettant un ajustage du couplage. Simultanément, ce trimmer joue le rôle de la capacité C_2 de la figure 10, c'est-à-dire qu'il agit aussi sur la fréquence de réjection. Cette double fonction ne s'avère guère gênante en pratique,

du moins tant que C_5 conserve une valeur pour laquelle les fréquences de résonance et de réjection (de L_{22}) ne prennent pas des valeurs fortement asymétriques.

La procédure d'alignement est illustrée par la figure 14, où la courbe A est celle qu'on doit obtenir après ajustage de L_{21}, L_{22}, C_5 et C_6 , le signal étant prélevé sur la source de T_{22} (L_{23}, C_7 déconnectés). Le diviseur R_4, R_5 permet d'éviter toute réaction non désirée. La deuxième étape d'alignement consiste à obtenir, avec les trois premiers circuits, la courbe B de la figure 14, le signal étant prélevé sur la source de T_{23} (L_{24}, C_9 déconnectés). Finalement, la courbe du filtre entier est donnée, avec une échelle en décibels dans

la figure 15. La raideur de flanc est de près de 50 dB/kHz (ce qui correspondrait à un nombre considérable de milliers de dB/octave), et le centre du canal voisin est atténué de plus de 70 dB . Puisque ces résultats ont été obtenus avec seulement 4 circuits, il semble facile de les améliorer encore, en augmentant le nombre des circuits.

Autrement qu'avec des filtres actifs à bobines, de pareilles performances ne peuvent être obtenues qu'avec des filtres à quartz ou céramiques. Mais c'est, tout au plus, lors d'une fabrication en très grande série que ces derniers pourront être plus économiques.

H. SCHREIBER



SPÉCIALISTE
american hi-fi

SCOTT®

AUDITORIUM HI-FI

MAISON
FONDÉE EN 1912

11-13, cours Lieutaud - MARSEILLE

Téléphone : 47.53.60 - 47.54.07 - 48.51.16

STOCK PERMANENT POUR TOUS NOS MODÈLES

Mêmes prix qu'à Paris - Livraison gratuite dans toute la région de Marseille

SELECTION DE CHAINES HI-FI



CHAINES PIONEER SX525

A. CHAINE PIONEER SX525

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Pioneer SX525 – une platine CENCO L75 – deux enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

Le tuner amplificateur Pioneer SX525. – Tuner FM : Gamme de fréquence : 87,5 à 108 MHz – sensibilité : 1,5 μ V – sélectivité : 35 dB – rapport signal/bruit : 65 dB. Distorsion harmonique : 1 %. Partie AM : Gamme : 525 à 1 625 kHz – sensibilité : 15 μ V – réjection FI : 45 dB à 1 000 kHz – partie Amplificateur : puissance : 2 \times 18 W/4 Ω , 2 \times 12 W/8 Ω . Distorsion harmonique : 1 %. Bande passante : 20 à 4 500 Hz. Sensibilité des entrées : PU magn. 3 mV/50 k Ω . Aux : 180 mV/100 k Ω – contrôle des graves : (à 100 Hz) \pm 9 dB – Aigus (à 10 kHz) – 9 dB, + 6 dB – Equipement : 30 transistors 21 diodes – Alimentation 110/220 V

– Consommation 90 W – Dimensions : 431 \times 146 \times 347 mm – Poids : 7,5 kg.

La platine Lenco L75. – Plateau lourd de 4 kg, de grand diamètre (312 mm) équilibré dynamiquement, en alliage non magnétique, coulé sous pression. Réglage continu des vitesses. Moteur éprouvé, à 4 pôles et axe conique.

L'enceinte acoustique Eole 180. – Système à 2 voies (2 H.P.) 1 haut-parleur 21 cm, fréquence de résonance 30 Hz (champ dans l'entrefer 15 000 G). 1 tweeter (23 kHz + 3 dB). Bande passante 25 Hz à 20 kHz. Recommandée pour ampli de 15 à 35 W par canal. Impédance 4-8 Ω . Dimensions 423 \times 293 \times 240. Volume interne 19 litres. Poids : 10 kg.

Fréquence de coupure : 8 000 Hz, coffret : noyer, dimensions : 60 \times 39 \times 28,5 cm. Poids : 16 kg.

B. CHAINE PIONEER SX525

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Pioneer SX525 – une platine Lenco B55 – deux enceintes acoustiques Scott S17.

Le tuner amplificateur Pioneer SX525. – Voir chaîne précédente.

La platine Lenco B55. – Dimensions : Platine de montage en acier de 2 mm, 375 \times 300 mm. Diamètre du plateau 300 mm. Poids : plateau en acier de 2 mm, 1,4 kg. Total du tourne-disque complet 5,5 kg. Moteur : 4 pôles à axe conique. Raccordement au réseau 117 V 220 V/50 ou 60 Hz. Puissance absorbée sous 220 V, 50 Hz, 15 VA. Bras de lecture : la force d'appui est ajustable. Force d'appui minimale possible 0,5 g. Coquilles porte-cartouches interchangeables en métal léger pour tous types de cellules. Longueur du bras 238 mm. Caractéristiques

générales : Vitesses ajustables de manière continue entre 30 et 86 tr/mn. Encoches repères pour 4 vitesses fixes, 16 2/3, 33 1/3, 45 et 78 tr/mn. Pleurage et scintillation tels que mesurés \pm 1,8 ‰. Pleurage et scintillation évalués selon normes DIN 45507 \pm 1,2 ‰. Rumble (0 dB-100 Hz = 1,4 cm/s). – 37 dB. Rapport signal/bruit (référence 6 mV), 44 dB. Variation de la vitesse pour une variation de la tension du secteur de \pm 10 %, + 2,5, – 3 ‰. Erreur de lecteur tangentielle pour diamètres de 120-20 mm, \pm 0,8°.

– L'enceinte Scott S17.

Puissance 35 W. Enceinte fermée – 2 haut-parleurs : 1 \times (High Compliance Woofer), diamètre : 200 mm. 1 \times (Soft Cone Tweeter) diamètre : 75 mm. Impédance : 8 Ω . Système à 2 voies. Réponse : 40-20 000 Hz. Puissance : 35 W. Puissance minimale amplificateur : 6 W. Dimensions : 267 \times 457 \times 216. Poids : 7,5 kg. Présentation noyer ou laqué blanc.



TUNER AMPLI SANSUI 1000 X



CHAINES SANSUI 1000X

A. CHAINE SANSUI 1000X

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Sansui 1000X – une platine Pioneer PL12 – deux enceintes acoustiques Siare C3X.

Le tuner amplificateur Sansui 1000X. – Caractéristiques : Amplificateur 2×35 W sur 4Ω d'impédance. Distorsion harmonique $\leq 0,8$ %. Distorsion d'intermodulation $\leq 0,8$ %. Bande passante : 20 à 30 000 Hz. Séparation des canaux : PU : ≥ 50 dB. Aux. : ≥ 50 dB. Sensibilité des entrées : PU : 2,5 mV/50 k Ω . Aux. : 150 mV/100 k Ω . Monitoring : 150 mV/100 k Ω . Magnéto : 150 mV/100 k Ω . Contrôle de tonalité : Basses : \pm dB à 50 Hz. Aiguës : \pm 10 dB à 10 000 Hz. Sortie préampli : 3 V max. Partie

tuner : Gammes de fréquence : 88 à 108 MHz. Sensibilité : 1,5 μ V. Distorsion harmonique : $\leq 0,8$ %. Rapport signal/bruit : \geq dB. Sélectivité : ≥ 40 dB. Séparation stéréo : ≥ 35 dB à 400 Hz. Impédance d'antenne ≥ 35 dB ou 75 Ω . Dimensions : 145 \times 416 \times 305 mm. Poids : 10,5 kg.

La platine Pioneer PL12 : Tourne-disque 2 vitesses : 33 tours 1/3 et 45 tours, moteur synchrone à 4 pôles, diamètre du plateau : 30 cm. Rapport signal/bruit : ≥ 45 dB. Fluctuations : $\leq 0,12$ %. Alimentation : 110/220 V, 50 ou 60 Hz. Consommation : 12 W. Dimensions : 431 \times 153 \times 341 mm. Poids : 6 kg.

L'enceinte acoustique Siare C3X. – Enceinte compacte. Puissance nominale 30 W. Puissance

de crête 40 W. Impédance 4 à 8 Ω . Raccordement cordon 5 m avec fiche DIN. Bande passante 30 à 22 000 Hz. Poids 9 kg. Hauteur 540 mm. Largeur 300 mm. Profondeur 240 mm. Présentation noyer d'Amérique.

B. CHAINE SANSUI 1000X

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Sansui 1000X – une platine Thorens TD165 – deux enceintes Cabasse Dinghy I.

Le tuner amplificateur Sansui 1000X – (Voir chaîne précédente).

La platine Thorens TD 165.

Système d'entraînement : Moteur 16 pôles synchrone biphasé. entraînement du plateau par cour-

roie caoutchouc. Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mm. Plateau : Alliage de zinc non magnétique. Diamètre \dot{u} 30 cm. Poids : 3,2 kg. Régularité de vitesse : 0,6 % selon DIN 45507, pondéré.

Niveau de bruit (rumble) : Non pondéré : – 43 dB. Pondéré : – 65 dB selon DIN 45539.

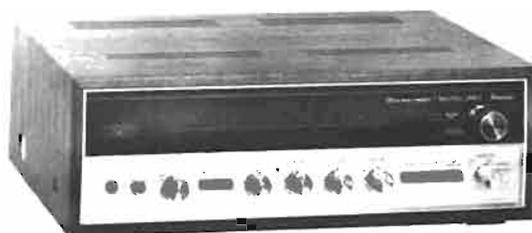
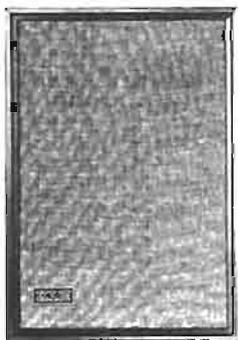
Alimentation : 110 - 220 V, 210 - 240 V commutable 50 et 60 Hz adaptable par échange de la poulie motrice – 5 W.

Poids : 8,5 kg.

Dimensions : 44 \times 14 \times 34 cm.

L'enceinte Cabasse Dinghy I. –

L'équipement : Un haut-parleur 24B25C. Système : labyrinthe à événements freinés. Puissance admissible 25 W. Poids brut 10 kg. Poids net 8 kg. Dimensions L 28 \times H 60 \times P 23,6 cm. Impédances standards : 4, 8 ou 16 Ω . Courbe de réponse 50-18 000 Hz.



CHAINES SANSUI 2000X

A. CHAINE SANSUI 2000X

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Sansui 2000X - une platine Thorens TD165 - deux enceintes acoustiques KLH32.

Le tuner amplificateur Sansui 2000X. - Partie Amplificateur. Puissance : 2 x 52 W/4 Ω - 2 x 39 W/8 Ω - Distorsion harmonique ≤ 0,8 % - Distorsion d'intermodulation ≤ 0,8 % - Bande passante : 20 à 40 000 Hz - Séparation de canaux ≥ 60 dB - Rapport signal/bruit ≥ 80 dB - Distorsion harmonique totale : ≥ 0,2 % - Sensibilité des entrées : PU₁ : 2,5 mV/50 kΩ - PU₂ : 2,5 mV/100 kΩ - Aux., Monitoring, Magnéto : 150 mV/100 kΩ. Correcteurs de tonalité : graves ± 12 dB à 50 Hz - Aigus : ± 12 dB à 10 000 Hz - Partie Tuner FM : gamme : 88 à 108 MHz - Sensibilité : 1,4 μV. Distorsion harmonique : 0,8 % - Rapport signal/bruit : ≥ 60 dB - Séparation signal/stéréo : ≥ 35 dB à 10 000 Hz - Partie AM : Gamme : 535 à 1605 kHz - Sensibilité : 100 μV à 1 000 kHz - Alimentation : 110/220 V - 50/60 Hz - Dimensions : 462 x 147 x 336 mm - Poids : 13,1 kg.

La Platine Thorens TD165 - (Voir chaîne Sansui 1000X-B).

L'enceinte acoustique KLH32. - Suspension acoustique : 1 HP grave 21 cm, 1 HP aigu 5 cm. Puissance minimale ampli : 10 W. Puissance maximale ampli : 40 W. Coffret en noyer huilé, impédance 8 Ω, dimensions : 49,2 x 27,6 x 18 cm.

B. CHAINE SANSUI 2000X

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Sansui 2000X - une platine Thorens TD160 - deux enceintes acoustiques Martin Super Max.

Le tuner amplificateur Sansui 2000X - (Voir chaîne précédente).

La platine Thorens TD160. Système d'entraînement : Moteur 16 pôles synchrone biphasé. entraînement du plateau par courroie caoutchouc.

Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mm. Plateau : Alliage de zinc non magnétique. Diamètre : 30 cm. Poids : 3,2 kg.

Régularité de vitesse : 0,6 % selon DIN 45507, pondéré.

Niveau de bruit (rumble) : - Non pondéré : - 43 dB. - Pondéré : - 65 dB selon DIN 45539.

Alimentation : 110-220 V. 210-240 V commutable 50 et 60 Hz adaptable par échange de la poulie motrice - 5 W.

Poids : 8,5 kg. Dimensions : 44 x 14 x 34 cm.

L'enceinte Martin Super Max. - Haut-parleurs : Boomer de 25 cm à suspension pneumatique Tweeter de 6 cm. Puissance max. : 50 W. Bande passante : 36 à 18 000 Hz. Impédance 8 Ω. Potentiomètre de réglage d'aigus. Dimensions : 54 x 31 x 25 cm. Poids : 12 kg.

MATÉRIEL NOTAMMENT VENDU CHEZ :

TERAL - 26 ter, rue Traversière, 75012 PARIS
Tél. : 344-67-00 - 307-47-11 (GARE DE LYON)
MAGASIN OUVERT DE 9 H A 20 H DU LUNDI AU SAMEDI

POWER NOUVEAUTÉS 1974 MATÉRIEL LE PLUS FIABLE ET LE MOINS CHER DE FRANCE

MPK 603 Pré-ampli mélangeurs.	
<small>Pré-ampli pour instruments de musique, microphone ou sonorisation de disque et magnétophone stéréo. 2 canaux avec réglage du volume par potentiomètre linéaire et corrections graves et aigus séparées. Entrées pour instrument par jack, PU et magnétophone par prise Din. Sorties par jack. Toutes connexions se font sur le panneau de contrôle. BP. 20 à 20 000. Dim. 493 x 132 x 105</small>	
	Complet en ordre de marche 580 F
MPK 602 Pré-ampli universel 873 F
MPK 604 Table de mixage 1 280 F
MPK 605 Mélangeur universel 1 450 F
TPK 409 Pré-ampli correcteur Equalizer 770 F

AMPLIFICATEURS POWER

APK 150 : 150 Watts efficaces 972 F
APK 280 : 2 x 80 Watts efficaces 1 100 F
APK 1 702 : Module Câblé 80 Watts 481 F
APK 1 501 : Module Câblé 150 Watts 807 F
APK 2 802 : Module Câblé 2 x 80 Watts 923 F
TPK 20 : transfo ligne 150 Watts 280 F

(documentation gratuite sur demande)

AMPLI-GUITARE POWER 30

C'est le temps des guitares

« Sur la scène POWER vous distinguera »

Puissance 20 W; 2 canaux d'amplification; 4 entrées instrument; 1 prise magnétophone enreg./lecture; 1 trémolo réglable en vitesse; 2 commandes de volume par potentiomètres linéaires; Commande de tonalité sur chaque canal; 1 haut-parleur de 31 cm, 30/50 W; Secteur 220 V, voyants lumineux, fusible. Dimensions : 47 x 52 x 23.

PRIX complet en O.M. 678 F

PIZON BROS COULEUR

PORTACOLOR 42 Désign. : Un vrai portable - 6 chaînes automatiques - Tube 41 cm - Shadow-mask Dim. : 54 x 37 x 29 cm

Livré avec les 2 antennes 3 390 F

BLANDIN.

Par R.A. RAFFIN

RR - 9.27. — M. Charles Desbois, 17-Rochefort.

1° Le montage détecteur de métaux numéro 2, décrit à la page 204 du n° 1355 du Haut-Parleur, est complet. Contrairement à ce que vous dites, tous les détails de fabrication sont indiqués dans l'article. Naturellement, une certaine mise au point reste à faire, mais cela se retrouve dans tous les montages quels qu'ils soient.

D'autres montages de détecteurs de métaux ont été publiés dans nos numéros 1092 (p. 79) et 1191 (p. 165).

2° Dans la série « sécurité professionnelle », les correspondances sont :

ECC83 = 12AX7/S
EF86 = E80F/6084
EL84 = E84L/7320

RR - 10.30-F. — M. Patrick Enault, 33-Talence.

1° Il n'y a pas de correspondance entre B_1 , B_2 et E, d'une part, et drain, source et porte (gate) d'autre part. Dans le premier cas, il s'agit des électrodes d'un transistor unijonction ; dans le second cas, ce sont celles d'un transistor à effet de champ...

2° Dans le montage de la figure 4, page 163, n° 1252, les organes T_1 , T_3 et T_4 sont des transistors unijonctions type TIS-43 ; ils peuvent être remplacés par des 2N2646 ou 2647. Nous ne pensons pas que les transistors que l'on vous a vendus... en remplacement puissent convenir.

3° Nous n'avons pas le brochage des thyristors qui vous ont été vendus ; c'est à votre fournisseur qu'il conviendrait de demander ce renseignement. En général, les thyristors présentés en boîtier TO18 ou similaire, ont le brochage que nous vous indiquons sur la figure RR - 10.30.

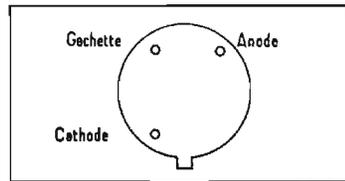


Fig. RR 10-30

RR - 10.31. — M. A. Pornin, 94-Cachan.

Sur la figure se rapportant à la réponse RR - 2.12-F publiée à la page 221 du numéro 1304, les diodes D_1 , D_2 , D_3 sont des BA100.

RR - 10.32. — M. Henri Blanda, 84-Lauris.

1° Dans un transistor à effet de champ, canal N, le drain est toujours positif par rapport à la source. En conséquence, sur la figure 1, page 114 du n° 1322, pour Q_1 et Q_3 , les drains sont les électrodes où aboutissent respectivement les résistances R_8 et R_9 .

2° Des transistors MPF102 peuvent être utilisés en remplacement des 2N5163 préconisés. Le brochage que l'on vous a indiqué est exact.

RR - 10.33. — M. Christian Sanchez, 59-Wervicq-Sud.

1° Votre méthode de détermination d'un bobinage sur ferrite nous semble exacte... bien qu'elle n'apparaisse pas très clairement dans votre exposé. Pour éviter toute confusion, nous vous indiquons la formule préconisée :

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L \times 10^{-6}}}$$

N = nombre de tours ;
L = en millihenrys ;

A_L = inductance spécifique de la ferrite employée.

Comme vous le voyez, c'est L qui est divisé par A_L (et non pas N).

En outre, cette inductance spécifique A_L est extrêmement variable selon la forme de la ferrite et la « qualité » de celle-ci, et elle n'est que trop rarement indiquée dans les catalogues.

2° Nous pensons que vous faites allusion à l'oscilloscope décrit à la page 188 du n° 1330. Il s'agit évidemment d'un appareil ne convenant que pour des signaux de basse fréquence (le titre l'indique d'ailleurs bien). D'autre part, un rectificateur à son sujet a été publié sous la référence RR - 6.27-F à la page 250 du numéro 1370.

RR - 10.34. — M. B. Halbout, 76-Rouen.

En ce qui concerne la minuterie pour agrandisseur photographique décrite à la page 167 du numéro 1383 :

a) Sur la figure 4, les résistances R_3 et R_4 doivent être interverties ;

b) Il s'agit d'une cellule LDR-03-05S ; mais vous pouvez essayer également une cellule plus sensible, ou plus exactement, une cellule présentant une résistance plus faible pour une même intensité lumineuse (types RPY18 ou RPY55, par exemple).

RR - 10.35. — M. Jean-Luc Verstaen, 59-Saint-Saulve.

Le « Magicolor V » est une réalisation de « Magnétic-France », 175, rue du Temple, 75003 Paris. Ce montage est également vendu en kit.

Pour tous renseignements complémentaires sur les composants et la fourniture des pièces détachées, veuillez vous adresser directement à la firme citée ci-dessus.

RR - 10.36. — M. Roger Goyer, 42-Riorges, recherche la correspondance en matériel français ou européen des circuits intégrés suivants :

CA3053 (R.C.A.) ;
TA7042M (japonais) ;
HA1306 (japonais).

Nous remercions par avance les lecteurs détenteurs de ces renseignements qui voudront bien nous les communiquer ; nous les transmettrons aussitôt à notre correspondant.

RR - 10.37. — M. Georges Christe, 69007 Lyon.

Le temporisateur pour essuie-glace décrit à la page 149 du numéro 1414 a fait l'objet d'un rectificatif publié sous la référence RR - 9.01-F à la page 349 du numéro 1429.

RR - 10.38. — M. Gérard Trachet, 59-Villeneuve-d'Ascq.

Il aurait été intéressant de nous indiquer le numéro de la revue sur lequel vous avez relevé le schéma du modulateur de lumière que vous nous soumettez.

Nous pensons que vous avez du mal recopier ce schéma... En effet, l'extrémité représentée libre du potentiomètre doit être connectée à l'autre extrémité du transformateur d'isolement. En d'autres termes, ce potentiomètre doit être en parallèle sur le secondaire du

transformateur, son curseur aboutissant à la gâchette du triac.

Selon votre dessin, le potentiomètre se trouve simplement en série dans la connexion aboutissant à la gâchette. De ce fait, la tension de commande de gâchette est certainement excessive, d'où claquage possible du triac.

Naturellement, il importe également d'utiliser un triac pouvant supporter non seulement l'intensité commandée, mais aussi largement la tension de crête de votre secteur alternatif 220 V.

RR - 10.39. — M. A Chalmette, 75020 Paris.

1°) Montage de la figure 9, page 40, n° 1300 bis.

a) Si vous n'utilisez pas de pick-up piézoélectrique, vous pouvez supprimer R_3 et R_4 ; mais la « ligne » du bas du schéma reste évidemment toujours la masse de l'amplificateur.

b) Si vous ne montez pas les filtres passe-haut et passe-bas, vous supprimez : R_{23} , R_{24} , R_{26} , R_{27} , C_{13} , C_{14} , C_{15} , C_{16} et C_{17} , ainsi que les commutateurs S_2 et S_3 . Le potentiomètre de volume RV_2 peut rester connecté comme représenté sur le schéma; mais vous pouvez le supprimer également en n'utilisant que le potentiomètre de volume RV_1 comportant la correction physiologique.

c) Nous ne comprenons pas le sens de votre troisième question; en effet, nous ne voyons pas de schéma d'alimentation page 39...

d) Sur le schéma de « balance » de la figure 15-B, les deux rectangles horizontaux sont des résistances; le rectangle vertical avec flèche à la masse est le potentiomètre à variation linéaire d'équilibrage (curseur aboutissant à la masse).

e) La figure 13-B montre le potentiomètre de volume RV_1 à correction de Fletcher déjà représenté sur le schéma général de la figure 9.

2°) Les transistors Q_{10} et Q_{11} de l'amplificateur de la figure 5 doivent être montés sur des radiateurs à ailettes commerciaux moulés ou extrudés.

Le système de protection proposé dans ce montage d'amplificateur est réputé efficace.

3°) Nous n'avons pas trouvé les caractéristiques du transistor type 2N8059.

4°) A puissance sonore égale il faut toujours beaucoup plus de puissance électrique pour reproduire les graves que les aiguës.

5°) Nous avons publié de nombreux montages d'alimentation stabilisée. Mais pour que nous puissions vous conseiller l'un d'eux, il faudrait nous préciser les tensions et intensités qui vous sont nécessaires.

6°) Nous ne vendons aucun matériel; de ce fait, nous ne pouvons pas vous dire le prix de revient de tel ou tel montage. Il vous appartient de faire la liste des matériels qui vous sont nécessaires, puis de consulter un revendeur de pièces détachées pour devis.

RR - 11.01. — M. Charles Centonze, 94-Ivry.

Nous avons téléphoné pour vous à divers revendeurs de matériels « photo-cinéma », et il semblerait exact qu'il n'existe pas présentement de caméra 16 mm avec enregistrement direct du son simultanément (sans le secours d'un magnétophone auxiliaire), du moins à la vente dite « grand public ». Toutefois, on nous a indiqué qu'une grande marque devait sortir une telle caméra (en super 8) au cours de l'année 1974.

RR - 11.02. — M. Joël Bihou.

La résolution du problème que vous nous posez se heurte à une difficulté majeure: il s'agit de savoir, en premier lieu, s'il est possible de recevoir les émissions anglaises de télévision, soit au centre de la Bretagne, soit à Paris... Or, nous ne croyons guère à de telles possibilités... même en utilisant une antenne à grand gain.

RR - 11.03. — M. Jean-Yves Mahe, 95-Montmorency.

Si vos réceptions T.V. sont parfaites en 1^{re} chaîne et nulles en 2^e chaîne, la panne de votre téléviseur est parfaitement localisée: elle se situe dans le tuner UHF ou dans l'alimentation de celui-ci. Néanmoins, faute de pouvoir examiner votre appareil

et d'y procéder à des mesures systématiques, nous ne pouvons pas être plus précis.

RR - 11.04. — M. Daniel Labeau, 94-Alfortville.

Nous ne comprenons pas très bien le sens de votre demande. En effet, vous nous dites rechercher le schéma d'un module correcteur qui, contrairement au filtre passe-haut, relèverait les fréquences élevées...

Or, précisément (et non pas contrairement), la filtre passe-haut relève les fréquences élevées, ou plus exactement, atténue les fréquences basses...

Ne faites-vous pas erreur? Car, nous voyons assez mal ce que vous désirez faire ou obtenir. Voudriez-vous nous préciser votre pensée, et le cas échéant, nous restons à votre disposition.

RR - 11.05. — M. Jacques Geraud, 75013 Paris.

1°) Nous ne conseillons jamais, dans cette rubrique, telle ou telle marque quel que soit l'appareil dont il s'agisse.

Il existe des quantités d'amplificateurs téléphoniques, de marques, de présentations et de fabrications très diverses, vendus chez les radioélectriciens et dans les magasins d'articles de bureau. Vous pouvez ainsi faire votre choix et même demander des essais comparatifs.

2°) Concernant votre seconde question, nous pensons qu'il s'agit d'un appel (ou signalisation) lumineux correspondant simultanément aux appels par la sonnerie de votre téléphone... S'il s'agit bien de cela, une telle installation est du domaine des P.T.T., et non de l'utilisateur.

RR - 11.06. — M. Christian Colin, 36-Aigurande.

1°) La diode redresseuse SFR184 correspond à la BYY24, c'est-à-dire: redresseur 10 A et tension inverse maximale de crête de 400 V.

2°) Les transistors SFT233 et 234 correspondent au type AC128 (germanium PNP).

Les autres semi-conducteurs mentionnés dans votre lettre ne figurent pas dans nos documentations, du moins sous les immatriculations indiquées.

RAPID-RADIO

TÉLÉCOMMANDE

Spécialiste «KIT» et pièce détachée.

64, r. d'Hauteville - PARIS-10^e

Tél. : 770-41-37 - C.C.P. Paris 9486-55

Métro : Bonne-Nouvelle ou Poissonnière

Ouvert de 9 h 30 à 12 h et 14 h à 18 h 45 (sauf dimanche et lundi matin)

Ensemble émetteur-récepteur proportionnel, 2 voies pour bateau ou voiture.

En ordre de marche 700,00

Ensemble «BLUE MAX» 4 voies, 4 servos, accus émission et réception + chargeur.

Complet en kit 1 390,00

Récepteur-décodeur

6 voies, en kit 240,00

Ampli de servo, en kit 75,00

Mécaniques de servo :

Logictrol : 78,00 - S4B : 70,00

Horizon : 70,00 - SLM : 70,00

Manches doubles pour proportionnel avec potentiomètre :

SLM : 70,00 - Horizon : 70,00

Manche simple 35,00

Supplément pour

manche 3 voies 39,00

Récepteur superhétérodyne

27 MHz av. ampli C.I. pour phonie ou télécomman., en kit 130,00

Récepteur super-réaction

27 MHz, en kit 59,00

Le même en 72 MHz 55,00

Émetteur Tout ou Rien

27 MHz 4 canaux pour bateau.

Complet en kit 135,00

Émetteur monocanal forte puissance pour ouverture de porte de garage ou autre, en kit avec boîtier, antenne 130,00

Récepteur monocanal,

en kit 85,00

Modules BF à filtres et relais.

Par canal 40,00

Petit ampli 2 W, en kit 60,00

Appareil de signalisation

pour automobiliste distrait 139,00

Voiture télécommandée

4 canaux simultanés.

Dune Buggy 260,00

Ferrari 300,00

PIÈCES DÉTACHÉES

Antenne télesc. 1,25 m 12,50

Avec embase 17,00

Antenne accordée

avec TOS ajustable 52,00

Relais Kaco 300 chms 1RT 16,00

2RT. 19,50

Quartz émission-réception 16,00

Filtre BF 12,00

Connecteurs subminiatures 2, 3, 4 et 5 broches... prix suivant contacts.

Boîtier gainé pour émetteur proportionnel avec embase d'antenne 38,00

MF 7 x 7. Le jeu de 3 15,00

Superkote, revêtement plastique (rouge, jaune, bleu, blanc, orange).

Le mètre 14,00

Petits vu-mètres 14,00 et 15,00

Résistances

1/2, 1/4, 1/8 W toutes valeurs.

Condensateurs céramiques, mylar et tana-

le, grosseur d'une tête d'allumette.

SelFs de choc sur ferrite, selFs moulés.

Percuss miniature 77,00

Support pour cette perceuse 35,00

Fer à souder SEM 30 W, 220 V

..... 27,50

Tout le matériel pour circuit imprimé

Bandes, pastilles, Dual-in-Line, résine,

grille au pas de 2,50, mylar, verre époxy,

tubes ultraviolets, selFs, supports, rou-

leaux de soudure et marqueurs.

NOUS FOURNISSEONS ÉGALEMENT

TOUS LES CIRCUITS IMPRIMÉS GR

ÉLECTRONIQUE

Dépositaire Tenco et World Engines

Documentation c. 4 F en timbres

Service après-vente RAPIDE

ET SÉRIEUX

REMISE SPÉCIALE POUR LES CLUBS

Expédition c. mandat, chèque à la commande, ou c.

remboursement (métrépole seulement), port en sus

7,50. Pour les KIT ULTRAVIOLET : 12 F. Pas d'envois

pour commande inférieure à 25 F.

RR - 11.07. — M. J.-C. Brabant, 62 Boulogne-sur-Mer.

Votre demande manque un peu de précisions techniques. Néanmoins, dans l'application bien particulière que vous envisagez, nous pensons que le compteur TFX1 (dont la description a débuté dans le n° 1392, page 107) pourrait convenir — ou le cas échéant, s'adapter — à l'utilisation que vous projetez.

RR - 11.08. — M. J.-C. Roux, 07-Le Teil.

1° Equivalence du transistor AC188 : AC153, AC117, AC188K.

2° Modulateur de lumière :

a) D'après vos explications, nous ne comprenons pas si les ampoules s'allument uniquement par la manœuvre du potentiomètre sans qu'il y ait nécessité d'une modulation par l'amplificateur BF. S'il en est bien ainsi, cela signifie que le triac correspondant est défectueux.

b) De plus, si le fait de relier ce modulateur de lumière à l'amplificateur BF provoque la destruction complète de l'étage final push-pull, cela est dû au transformateur de liaison, dit transformateur d'isolement, lequel dans votre cas ne doit justement rien isoler du tout... (claquage ou fuite importante entre primaire et secondaire, par exemple).

c) Si vous désirez le retour de votre « mode d'emploi » Tep-paz, veuillez nous faire parvenir une enveloppe timbrée à votre adresse complète.

RR - 11.09. — M. Henri Boulay, 83-La Valette.

Malgré toute notre meilleure volonté, il nous est absolument

impossible de vous guider à distance dans le dépannage de votre téléviseur « couleurs ».

Les quelques explications des symptômes observés contenues dans votre lettre ne suffisent pas. Il nous faudrait avoir la possibilité d'examiner votre appareil, y procéder à des mesures, et au moins en avoir le schéma.

Votre téléviseur étant encore sous garantie, pourquoi vouloir le bricoler vous-même ? Il serait beaucoup plus sage de le confier à votre vendeur.

RR - 11.10. — M. Michel Cofinier, 34-Palavas-les-Flôts.

1° Nous ne disposons d'aucun schéma correspondant à ce que vous recherchez.

2° Nous ne sommes, ni constructeur, ni revendeur de pièces détachées ; nous ne pouvons donc pas vous renseigner sur le prix de revient d'un lecteur de cassette nu (sans coffret, ni haut-parleur) livré par 50 ou par 100. Il faut vous mettre en rapport avec un constructeur.

Même réponse pour tous autres composants.

RR - 11.11. — M. Simon Miska, 62-Mazingarbe.

1° En ce qui concerne votre alimentation par accu, les valeurs variables de la tension que vous nous indiquez nous paraissent bien curieuses. En fait, qu'est-ce donc que cet accu qui délivre une tension variable entre 1,3 et 1,7 V ? Quel est son type ?

2° Quant à l'alimentation secteur, il suffirait de faire en sorte que la tension de sortie ne soit jamais inférieure à 1,4 ou 1,5 V, ceci en modifiant sans doute la valeur de quelques

résistances (il faudrait pouvoir examiner le schéma). Ensuite, à la sortie, vous pourriez monter une diode Zener (stabistor) type BZX75/C1V4, laquelle vous assurera une tension constante de sortie de 1,4 V.

3° Une solution similaire pourrait être envisagée pour l'accumulateur (résistance en série avec diode Zener en shunt). Mais il faut que la tension soit toujours supérieure à 1,4 V ; au-dessous, il n'y a évidemment plus de régulation possible.

4° Une solution beaucoup plus rationnelle que celle qui a été adoptée, consisterait à monter l'accumulateur en tampon en permanence à la sortie de l'alimentation secteur à redresseur basse tension. Lors d'une coupure de secteur, l'accumulateur est automatiquement sollicité et il fournit l'alimentation ; le relais inverseur disparaît et l'accu est en permanence chargé à maximum. Dans ce cas, on peut tout aussi bien maintenir un dispositif stabilisateur de tension à la sortie de l'accumulateur.

RR - 11.12. — M. Henri Boistel, 62-Bruay-en-Artois.

Les tensions indiquées sur votre schéma d'amplificateur BF nous paraissent très normales. Mais, nous croyons comprendre qu'il s'agit des tensions à obtenir... Alors, les obtenez-vous réellement ? Les avez-vous mesurées ? Une différence constatée pourrait vous guider vers l'étage susceptible d'être en défaut.

Vous ne nous dites rien du courant de repos de l'étage push-pull final. Nous pensons aussi à l'éventualité d'un mauvais raccordement dynamique entre les deux demi-étages de ce push-pull ; il conviendrait d'examiner ce que cela donne en sortie à l'oscilloscope.

A ce propos, l'examen systématique du fonctionnement, étage par étage, à l'oscilloscope, permettrait de trouver rapidement l'étage en cause, le siège du défaut, et donc le remède à apporter.

Essayez de réduire à 1 kΩ la résistance de contre-réaction (entre sortie et émetteur du 2N2925).

Le cas échéant, vous pourriez également soumettre votre montage au réalisateur-fournisseur (ACER).

RR - 11.13. — M. R. Lavandier, 56-Vannes.

Nous n'avons jamais décrit d'appareil pour la **galvanothérapie**, et nous ne disposons d'aucun schéma de ce genre.

RR - 11.14. — M. Carbonnière, 63-Champeix.

Vous pouvez réaliser des enregistrements téléphoniques en vous procurant un « capteur téléphonique » (petite bobine d'induction munie d'une ventouse que l'on colle sur le socle du téléphone). Le fil de liaison de ce capteur sera ensuite branché à l'entrée « microphone » de votre magnétophone.

RR - 11.15. — M. Varez, 59-Valenciennes.

Nous ne sommes pas parvenus à comprendre le sens de votre demande. Le schéma, hélas très incomplet, joint à votre lettre, ne nous permet pas d'y voir davantage clair...

Vous nous parlez de l'étage de sortie, et nous ne voyons que des prises d'entrées...

CONSOLE TRADELEC
FABRICATION FRANÇAISE



Console Mono Stéréo - 6 voies d'entrées mélangeables - 2 Généraux - (4 voies d'entrées Micro - 2 voies commutables - Lignes/Pick-up) - 7 réglages différents sur chaque voie - Dim. L 351x368mm - Poids 3 Kg.

2
nouveautés
tradelec

NOUVELLE ADRESSE
229, RUE VERCINGÉTORIX.
75014. PARIS.
TÉL : 533-00-40.

Documentation sur demande...

MODULES
AMPLIFICATEURS
SANKEN



Modules de puissance intégrés - à circuit hybride pour toutes applications Audio - et Servo-mécanismes
3 Modèles : 10W., 25W. et 50W.

De toute façon, vous pouvez très bien remplacer les prises actuelles de votre ampli-tuner par des prises DIN 5 diodes. Il n'y a aucun problème dans ce travail et il suffit de respecter le câblage existant.

Nous restons le cas échéant à votre disposition.

RR - 11.16. — M. Eddy Delaey, 59-Assevent.

1° **Circuits intégrés :**

SN72741 : Il s'agit d'un amplificateur opérationnel (correspondant au SFC2741 de Sescosem); peut également se remplacer par $\mu A741$, TBA221, TBA222, MC1741, etc.

Alimentation ± 15 V; V offset = 6 mV max.; I offset = 200 μA max.; I polar. = 500 μA max.; gain en tension en boucle ouverte = 100 000 (toutes valeurs pour 25 °C); compensation de température = intégrée.

SN72709 : Il s'agit également d'un amplificateur opérationnel (correspondant au SFC2709 de Sescosem); peut également se remplacer par $\mu A709$, TAA521, MC1709, etc.

Alimentation ± 9 à ± 15 V; V offset = 5 mV max.; I offset = 200 μA max.; I polar = 500 μA max.; gain en tension en boucle ouverte = 45 000 (toutes valeurs pour 25 °C); compensation de température = extérieure.

Nous n'avons pas d'autres renseignements concernant ces circuits intégrés.

2° En ce qui concerne votre seconde question, nous n'avons pas très bien saisi ce que vous désiriez faire; toutefois, nous pouvons vous préciser qu'un amplificateur opérationnel du type TCA230, par exemple, présente un produit « gain-bande passante » de 1 200 MHz jusqu'à 30 MHz.

3° **Transistor OC36 :** Type BF; germanium PNP; $V_{cb} = 80$ V; $V_{ce} = 60$ V; $I_c = 6$ A; $P_{tot} = 30$ W (toutes valeurs maximales). T max. = 90 °C; $h_{fe}(b) = 20$ à 65 pour $V_{ce} = 1$ V et $I_c = 1$ A à 1 kHz. Peut se remplacer par ASZ18, AUY22, 2N1073, 2N2870.

RR - 11.17. — M. Maurice Barres, 12-La Primaube.

Voici les adresses demandées : Geloso, 29, viale Brenta Milano, Italia.

Mandataire en France : Sonor-Import, 28 et 30, rue Mousset-Robert, 75012 Paris.

RR - 11.18. — M. Hubert Lee-mans, Bruxelles.

Nous n'avons trouvé aucun renseignement concernant le tube ITT5870. Vous pourriez consulter :

ITT, 1, avenue Louis-Pasteur, 92223 Bagneux.

RR - 11.19 - F. — M. Claude Le Moigne, 49-Angers.

Tube cathodique 5LP1 :

Ecran = 125 mm de diamètre; chauffage = 6,3 V 0,6 A; $V_{a3} = 2 000$ à 4 000 V; $V_{a2} = 1 000$ à 2 000 V; $V_{a1} = 250$ à 500 V; $V_{g1} = -30$ à -60 V. Sensibilités : $D_1 D_2 = 0,25$ à 0,49 mm/V; $D_3 D_4 = 0,28$ à 0,56 mm/V. Brochage, voir figure RR - 11.19.

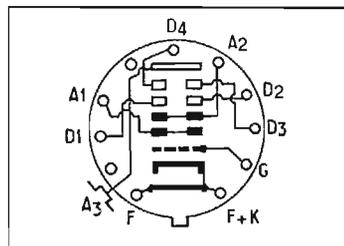


Fig. RR 11-19

RR - 11.20. — M. Patrice Tourtois, 59-Cambrai.

Nous avons trouvé aucun renseignement, caractéristiques ou correspondance) concernant le circuit intégré et les transistors japonais cités dans votre lettre.

Nous ne pouvons pas vous dire non plus où vous pourriez vous les procurer... Mais nous supposons qu'il s'agit de semi-conducteurs équipant un appareil quelconque (?); dans ce cas, le fournisseur de l'appareil devrait normalement en assurer la maintenance, notamment en ce qui concerne la fourniture des pièces détachées de dépannage.

RR - 11.21. — M. Philippe Musset, 74-Marnaz.

Nous ne savons pas s'il existe des microphones spéciaux pour accordéons. Nous pensons que vous faites allusion à ces types de microphones que l'on fixe directement sur les instruments de musique, quels qu'ils soient d'ailleurs. Dans ce cas, vous pourriez consulter, soit des revendeurs de microphones (radio-électriciens, sonorisateurs, etc.), soit des marchands d'instruments de musique, à Chambéry, Annecy, Grenoble ou Lyon.

RR - 11.22. — Un lecteur de la banlieue de Marseille (?)

1° Si le fusible de votre téléviseur saute dès la mise en service, il s'agit certainement d'un court-circuit franc dans l'alimentation. Il nous est cependant impossible de vous indiquer, à distance, l'élément en court-circuit; il nous faudrait pouvoir examiner l'appareil et y procéder à des mesures.

2° Puisque ce téléviseur est sous garantie, il vous suffirait de l'expédier au revendeur.

3° Si votre secteur électrique délivre une tension instable, il ne faut pas espérer pouvoir l'ajuster avec une résistance variable (ou un rhéostat); il faut vous munir d'un régulateur automatique de tension-secteur.

4° Le défaut d'image que vous aviez observé est caractéristique: il est dû à un mauvais réglage du bouton de fréquence « trame » (ou verticale, ou image, selon la dénomination).

RR - 11.23. — M. P. Decroix, 61-L'Aigle.

1° Nous vous demandons de bien vouloir vous reporter au montage de flash électronique décrit à la page 218 du n° 1351. Bien entendu, en ce qui vous concerne, vous ne réaliserez que la partie « alimentation » (à gauche du schéma) effectuant la charge du condensateur-flash, soit à partir d'une pile de 4,5 V, soit à partir du secteur. La résistance dont la valeur n'est pas indiquée est de 2,2 k Ω .

2° Dans l'établissement d'un circuit imprimé, les surfaces à protéger ou les connexions à effectuer sont recouvertes d'une

HIFI STEREO DISQUES

LA REVUE
DONT LES BANCS
D'ESSAI FONT
AUTORITÉ

4 F
CHAQUE MOIS

Lorsque vous vous adressez
à nos annonceurs
recommandez-vous
de notre revue
vous n'en serez que mieux servi

• ACHETER
• VENDRE
• ÉCHANGER

VOTRE MATÉRIEL
ÉLECTRO-ACOUSTIQUE
C'EST SI SIMPLE
EN PASSANT UNE
PETITE ANNONCE
DANS



SAP - 43, rue de Dunkerque
PARIS 10^e 285 04 46

« encre » spéciale isolante fournie dans les boîtes vendues dans le commerce de détail électronique, « encre » qui s'étale au pinceau pour les grandes surfaces ou au stylo pour le traçage des connexions. On peut aussi utiliser du vernis cellulosique incolore suffisamment fluide et séchant rapidement. Il faut, en effet, attendre un temps de séchage suffisant avant de plonger la plaque dans le bain de perchlorure de fer.

RR - 11.24 F. — M. Raymond Diefenthal, 94 - Fontenay - sous - Bois.

1° La valeur en ohms indiquée pour certaines antennes correspond à l'impédance centrale de l'antenne considérée, impédance qui détermine celle du câble de liaison au récepteur et qui doit aussi correspondre à l'impédance d'entrée dudit récepteur.

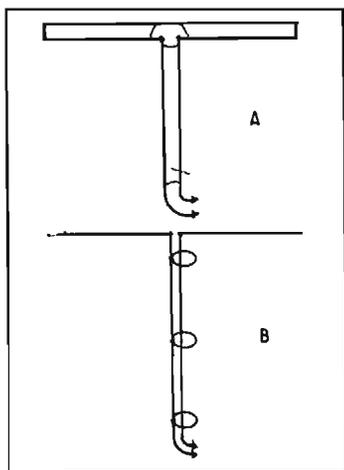


Fig. RR 11-24

2° Une antenne intérieure FM convenant à une impédance de 240 à 300 Ω peut être réalisée entièrement en ruban bifilaire dit « twin lead » de type 300 Ω selon le dessin de la figure RR - 11.24 A. La longueur de la partie horizontale doit être de 1,30 m (longueur corrigée tenant compte des caractéristiques du « twin lead »). La section du « twin lead » allant de la partie centrale de l'antenne à l'entrée du récepteur peut être d'une longueur quelconque.

3° Une antenne intérieure FM convenant à une impédance de 75 Ω comporte simplement deux fils tendus horizontalement (longueur totale = 1,52 m) ; la coupe centrale est reliée à un câble coaxial de type 75 Ω de longueur quelconque (voir figure RR - 11.24 B).

4° On peut ramener à 75 Ω l'impédance d'entrée d'un récepteur FM prévu pour 240/300 Ω en divisant par deux le nombre de tours de la bobine d'entrée de couplage d'antenne.

RR - 11.25. — M. Jean-Pierre Bulteau, 92-Colombes cherche à acheter un récepteur de radio de grande classe datant de 1938-39.

Parmi nos relations, nous ne connaissons personne possédant un récepteur de radio à lampes, modèle de « luxe », à présélection de stations, datant de 1938-1939, et voulant s'en dessaisir.

A la vérité, nous ne pensons pas que beaucoup de récepteurs de radio de cette époque soient encore en service... Il y en a peut-être dans les greniers, mais alors dans quel état ?

Le cas échéant, nous demandons à nos lecteurs de se mettre en rapport avec notre correspondant à l'adresse suivante : 20, rue de la Paix, 92700 Colombes.

RR - 11.26 F. — M. G. Cellier, 49-Trécaze.

SN7420 : circuit intégré TTL ; double opérateur ET - NON à quatre entrées. Caractéristiques : $V_{in}(1) = 2 V_{min}$; $V_{in}(0) = 0,8 V_{max}$; $V_{out}(1) = 3,3 V_{typ}$; $V_{out}(0) = 0,22 V_{typ}$; $I_{in}(0) = -1,6 mA_{max}$; $I_{in}(1) = 40 \mu A$ à 1 mA ; délai de propagation = 15 ns ; $V_{cc} = 5 V$; $T = 25^\circ C$. Brochage, voir figure RR - 11.26.

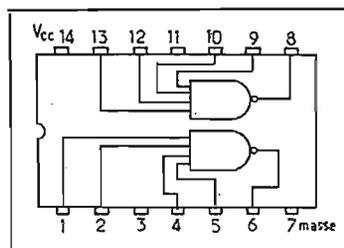


Fig. RR 11-26

RR - 11.27. — M. Carlos Da Cruz, Bruxelles.

Variateur de vitesse décrit dans le n° 1319 (« Radio-Pratique » à la page 21).

1° La résistance R_2 a une valeur de 10 k Ω .

2° Nous n'avons pas les correspondances des semi-conducteurs préconisés par la marque Siemens.

3° En France : Sescosem, 101, boulevard Murat, 75016 Paris.

Mandataire R.C.A. : Radio Equipements Antarès, 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret.

RR - 11.28 — M. Michel Vandomme, 62-Lens.

Horloge digitale « Haut-Parleur » n° 1370, page 196.

1° Les branchements sur le brochage du LM305 sont indiqués sur la figure 14.

2° La base du transistor ASY29 est reliée à l'extrémité de droite de la résistance de 100 k Ω — figure 15 — enroulement 60 V ; en ce point, vous avez bien une composante à 50 Hz pour la commande du transistor.

RR - 11.29. — M. André Georgel, 94-Vincennes.

Personnellement, nous ne comprenons pas le sens de vos questions au sujet de l'horloge digitale décrite dans le n° 1370. Nous vous prions de bien vouloir écrire à l'auteur, à l'adresse de la revue, qui transmettra.

RR - 11.30. — M. Jean Pedrocchi, 76-Le Havre.

Nous avons décrit un ensemble tachymètre (compte-tours) et avertisseur de dépassement de vitesse dans notre n° 1271 (page 72) auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

RR - 11.31. — M. André Gorrlier, 69-Caluire nous demande les correspondances françaises de divers types de circuits intégrés d'origine japonaise.

Nous sommes désolés de ne pouvoir vous renseigner, mais jusqu'à présent il nous a été impossible de nous procurer des documentations concernant les correspondances européennes des circuits intégrés japonais.

Il est donc inutile, jusqu'à nouvel avis, de nous poser des questions de cet ordre puisque nous ne pouvons y répondre. Cette remarque est évidemment valable pour tous nos lecteurs.

RR - 11.32. — M. Angelo Pirro, 12, Le Parc, 78540 Verneuillet.

Suite à la réponse RR - 5.03 publiée dans le n° 1420, notre correspondant nous fait savoir qu'il dispose de lampes anciennes, transcontinentales, américaines, rimlock, etc., qu'il tient à la disposition des lecteurs intéressés. Ecrire directement à l'adresse ci-dessus indiquée, ou prendre contact par téléphone au 965-84-36.

RR - 11.33. — M. Pierre Corrier, La Hulpe (Belgique).

Le montage d'indicateur de niveau BF publié dans le n° 1420, page 281, n'est absolument pas modifiable comme vous l'entendez.

Toutefois, si vous nous aviez exposé complètement votre problème, c'est-à-dire le but que vous vous proposez d'atteindre, nous aurions peut-être pu vous guider, vous conseiller un montage ou vous étudier un schéma... Le cas échéant, nous restons à votre disposition.

RR - 11.34. — M. J.R. Le Holleroy, 22-Lannion.

Nous vous avons répondu directement et notre réponse nous a été retournée avec la mention « n'habite pas à l'adresse indiquée ».

Voici donc l'essentiel de cette réponse :

1° Nous n'avons pas connaissance de caméras pour TV, vendues en kit. Si la construction pourrait être, à la rigueur, du domaine de l'amateur averti, c'est la mise au point du montage qui risque de devenir un « problème » pour lui... En outre, de telles réalisations ne font pas partie de celles entraînant à des dépenses peu élevées...

2° a) Vous ne nous dites pas le type de modulation qui sera appliquée à votre oscillateur 435 MHz (AM ou FM) par le signal de quelques dizaines de kHz à 6 MHz.

b) Il ne saurait être question d'obtenir 1 W UHF sur 435 MHz avec un transistor BFY90 dont la puissance totale dissipable au collecteur maximale est de seulement 200 mW.

RR - 11.35 - M. Cl. Tonnellier, Saint-Julien (10) désire le schéma d'un adaptateur d'impédance.

Nous voulons bien vous établir le schéma d'un adaptateur d'impédance, comme vous le souhaitez, et avec un étage à transistor. Mais, pour cela, il faudrait nous indiquer la tension d'alimentation disponible sur votre amplificateur et la polarité de cette alimentation (+) ou (-) à la masse.

Toutefois, dans votre cas, nous ne sommes pas persuadés que ce soit là la seule solution. Il serait préférable que vous nous soumettiez le schéma complet avec valeurs de l'étage d'entrée « pick-up » actuel.

RR - 11.36 - M. H. Pilet, Vaulion (Suisse).

Le montage réducteur de vitesse dont vous nous soumettez le schéma, comporte notamment un thyristor, organe qui redresse le courant alternatif en ne laissant passer qu'une alternance. Il est donc tout à fait normal qu'un tel montage ne convienne qu'à des moteurs dits « universels », c'est-à-dire des moteurs fonctionnant indifféremment sur courant alternatif ou sur courant continu.

Dans le cas d'un moteur uniquement par courant alternatif, il faut employer un réducteur de vitesse à triac, organe fonctionnant sur le même principe que le thyristor mais laissant passer les deux alternances, donc n'effectuant pas de redressement.

De nombreux montages réducteurs de vitesse à triac ont déjà été publiés dans notre revue auxquels vous pourriez vous reporter.

RR - 11.37 - M. Philippe Lavagne, Marseille (13).

Dans les haut-parleurs à votre disposition et cités dans votre let-

tre, nous en voyons de 15 Ω , de 8 Ω et de 4 Ω ...

Comme nous l'avons déjà dit à plusieurs reprises dans cette rubrique, pour qu'un filtre pour haut-parleurs fonctionne convenablement, il importe que tous les haut-parleurs constituant le groupement de l'enceinte présentent la même impédance de bobine mobile. Ce qui est donc loin d'être le cas présentement.

En conséquence, avant d'aller plus avant, il convient de revoir votre choix de haut-parleurs.

RR - 11.38 - M. Alfred Krantz, Pau (64).

1°) Votre seconde lettre n'est pas plus explicite que la première. Nous vous avons demandé des précisions qui nous sont nécessaires, et vous ne nous avez pas répondu sur ces points. Nous les reformulons de nouveau, en d'autres termes.

Il existe probablement une possibilité d'amplifier les faibles courants dont vous nous entretenez, afin qu'ils actionnent un électroaimant plus important. Mais quels sont ces faibles courants : intensité, tension, forme? Quant au courant à obtenir, l'intensité devrait être de 1 ampère... mais sous quelle tension?

2°) Nous n'avons pas de schéma d'électrocardiogramme transistorisé. Cela sort d'ailleurs nettement du cadre de cette rubrique.

RR - 11.39 - M. Jean Vivies, Péguilhan (31).

1°) Il est extrêmement difficile, pour ne pas dire impossible, d'obtenir une tension sinusoïdale à l'aide d'un simple oscillateur RC et à un seul transistor. Pour obtenir une sinusoïde digne du nom, il

faut faire appel à des montages plus complexes.

2°) Pour transformer du courant continu en courant alternatif destiné à une alimentation quelconque, il est rarement nécessaire que ce courant alternatif soit rigoureusement sinusoïdal. C'est la raison pour laquelle on peut se permettre d'utiliser un oscillateur simple, quelconque, et pas forcément sinusoïdal.

RR - 11.40 - M. Michel Collin, Romorantin (41).

Le modulateur de lumière dont le schéma est joint à votre lettre, peut fonctionner sur de faibles puissances BF, à condition de réduire au minimum la résistance réglable bobinée de 20 Ω en série dans le primaire du transformateur et de pousser au maximum les deux potentiomètres de 5 k Ω sur les secondaires. Mais encore, tout dépend de ce que vous appelez « faibles puissances »...

Avec votre montage, le maximum de sensibilité de déclenchement est obtenu comme nous venons de vous l'indiquer. Pour accroître cette sensibilité, il faudrait utiliser un transformateur ayant un rapport élévateur plus important et dont les secondaires seraient connectés sur des potentiomètres de plus grande valeur également.

RR - 11.41 - M. Christian Souché, Saint-Didier au Mont-d'Or (69).

Nous ne pouvons pas vous dire si la Société d'Électromécanisme dont vous nous entretenez, existe toujours. Deux solutions s'offrent à vous :

a) - Puisque vous en avez l'adresse, vous essayez d'écrire à ladite adresse.

b) - Vous pouvez aussi consulter le Bottin (mairies, PTT, etc.).

RR - 11.42 - M. Guy Forget, Barbezieux (16).

Nous ne possédons pas la documentation technique, ni le schéma du récepteur type MF 764 NAG, et nous regrettons de ne pouvoir vous être agréable.

RR - 11.43-F - M. Jean-Yves Lerol, Paris (75014).

Le brochage du tube indicateur cathodique double type EMM 801 que vous nous demandez, est représenté sur la figure RR-11.43.

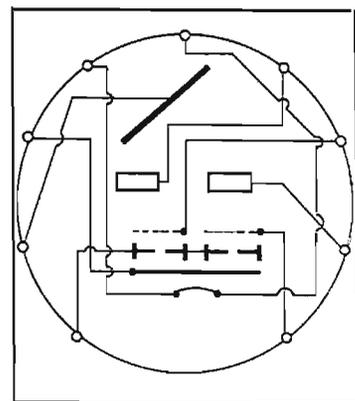


Fig. RR 11-43

RR - 11.44 - M. Marc Guillot, Roumaucourt (62).

Nous ne possédons aucune documentation se rapportant à l'équivalence approchée ou à la correspondance des transistors russes. Nous ne pouvons donc pas vous renseigner.



AKAI *champion incontesté*
de la vidéo et de la hi-fi
AUDITORIUM HI-FI MAISON FONDÉE EN 1912

11-13, cours Lieutaud - MARSEILLE

Téléphone : 47.53.60 - 47.54.07 - 48.51.16

STOCK PERMANENT POUR TOUS NOS MODÈLES

Mêmes prix qu'à Paris - Livraison gratuite dans toute la région de Marseille

RR - 11.45 - M. Pierre Blaszyk, Cisy (62).

Parmi nos documentations, nous n'avons trouvé nulle trace d'un circuit intégré comportant 40 connexions et immatriculé : A/MI 7239 K - JG 1236-0574.

RR - 11.46. - M. Bouichet, Pont-Saint-Martin (44).

Un gradateur triphasé est essentiellement composé de trois gradateurs monophasés... les trois commandes étant jumelées.

Tous les schémas de gradateurs à triacs se ressemblent; il suffit d'utiliser le type de triac convenant à la tension et à l'intensité à commander.

En tenant compte de ces critères et du fonctionnement permanent envisagé, nous vous suggérons des triacs du type BTW 34/1000 M (de la R.T.C.).

Bien qu'électroniquement restant toujours simple, un tel montage est d'un prix de revient assez élevé du fait des composants nécessaires et assez encombrant par ses refroidisseurs. Sur ces derniers points, nous ne savons pas si une telle réalisation serait à votre convenance.

RR - 11.47. - A l'attention de M. A. Brunel de Thionville, M. Jean Marchal, Saint-Louis (68), nous communiquons les caractéristiques du transistor DELCO type DTS 413. Nous l'en remercions vivement et voici ces caractéristiques :

$I_c \text{ max} = 2 \text{ A}$. $V_{ce0} = 325 \text{ V}$ à $I_c = 0,1 \text{ A}$. $h_{fe} = 20/80$ à $I_c = 0,5 \text{ A}$. $V_{be0} = 5 \text{ V}$ à $I_{be0} = 5 \text{ mA}$. $V_{be} = 1,5 \text{ V}$. $V_{cex} = 400 \text{ V}$ à $I_c = 0,5 \text{ A}$ (125°C). $V_{ce}(\text{sat}) = 0,8 \text{ V}$ à $I_c = 0,5 \text{ A}$. $F_t = 4 \text{ MHz}$ min. Résistance thermique = 1°C/W .

RR - 11.48. - M. François Battmann, Masevaux (68).

1°) Nous pensons, en effet, qu'un ou plusieurs stroboscopes pourraient simuler, sur une scène, les éclairs d'un orage. Les vendeurs spécialisés dans ces genres d'éclairage et d'appareils pourront certainement vous renseigner et guider votre choix.

2°) Au sujet de votre question sur le clignotant de rampe d'éclairage, son action doit évidemment intervenir dans l'un des fils d'alimentation de la rampe. Mais le

principe, le schéma, de ce clignotant dépend de ce que vous souhaitez obtenir et de la puissance à commander (tension et intensité de la rampe).

RR - 11.49. - M. Daniel Hoseph, Paris (75005).

1°) Nous ne voyons pas de solution valable et rationnelle pour espérer faire fonctionner correctement sur 50 Hz une pendulette prévue pour 60 Hz.

- Ou bien, il faudrait remplacer le moteur synchrone et monter un modèle pour notre secteur à 50 Hz;

- Ou bien, il faudrait changer le train de pignons démultiplicateurs...

2°) Nous ne pouvons pas vous dire à distance d'où provient le claquement qui se fait entendre dans l'amplificateur de guitare lorsque vous touchez la guitare. De telles indications sont très nettement insuffisantes pour pouvoir formuler un diagnostic, même approximatif.

RR - 11.50. - M. Patrice Bourgeois, Belfort (90).

Nous avons examiné le schéma de votre amplificateur BF :

1°) Vous pouvez intercaler votre système de correction « graves - aiguës » entre les points A et B comme vous le supposiez. C'est à dessein que nous employons l'expression « système de correction » et non pas « filtres passe-haut et passe-bas ». En effet, dans un véritable filtre, on obtient une atténuation rapide au-delà de la fréquence de coupure pour laquelle il a été calculé. Mais un filtre est beaucoup plus complexe et ne comporte pas simplement un ou deux condensateurs en shunt ou en série, lesquels ne peuvent provoquer qu'une lente et progressive atténuation étalée dans le registre sonore (et non pas précisément à partir d'une fréquence donnée).

2°) Une meilleure efficacité de la « balance » pourrait être obtenue en réduisant la valeur des résistances de 100Ω et en augmentant celle du potentiomètre de 220Ω ; ou bien, en utilisant un autre montage.

3°) Pour monter une correction physiologique, il faudrait, par exemple, changer les potentiomètres de volume, et monter des potentiomètres à prise auxiliaire permettant la connexion des éléments RC nécessaires.

RR - 11.51. - M. Guérin, Saint-Brieuc (22).

Nous supposons (mais nous n'en sommes pas certains) que vous faites allusion à la description qui a été publiée à la page 46 de notre Numéro 1100, auquel vous pourriez vous reporter pour vérification.

RR - 11.52. - M. Claude Tisserant, Borly (74).

Pour alimenter votre petit magnétophone portatif 6 V à partir de l'accumulateur 12 V de votre voiture, il n'est pas nécessaire de passer par le système compliqué que vous envisagez. Deux solutions sont possibles :

1°) Prévoir une résistance chutrice de tension (en série) et stabiliser la tension de sortie à 6 V par une diode Zener en shunt (type BZY 96/C6V2 de R.T.C. par exemple). La valeur de la résistance doit tenir compte de la consommation de l'appareil (que nous ignorons) et de l'intensité interne de la diode Zener que l'on peut estimer aux environs de 100 mA.

Néanmoins, si de fortes variations d'intensité consommée se produisent, un tel montage simple ne donne pas toujours satisfaction (manque de stabilité de tension). On peut alors faire appel au montage suivant.

2°) Utilisation d'un montage réducteur et stabilisateur de tension à diode Zener et transistor, montage restant cependant simple, tel celui que nous avons décrit à la page 225 du Numéro 1351 (réponse RR-2.25-F).

RR - 11.53. - M. José Algaba, Issy-les-Moulineaux (92) nous demande conseil pour la « réunion » de deux amplificateurs BF, l'un à la suite de l'autre.

Par des calculs très simples, nous trouvons que $1,5 \text{ W}$ sur 6Ω , cela fait une tension BF de 3 V . Nous trouvons aussi que, suite à l'élévation d'impédance $6 \Omega / 10 \text{ k} \Omega$ par le transformateur (qui correspond à un rapport de transformation de l'ordre de 40), vous disposeriez d'une tension BF de $3 \times 40 = 120 \text{ V}$...

Or, il vous faut seulement $0,8 \text{ V}$ (800 mV) à l'entrée du second amplificateur. D'où, nécessité de résistances, diviseurs, atténuateurs, etc. Ce qui n'est guère pensable.

En bref, nous vous déconseillons totalement de donner suite à votre projet qui ne vous apporterait que des résultats décevants. D'ailleurs, nous n'avons pas du tout compris « pourquoi » vous aimeriez réunir ces deux amplificateurs en série?

RR - 11.54. - M. Éric Verre, Épinay (93).

En ce qui concerne votre magnétophone (K 7) d'origine japonaise, nous ignorons malheureusement l'importance de l'atténuation extérieure à apporter dans le cas d'un enregistrement autre qu'à partir du microphone (c'est-à-dire à partir d'un pick-up ou d'un récepteur de radio).

Étant donné que votre appareil ne comporte qu'une seule entrée (prévue pour microphone), il est certain qu'une atténuation soit nécessaire, le niveau BF d'un pick-up ou d'un poste de radio étant supérieur à celui d'un microphone. Entre parenthèses, nous pensons même que l'atténuation nécessaire ne doit pas être non plus la même, selon qu'il s'agit d'un pick-up ou d'un récepteur de radio...

De toutes façons, vous pourriez en faire les essais en intercalant un simple potentiomètre de l'ordre de 10 à $20 \text{ k} \Omega$ par exemple, entre le cordon blindé de liaison et l'entrée du magnétophone; puis, vous recherchez le réglage optimum de ce potentiomètre. Ensuite, vous pouvez, soit conserver le potentiomètre tel quel, soit le remplacer par deux résistances fixes de valeurs correspondantes.

RR - 11.55. - M. Patrick Le Mounier, S.P. 69243 / A.

Nous voulons bien vous établir le schéma d'un adaptateur d'impédance pour les entrées stéréophoniques de votre magnétophone. Néanmoins, il faut nous préciser les points suivants :

a) tension moyenne BF délivrée par les microphones et leur impédance;

b) tension moyenne BF nécessaire aux entrées du magnétophone et impédance de ces entrées;

c) tension d'alimentation et polarité (+) ou (-) à la masse.

RR - 11.56. - M. Jean Sévilla, Bruges (33).

1°) Le transistor S 33 - 205 ne figure pas dans nos documentations.

2°) La diode BA 181 peut se remplacer par la diode BA 100 (de la R.T.C.).

3°) Le transistor 2 N 633 correspond au type AC 128; le transistor AC 151 correspond au type AC 126.

RR - 11.57. - A l'intention de M. Bernard Chapel qui nous en avait fait la demande, M. Jean Walter, Dombasle (54), a bien voulu nous communiquer les caractéristiques du circuit intégré BHA-0002 fabriqué par Bendix... pensant qu'il s'agit bien de ce type. Nous l'en remercions vivement.

Il s'agit d'un amplificateur BF de 15 W présentant les caractéristiques essentielles suivantes :

Tension d'alimentation max. = 40 V. Intensité d'alimentation max. = 1,2 A. Température de fonctionnement = -30 à +100 °C.

Caractéristiques électriques pour tension d'alimentation de 30 V et température inférieure ou égale à 50 °C :

Gain (P = 15 W à F = 1 kHz) : min. 55 dB; typ. 60 dB.

Tension d'entrée : typ. = 0,35 V; max. = 0,5 V (eff.).

Réponse (à -2 dB) = 25 Hz à 20 kHz.

Rendement = 60 %. Distorsion = 1 %.

Impédance d'entrée = 18 k Ω. Niveau de bruit = -70 dB.

Tous renseignements complémentaires, y compris schémas d'applications, disponibles chez :

EGET - 10, avenue des Familles, Joinville-le-Pont (94340).

Il est intéressant de signaler que dans la même série, existent les circuits BHA - 0001 (2 W) et BHA - 0004 (5 W).

RR - 11.58. - M. A. N..., Bénodet (29).

Convertisseur continu/alternatif 1 kW 50 Hz, page 166, du Numéro 1291.

1°) Nous comprenons mal vos questions concernant la fabrication des transformateurs, étant donné que tous les renseignements souhaités sont indiqués dans le texte : marque et type des noyaux magnétiques à employer, nombres de tours, modes d'enroulement et sens (avec entrées et sorties repérées), diamètre des fils, etc.

2°) La précision de la fréquence du courant de sortie est fonction de l'ajustage de la fréquence du multivibrateur pilote, et à long terme, du soin apporté à la réalisation de ce multivibrateur.

Une première mise au point est évidemment nécessaire.

3°) Les transistors sont de la R.T.C. - Dans votre région il convient de vous adresser à : Comptoir Électro-Industriel du Maine, 60, rue Sagebien, Le Mans (72).

4°) S'il ne s'agit vraiment que d'alimenter un magnétophone, il n'est pas nécessaire de construire un convertisseur de 1 kW...

RR - 11.60. - M. Jean-Pierre Bonnefoy, Orange (84).

1°) Le récepteur de radiocommande monocanal faisant l'objet de la figure 3, page 19, Radio-Pratique n° 1310, peut convenir pour être utilisé avec l'émetteur décrit à la page 28 de Radio-Pratique n° 1306.

2°) En ce qui concerne le petit appareil de mesure d'éclairage que vous avez construit, il nous est difficile de juger uniquement d'après le schéma joint à votre lettre, sans pouvoir procéder à des mesures.

Vous ne nous dites pas si l'inversion des polarités sur les entrées de l'amplificateur opérationnel est effective quel que soit le réglage du potentiomètre de 50 k Ω. Dans un tel cas, il devrait suffire de permuter les entrées de l'amplificateur.

Si l'inversion ne se produit que pour un certain réglage du potentiomètre, cela peut être normal... tant que la valeur de l'inversion reste minime. Le cas échéant, vous pourriez alors réduire la variation possible de la résistance par le potentiomètre en utilisant un potentiomètre de plus faible valeur associé à une résistance de garde connectée en série.

RR - 11.61. - M. Christian Troadec, Toulouse (31).

1°) En ce qui concerne les modulateurs de lumière, quels qu'ils soient, et dans le cas d'un amplificateur stéréophonique BF, il est bien évident qu'il ne faut pas utiliser un seul modulateur de lumière réunissant les deux canaux; l'effet stéréophonique disparaîtrait... Il faut obligatoirement employer deux modulateurs de lumière, un sur chaque canal.

2°) Vous n'avez pas compris la question des impédances dans le cas des transformateurs BF. Il s'agit essentiellement de la détermination du rapport de transformation entre les enroulements :

$$k = \frac{N_1}{N_2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

Ce qui ne veut absolument

pas dire (par exemple) que l'enroulement N1 considéré seul présente une impédance égale à Z1.

3°) Le déparasitage des triacs a été examiné dans nos Numéros 1334 (page 232) et 1338 (page 232), numéros que nous pouvons vous fournir le cas échéant.

4°) Le transformateur TRS 105 est normalement un « driver » qui ne présente qu'un rapport de transformation de 1 (exactement 2/1 + 1 pour tenir compte de la disposition des enroulements). Mais le type TRS 57, par exemple (driver également) présente un rapport de 0,25/1, soit 4 si on l'utilise dans le sens élévateur.

Si l'on examine divers modèles de transformateurs de sortie, on voit que de très nombreux types peuvent présenter des rapports éleveurs encore plus élevés.

5°) L'alimentation stabilisée REDELEC 779 décrite dans le numéro 1379 est une réalisation commerciale sur laquelle nous n'avons pas d'autres renseignements outre ce qui nous a été communiqué et publié.

RR - 11.62. - M. Gabriel Paumier, Villeurbanne (69).

Si l'on compare les déclencheurs par le son décrits dans le numéro 1405 (page 252) et dans le numéro 1412 (page 24), nous pensons pouvoir dire que le second est plus sensible et assure un déclenchement plus franc. Toutefois, d'après vos explications, nous avons bien cru comprendre que vous faites une mauvaise utilisation du dispositif sur votre magnétophone... Voici comment vous devez procéder :

a) La section électronique du magnétophone doit être en permanence sous tension, ainsi que le déclencheur évidemment.

b) L'entrée du déclencheur est à connecter en dérivation sur l'un des étages d'amplification du magnétophone (et pas obligatoirement sur l'entrée). Cela peut être sur la sortie du premier étage préamplificateur ou sur celle du second étage, suivant la sensibilité requise.

c) Le relais doit commander uniquement l'application du courant sur le moteur (c'est-à-dire pour la commande du défilement de la bande).

RR - 11.63. - M. Guy Mercier, Allemans-du-Dropt (47).

1°) En ce qui concerne la commutation de vos haut-parleurs, ce que vous désirez faire est extrêmement simple à réaliser. Sur

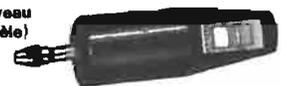
chaque sortie, vous avez deux fils, mais l'un de ces fils est la masse. Vous n'avez donc pas à commuter cette masse, mais uniquement l'autre fil; tous les fils de masse seront reliés ensemble en permanence. Il vous suffit donc d'employer deux inverseurs bipolaires à bascule (genre tumble ou autre), un sur chaque sortie. Le pôle dit « commun » d'un inverseur est relié au fil de sortie de l'amplificateur; les deux autres pôles de l'inverseur aboutissent respectivement à chaque groupe de haut-parleurs. Le branchement est évidemment le même pour l'autre sortie et les deux autres groupes de haut-parleurs.

2°) Pour le montage conseillé dans la réponse RR-6.06-F, page 316, du Numéro 1420, nous ne pensons pas que vous puissiez trouver un bobinage tout prêt, conforme aux caractéristiques indiquées, parmi les matériels de récupération (ou de « surplus »). Mais ce bobinage est tout de même très facile à faire soi-même sur un petit circuit magnétique en tôle empilées (feuilles en E et I) récupéré sur une bobine de filtrage ou un ancien transformateur de sortie pour haut-parleur.

POUR LES MODÉLISTES

PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION

(nouveau modèle)



indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, MÉTAUX, 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 80,00) **77,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. Prix (franco 124,00) **121,00**

Facultatif pour ces deux modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) **35,00**
Flexible avec mandrin **31,00**

Notice contre enveloppe timbrée

LES CAHIERS de RADIO-MODÉLISME Construction par l'image de A à Z (36 pages) :

D'un avion radiocommandé **10 F**

D'un bateau radiocommandé **10 F**

INITIATION A LA RADIO-COMMANDE **10 F**

L'électricité au service du modélisme (à nouveau disponible) Tome 1 (fco 17) **14 F**

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 MODÈLE RÉDUIT (Train - Avion - Bateau - Auto - R/C) Toutes les fournitures : bois, tubes, colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

Catalogue contre 3 F en timbres

RENDEZ-NOUS VISITE CONSULTEZ-NOUS Le meilleur accueil vous sera réservé !

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS C.C.P. LA SOURCE 31.656.95

En plein centre de Paris, face à « France-Soir » M^e Sentier et Réaumur-Sébastopol

Tél. : 236-70-37 et 231-31-03

Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h

générateur RY

LORS de la mise au point d'un ensemble téléimprimeur, il est nécessaire de s'assurer que la vitesse de fonctionnement est identique à celle du signal à recevoir et conforme aux normes en vigueur.

Les signaux utilisés pour ce genre de vérification sont ceux des lettres R et Y qui par la répartition des mark et des spaces se sont révélés les mieux adaptés à ce genre d'essai. Ceci explique que les stations, lors d'une mise au point envoient une suite de RY assez longue pour vérifier que tout est en ordre.

Nous avons donc réalisé un appareil permettant de générer une suite ininterrompue de R et de Y, la vitesse normale de la machine étant celle qui correspond à une impression correcte de ces deux caractères sur le papier. Si les deux vitesses, générateur et machine différent, il sera frappé sur la papier des caractères différents, puisque la synchronisation émetteur/récepteur n'existera pas. Il faut alors modifier légèrement la position de la masselotte située dans le volant du moteur pour parvenir au synchronisme (ou sensiblement).

Il existait déjà ce genre d'appareils qui, avec l'apparition des circuits intégrés logiques, se sont considérablement simplifiés, et nous avons pour notre part essayé de trouver « autre chose » de sim-

ple à réaliser, sans chercher spécialement à diminuer le nombre de circuits intégrés.

Ceux utilisés dans notre réalisation sont de la famille DTL (diode, transistor, logic) et nous en possédions, mais la plupart d'entre eux pourront être remplacés par des équivalents dans la très populaire famille TTL.

En dehors des circuits intégrés cet appareil n'utilise que trois résistances, un potentiomètre, un condensateur et huit diodes de commutation genre 1N914.

Nous avons prévu de l'utiliser avec le convertisseur RTTY ST6 évitant de prévoir une alimentation haute tension particulière pour la commande de l'électroaimant du téléimprimeur.

Néanmoins, afin de le rendre totalement indépendant, on pourra équiper l'appareil d'une telle alimentation et dans ce cas il faudra ajouter le transistor de commande MJE340 qui est déjà monté normalement dans le ST6.

Voyons maintenant comment fonctionne cet ensemble.

Le point de départ est une horloge réalisée simplement à l'aide d'un circuit NE555 (voir numéro antérieur du haut-parleur) et des composants annexes nécessaires. Les signaux d'horloge sont appliqués à un diviseur par 16 MC839P qui est utilisé pour nous fournir dans le cas présent 16 informations différentes que nous

pourrons utiliser pour recomposer les lettres R et Y.

Il est nécessaire en effet pour chaque lettre de disposer de 7 informations différentes qui sont, pour mémoire, l'impulsion « start », les cinq impulsions caractéristiques et l'impulsion « stop », ce qui nous amène à décomposer un minimum de 14 informations. Le diviseur par 12, classique (SN7492) ne peut être utilisé et à notre connaissance il n'existe pas de diviseur par 14; nous avons donc dû reporter notre choix sur ce diviseur par 16 que commercialise la société Motorola en logique DTL sous forme d'un boîtier DIL à 14 broches.

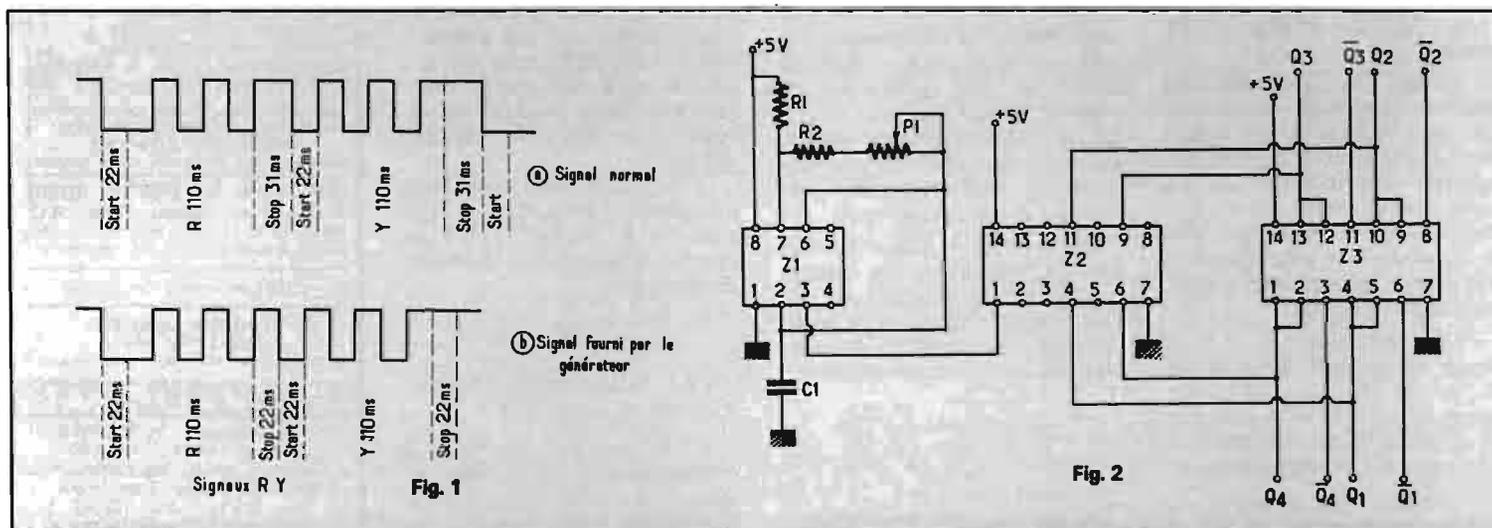
Toutefois on ne dispose que d'une sortie unique sur chaque bascule et pour réaliser un décodage simple nous avons prévu un circuit inverseur sur chacune d'elle ce qui permet de disposer de la sortie Q et de son inverse \bar{Q} . Il existe des circuits intégrés à 4 et 6 inverseurs, mais pour des raisons de disponibilité nous avons choisi un circuit à 4 portes NAND à deux entrées du type MC846P en logique DTL, qui doit pouvoir être remplacé par le SN7400 en logique TTL. En reliant les deux entrées on réalise en effet un circuit inverse.

Ensuite il faut décoder les informations recueillies sur les sorties Q et \bar{Q} , nous avons choisi toujours pour des raisons de disponibilité

des portes NAND à quatre entrées (il faut en effet comparer en même temps l'état des quatre sorties du diviseur par 16) du type MC830P que l'on doit pouvoir remplacer par des SN7420. Les états 0 en sortie de ces portes correspondent au space du signal et il faut bloquer le transistor de commande pour l'une ou l'autre des sorties à 0, il s'agit d'une fonction OU réalisée ici avec les diodes D_1 à D_4 . Ainsi donc, nous avons en sortie une succession d'impulsions positives qui correspondent à celles des deux lettres R et Y, la seule différence avec un signal normal est la suivante; l'impulsion stop est de même durée que les autres (22 ms) alors qu'elle devrait avoir une durée de 31 ms. Ceci n'altère pas le fonctionnement du téléimprimeur et comme les modifications à apporter pour obtenir une impulsion stop de 31 ms sont par trop importantes nous avons préféré en rester à ce stade. Le diagramme des temps permettra de comprendre plus facilement le fonctionnement de cet appareil.

Pour la mise en œuvre de l'appareil, il faut, après s'être assuré que l'horloge fournit des signaux carrés, régler la période de ces signaux à 22 ms, à l'aide d'un oscilloscope correctement étalonné ou mieux encore d'un fréquencemètre/périodemètre.

Ensuite connecter l'appareil soit directement aux bornes de l'élec-



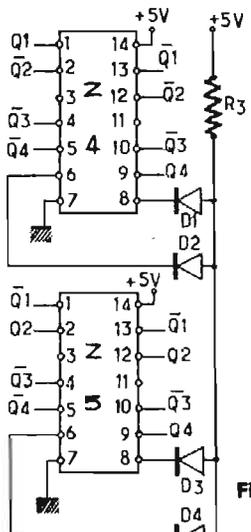


Fig. 3

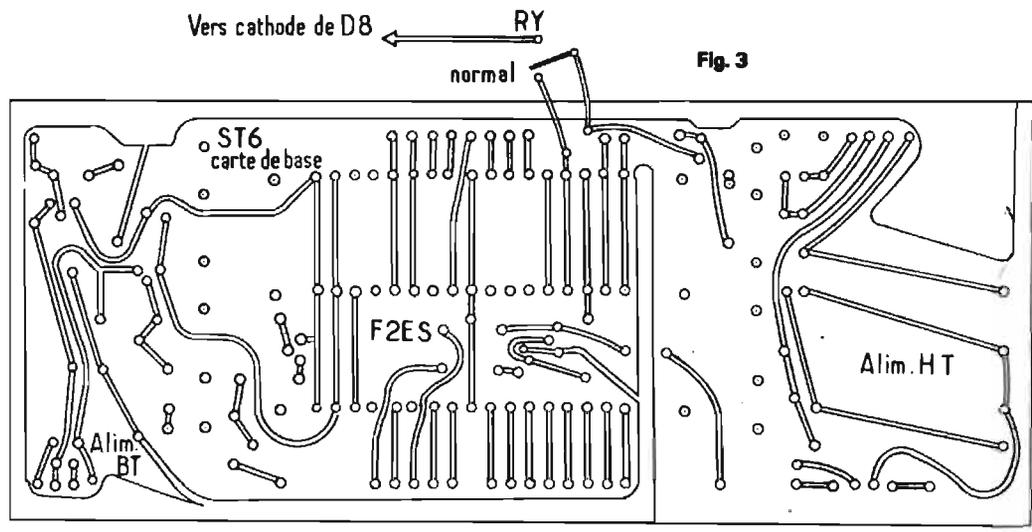


Fig. 3

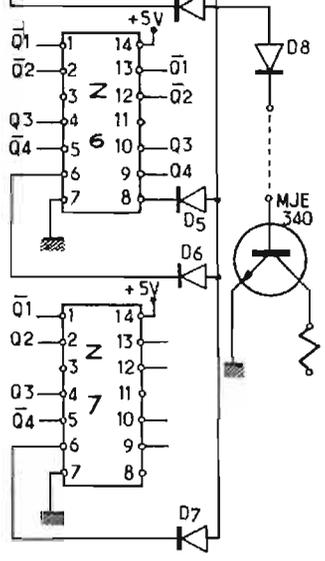


Fig. 3

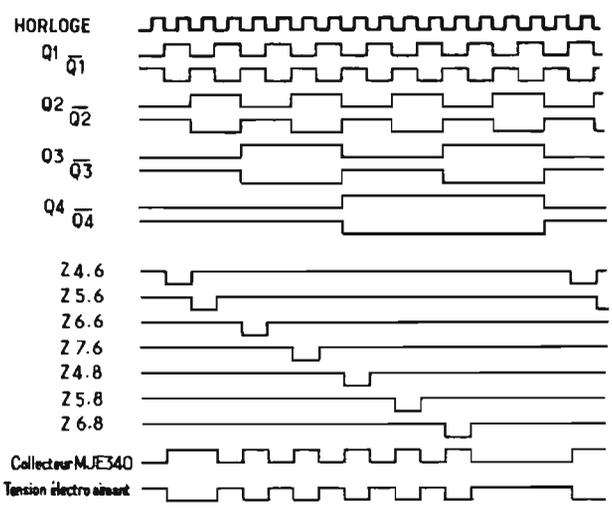


Fig. 4

0	Q1	Q2	Q3	Q4
1	Q1	Q2	Q3	Q4
2	Q1	Q2	Q3	Q4
3	Q1	Q2	Q3	Q4
4	Q1	Q2	Q3	Q4
5	Q1	Q2	Q3	Q4
6	Q1	Q2	Q3	Q4
7	Q1	Q2	Q3	Q4
8	Q1	Q2	Q3	Q4
9	Q1	Q2	Q3	Q4
10	Q1	Q2	Q3	Q4
11	Q1	Q2	Q3	Q4
12	Q1	Q2	Q3	Q4
13	Q1	Q2	Q3	Q4
14	Q1	Q2	Q3	Q4
15	Q1	Q2	Q3	Q4

Fig. 5

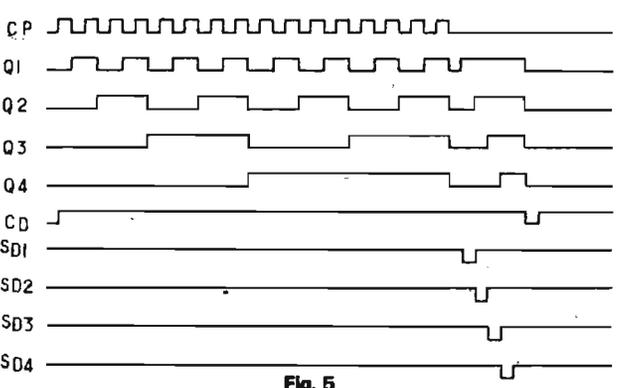


Fig. 5

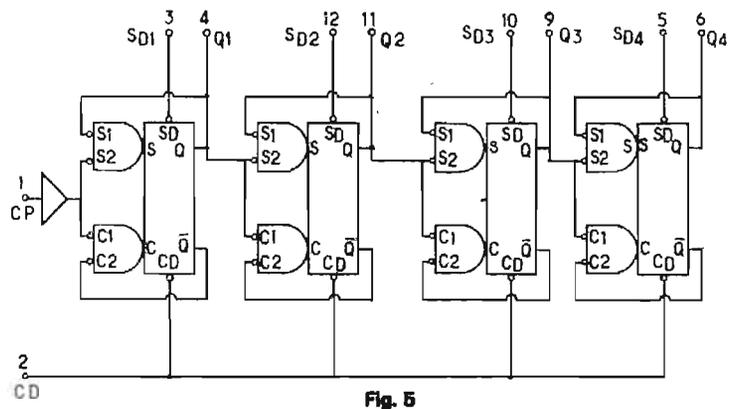


Fig. 5

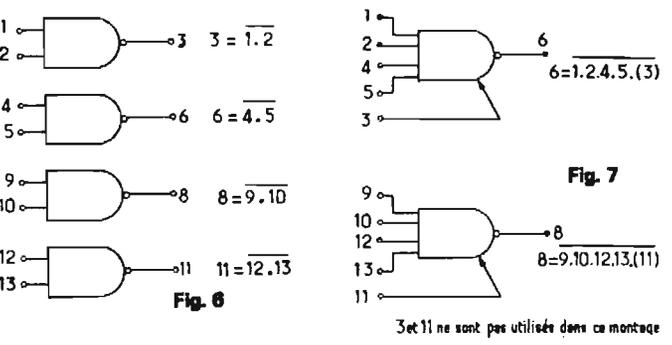


Fig. 6

Fig. 7

tro-aimant si l'on a incorporé une alimentation haute tension, soit effectuer le branchement sur le ST6 après la petite modification du circuit imprimé indiquée et l'adjonction d'un inverseur.

J.-Cl. PIAT-F2ES

Nomenclature Fig. 2 et 3.

- R₁ = 1,5 kΩ
- R₂ = 3,9 kΩ
- R₃ = 10 kΩ
- P₁ = 5 kΩ
- C₁ = 0,22 μF
- Z₁ = NE555
- Z₂ = MC839P
- Z₃ = MC846P
- Z₄ - Z₅ - Z₆ - Z₇ = MC830P
- D₁ - D₂ - D₃ - D₄ - D₅ - D₆ - D₇ - D₈ = 1N914 ou 1N4148

autostart et antispaces pour le ST6

POUR ceux de nos lecteurs qui ont construit le ST5 et ne souhaitent pas le compléter pour en arriver au ST6, nous avons trouvé ce montage qui peut être adjoint facilement au circuit existant. Il est en effet assez désagréable de mettre en marche et d'arrêter fréquemment le téléimprimeur en suivant une émission ou en parcourant une bande.

Pour réaliser ces deux fonctions l'auteur de cette réalisation a utilisé des triggers de Schmidt du type TAA560 car ils possèdent une haute impédance d'entrée et consomment peu et peuvent commander une charge importante. Si le signal d'entrée appliqué entre les bornes 2 et 4 est plus élevé que la tension de référence interne (entre 1 V et 1,5 V) aucun courant ne peut passer entre les bornes 1 et 4, si au contraire, il descend au-dessous de ce niveau de référence, le transistor de sortie

du TAA560 conduit et peut admettre un courant supérieur à 50 mA.

On peut ainsi détecter la présence d'un signal à l'entrée du circuit autostart, mais il faut compléter la détection par une temporisation pour la commande marche-arrêt du téléimprimeur et pour l'antispaces. Pour cette fonction encore, on peut utiliser le TAA560 en connectant un simple circuit RC à l'entrée 2. Le fait de connecter la résistance à une tension positive permet à la capacité de se charger et dès que la tension à ses bornes atteint la tension de référence du TAA560 le transistor de sortie de celui-ci bascule.

Revenons au fonctionnement des circuits autostart et antispaces qui sont réalisés à partir du TAA560 dont nous venons d'examiner succinctement le fonctionnement.

Pour détecter la présence d'un

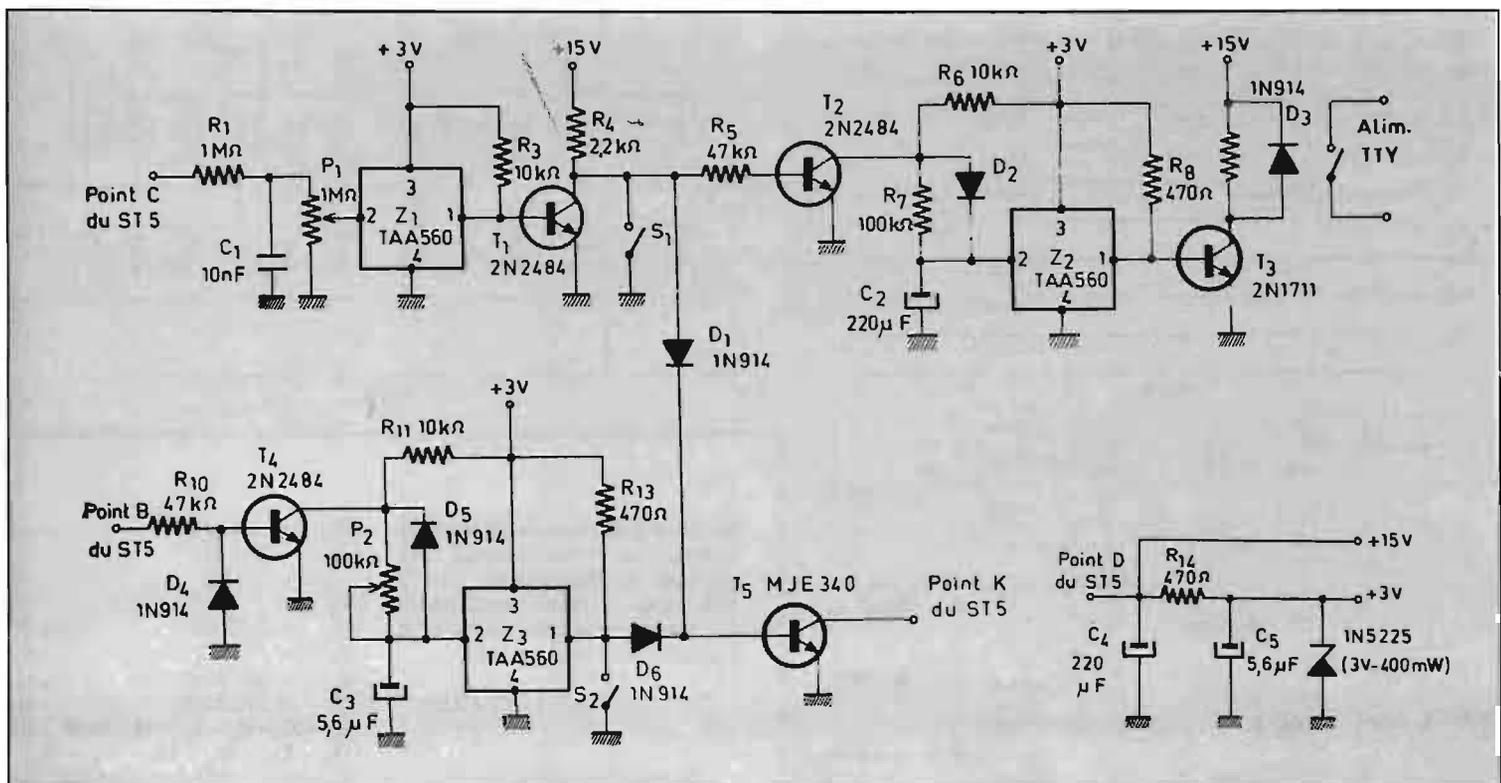
signal RTTY, il est nécessaire de disposer à l'entrée du circuit autostart d'une tension continue. Dans le ST5, il est possible d'utiliser la tension redressée à la sortie des filtres, celle-ci servant déjà à alimenter à travers un transistor l'indicateur d'accord de l'appareil, on choisira d'ailleurs, pour des raisons de consommation, la tension apparaissant sur l'émetteur de ce transistor, donc après amplification, pour commander le circuit autostart.

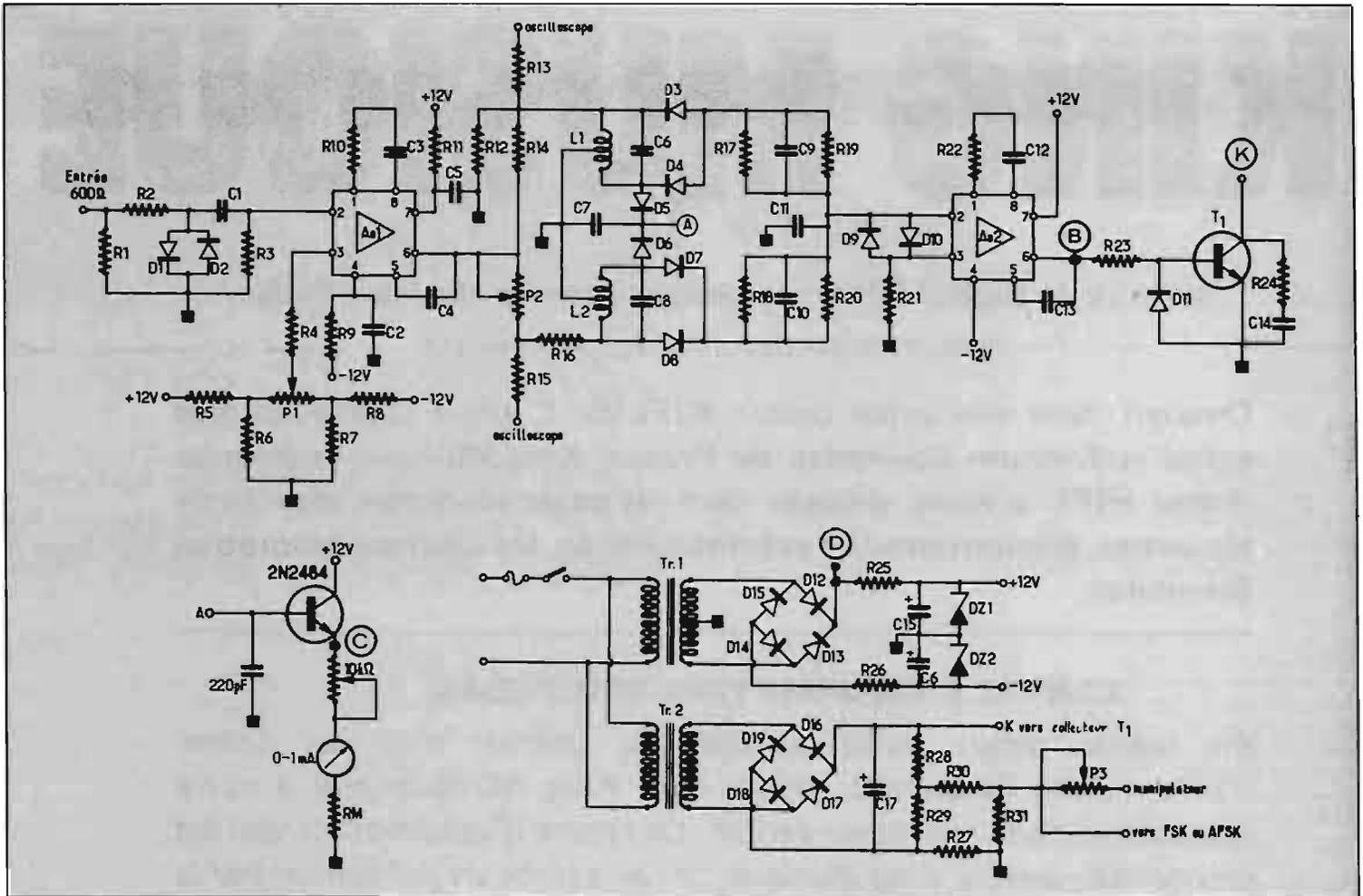
Le potentiomètre P_1 étant correctement réglé, la tension en sortie de Z_1 est positive quand un signal existe et nulle en l'absence de signal. Si nous considérons l'apparition d'une tension suffisante pour bloquer Z_1 , Q_1 se sature, bloquant Q_2 , C_2 peut se charger et lorsque la tension à ses bornes atteint la tension de référence de Z_2 (environ 3 secondes après), la sortie de celui-ci passe

en positif, Q_3 se sature et commande l'excitation de k_1 donc la mise sous tension du téléimprimeur.

A l'inverse, si le signal d'entrée disparaît, la sortie de Z_1 passe à zéro, Q_1 se bloque, Q_2 et Q_3 se saturent, Q_3 maintient le téléimprimeur en position mark, et après la décharge de C_2 la sortie de Z_2 passe à zéro, Q_3 se bloque, k_1 se désexcite et le téléimprimeur n'est plus alimenté.

Le circuit antispaces est relié à « l'équarisseur » du ST5, en sortie de celui-ci. En effet, on trouve une tension de 12 volts pour un signal space, ce qui bloque le transistor Q_4 et permet la charge du condensateur C_3 à travers R_{11} et P_2 . La sortie du circuit Z_3 passe en positif lorsque la tension aux bornes de C_3 atteint la tension de référence et ceci force C_5 à conduire quel que soit l'état de Q_1 donc à bloquer la téléimprimeur en position





mark. La diode D₅ en parallèle sur P₂ permet une décharge rapide de C₃ lorsque réapparaît un signal mark donc un redémarrage presque immédiat de l'impression puisque Q₅ se bloque et l'électroaimant n'est plus commandé que par le transistor haute tension du ST5.

Les deux fonctions souhaitées sont donc bien réalisées et il a été prévu de pouvoir supprimer l'une

ou l'autre ou même les deux avec les interrupteurs S₁ et S₂ ce qui donne une souplesse d'emploi suffisante.

Les réglages sont simples à réaliser. Il suffit en effet de régler à l'aide de P₁ la tension sur la borne 2 de Z₁ entre 1,5 et 1,6 V avec un signal mark ou space stable appliqué à l'entrée de ST5.

S'assurer que le temps nécessaire à l'excitation du relais est

d'environ 3 secondes et qu'il est maintenu tant qu'une tension suffisante existe sur l'entrée 2 de Z₁.

Régler P₂ pour obtenir une réception correcte, c'est-à-dire pour que la temporisation ne soit pas trop courte afin de copier un signal complet, mais pas trop longue non plus afin de ne pas rester trop longtemps sur un space.

L'alimentation de l'ensemble se fera à partir de l'alimentation exis-

tante comme indiqué sur le schéma.

Avec un tel circuit, le ST5 ne vaut certes pas le ST6 mais il devient beaucoup plus agréable d'emploi et ce n'est pas à négliger lorsqu'on effectue de longues périodes de trafic.

J.-Cl. PIAT
F2ES

RECTIFICATIF

APPLICATIONS DU CIRCUIT INTÉGRÉ NE 555

(HP n° 1420)

Une erreur s'est glissée dans la reproduction du schéma de la figure 3. Tel qu'il est représenté, ce circuit oscille en permanence. En lisant le texte on comprend immédiatement pourquoi, mais pour

ceux de nos lecteurs qui auraient rencontré des difficultés, nous allons développer en quelques lignes ce point particulier.

Il est en effet nécessaire que le condensateur C₁ ne se décharge pas en dessous de 1/3 V alim car à ce moment le transistor T₁

(Fig. 1) se bloque et on peut recharger ce condensateur à travers R₃ et P₂.

On maintient C₁ à 1/3 V alim plus une fraction de volt pour l'ensemble R₁ - P₁ - D₁. Or tel que le schéma est représenté on s'aperçoit que sur le curseur de P₁ on ne peut jamais avoir plus de

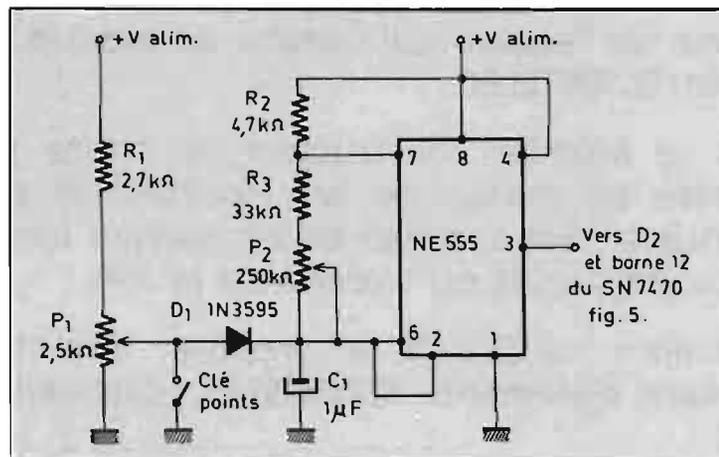
$$\frac{V \text{ alim} \times P_1}{P_1 + R_2 + R_1}$$

soit

$$\frac{2,5}{9,9} \approx 1/4 V \text{ alim}$$

C₁ pourra donc quelle que soit la position de P₁ se décharger jusqu'à 1/3 V alim et permettre le basculement du transistor T₁ (Fig. 1).

J. Cl. PIAT



JUGER... LUTTE POUR LA DÉFENSE DU CONSOMMATEUR

NOUS SOMMES HEUREUX DE VOUS ANNONCER QUE LES POURPARLERS ENGAGÉS DEPUIS LONGTEMPS AVEC LA SOCIÉTÉ VOXSON ONT ENFIN ABOUTIS... L'ÉQUIPE TERAL EST FIÈRE DE VOUS PRÉSENTER LA CHAÎNE VOXSON A UN PRIX « DÉFENSE DU CONSOMMATEUR »

VOXSON

CHAÎNE H 302



- Amplificateur VOXSON H 302.
- TUNER VOXSON R 303 - AM/FM.
- Platine THORENS TD 165.
- Cellule magnétique SHURE elliptique 75 EM.
- 2 enceintes 3 voies (réelles) C 3 X SIARE.

L'ENSEMBLE 4 050 F

marantz

CHAÎNE 2220



- Ampli-préampli tuner MARANTZ 2220 - AM/FM stéréo - Puissance de la partie amplificatrice 40 W RMS.
- Table de lecture THORENS TO 160.
- Cellule magnétique SHURE 75/E.
- Socle.
- Plexi.
- 2 enceintes CABASSE DINGHY I.

L'ENSEMBLE 4 350 F

marantz

CHAÎNE 2245



- Ampli-préampli-tuner MARANTZ 2245 - AM-FM stéréo - Puissance de la partie amplificatrice 90 W RMS.
- Table de lecture THORENS TD160.
- Cellule magnétique elliptique SHURE 75/E.
- Socle.
- Plexi.
- 2 enceintes GOODMAN'S MAGNUM K II.

L'ENSEMBLE 7 350 F

marantz

CHAÎNE 2230



- Ampli-préampli-tuner MARANTZ 2230 - AM-FM stéréo - Puissance de la partie amplificatrice 60 W efficaces.
- Table de lecture PIONEER PL12D.
- Cellule magnétique ORTOFON.
- Socle.
- Plexi.
- 2 enceintes KLH 32

L'ENSEMBLE 5 350 F

BANG & OLUFSEN

UNE GAMME PRESTIGIEUSE
AU DESIGN INCOMPARABLE
TOUTE LA GAMME AU HI-FI CLUB TERAL
BEOGRAM 4000



**ATTENTION !!!
EN ACQUÉRANT UNE CHAÎNE B. & O.
AU HI-FI-CLUB TERAL**

- Vous bénéficiez d'office de votre carte de membre du club B.O. ● Vous permettant ainsi de recevoir des disques, des invitations à des concerts, et d'être tenu au courant de la progression de la Hi-Fi par un journal ● Vous bénéficiez d'une assurance vol et incendie ● Vous bénéficiez d'une garantie pièces et main-d'œuvre de 2 ans ● Possibilité de renouveler votre chaîne en l'améliorant grâce à la bourse du club B.O.

Seuls les auditoriums sélectionnés sont autorisés à vous donner droit à ces avantages.

BRAUN

CSV300



- Amplificateur BRAUN CSV300 - Puissance modulée 2 x 20 W - BP 30-30 000 Hz - Distorsion inférieure à 0,2% - BP de puissance 25-40 000 Hz - 32 transistors Si - 6 diodes Si - 2 redresseurs en pont.
- Table de lecture B55 LENCO.
- Cellule magnétique LENCO.
- Socle.
- Plexi.
- 2 enceintes SCIENTELEC EOLE 150.

L'ENSEMBLE 2 470 F

AKAI

LA HIFI
D'AVANT-GARDE
« DOLBY SYSTEME
INCORPORÉ »

CHAÎNE AA 910 DB



- Amplificateur TUNER - AM/FM AKAI AA 910DB avec système DOLBY INCORPORÉ.
- Table de lecture THORENS TD165.
- Cellule magnétique SHURE 75 EM.
- Socle et plexi
- 2 enceintes MARTIN Micro MAX.

L'ENSEMBLE 4 350 F

PIONEER



(Voir le Monde, le Point)

Ensemble homogène PIONEER 80.

- Ampli tuner SX 424 - 2 x 20 W
- Platine PL12D cellule magnétique PIONEER, socle et plexi.
- 2 enceintes CS22 Pioneer.

L'ENSEMBLE 3 150 F

CES GRANDES MARQUES SYMBOLE DE LA QUALITÉ MONDIALE SONT REUNIES ET DISPONIBLES (EN STOCK) AU HI-FI CLUB TERAL

HI-FI CLUB TERAL - 53, rue Traversière, PARIS (12^e) - Tél. : 307-47-11 - 307-87-74 - 344-67-00

Ouvert sans interruption tous les jours (sauf le dimanche et le lundi matin) de 9 heures à 19 h 45

Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM ● Expéditions provinces assurées

pourquoi, la platine Zéro 100 SB
de *Garrard* est une platine
irrésistible



C'est que
si ordinaire
ment chaque
platine possède
un avantage majeur
qui lui est propre la
Zéro 100 SB elle les a tous !

- Un bras erreur de piste = 0
- Un compteur d'usure de diamant
- Un antiskating magnétique
- Un plateau lourd
- L'excellente cellule Excel Sound
- Un design remarquable (aluminium anodisé)
- Enfin le célèbre moteur Synchro-lab, avec son entraînement par courroie.

FILM & RADIO

6, rue Denis Poisson - PARIS 17^e
Tél. : 755-82-94

Garrard-Frank-Bib-Jensen
Excel-Sound-Electro-Voice