

7 f
228 PAGES
LII^e ANNÉE - N° 1608 DU 14 JUILLET 1977

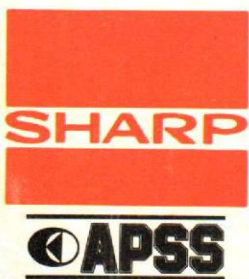
LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1883

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

BANC D'ESSAI : La table de lecture **TECHNICS SL 1000** ■ RÉALISEZ Un tuner FM à affichage digital ■ L'allumage électronique en kit **SIEMENS - ATR** ■ ■ ■



SUISSE : 3,50 FS ● ITALIE : 1100 LIRE ● ESPAGNE : 125 PESETAS ● CANADA : 1,50 DOLLARS ● ALGÉRIE : 7 DINARS ● TUNISIE : 700 MIL



APK 280 S : (amplificateur stéréophonique
2 X 80 Watts) PRIX TTC : 2.102 F



MPK 705 B : (console de mixage stéréophonique P.U., magnétos, micros) PRIX TTC : 1.932 F

consoles de mixage, amplificateurs, enceintes acoustiques effets spéciaux...

CARACTERISTIQUES DE LA CONSOLE DE MIXAGE MPK 705 B.

Bande passante : 5 Hz à 40 000 Hz à - 3 dB
Taux de distortion : inférieur à 0,1 % à 1 000 Hz
Rapport signal/bruit : 90 dB pondéré courbe A
Niveau nominal de sortie : 800 mV sur 600 ohms (0 dBm)
Niveau maximal de sortie : 6 V (+ 19 dBm)
Correcteur Baxendall : ± 20 dB à 20 et 20000 Hz
Présenceur commutable + 6 dB par octave au-dessus de 2 000 Hz
Entrée micro 200 Ohms : sensibilité 6,5 mV ;
saturation à 150 mV (surcharge admissible : 28 dB)
Entrée P.U. 47 K Ohms : sensibilité 2,5 mV ;
saturation à 70 mV (surcharge admissible : 30 dB)
Entrée ligne (magnéto/tuner) 22 K Ohms :
sensibilité 200 mV ; saturation à 6 V
(surcharge admissible : 30 dB)

power

Documentation et tarif sur demande à :
COMEL - 6, Rue R. Dubost
92230 GENEVILLIERS. Tél. 793.65.12
Pour la Belgique :
DELTA EQUIPEMENT -
Rue de Calevoet 112 - 1180 BRUXELLES.

JOURNAL HEBDOMADAIRE

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

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

Couvre tous les aspects de l'électronique avec ses éditions spécialisées :

- (1) LE HAUT-PARLEUR Vulgarisation avec l'argus de l'occasion.
- (2) LE HAUT-PARLEUR SONO Light-Show Musique. La sonorisation des orchestres et des salles de spectacle.
- (3) LE HAUT-PARLEUR Edition Générale Vulgarisation. Son Télévision Radio Electronique Audiovisuel.
- (4) LE HAUT-PARLEUR Electronique Pratique.

Au total :
 L'ENCYCLOPÉDIE DE L'ÉLECTRONIQUE
 d'aujourd'hui et de demain.
 La plus forte diffusion de la presse spécialisée à la portée de tous

Direction-Rédaction :
 2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
 C.C.P. PARIS 424 19

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

46 numéros avec en supplément
 2 numéros spécialisés
 Haut-Parleur Spécial Audiovisuel
 Haut-Parleur Spécial Radiocommande

FRANCE..... 160 F
 ETRANGER..... 225 F

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresse, soit le relevé des indications qui y figurent.
 + Pour tout changement d'adresse joindre 1 F 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
 Tél. : 200.33.05

B.F. - Technique générale - HiFi

- La table de lecture TECHNICS SL 1000 MK II..... 54
- Circuits de préamplification B.F..... 125

Radio T.V. - Technique générale

- Qu'est-ce qu'un téléviseur ?..... 122

Electronique - Technique générale

- Presse technique étrangère..... 49
- Les microprocesseurs..... 78
- La nouvelle technologie des composants..... 99
- Détermination des éléments utilisés dans les montages..... 108

Réalisations

- Un fondu-enchaîné à modulation de fréquence..... 40
- Réalisez un tuner F.M. à affichage digital..... 67
- Réalisez ce correcteur de tonalité Baxandall à ampli op..... 89
- Sélecteur d'entrée à commutation statique pour ampli HiFi..... 131
- Ensemble modulaire pour tests digitaux..... 137
- Mesure digitale de capacités..... 147
- Réalisez un thermomètre électronique..... 150
- Un générateur de signaux carrés et triangulaires..... 154

Mesure - Service

- Projet d'un analyseur d'intermodulation..... 60

Journal des O.M.

- Générateur de test pour radiotélétypes..... 158

Divers

- Info Nouveautés..... 36
- Sélection de chaînes HiFi..... 106
- Courrier technique..... 112

Copyright - 1977
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal : 3^e trimestre 77
 N° Editeur : 370
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

PUBLICITE

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

FANTASTIQUE PROMOTION DE L'ÉTÉ

LAG électronique

PLATINES Garrard

**LA TECHNIQUE JAPONAISE
ALLIÉE A LA HAUTE TRADITION ANGLAISE**
MATÉRIEL D'ORIGINE - ABSOLUMENT NEUF - GARANTIE 1 AN



GARRARD 6400

Type : platine changeur de disques automatique à trois vitesses.
Plateau : acier, diamètre 267 mm.
Bras de lecture : tubulaire, porte cellule fixe.
Axes : axe changeur automatique cranté, axe manuel, adaptateur pour disque 45 tr/mn.
Sélection de diamètre de disques : couplé au sélecteur de vitesse.
Vitesses de rotation : 33 1/3, 45 et 78 tr/mn.
Mode de fonctionnement : peut recevoir jusqu'à huit disques, peut fonctionner au choix en manuel ou automatique.
Dimensions : 337 lat. x 299 prof. x 105 au-dessus x 56 mm au-dessus du rebord inférieur de la platine.
Alimentation : 220 V (option 110 V).
Platine livrée avec socle et capot.
Prix détail conseillé : ~~480 F~~

Prix LAG : 290 F TTC + port 39 F



GARRARD 35 SB

La Garrard 35 SB vous offre un rapport prix-performance qui en fait une platine exceptionnelle.
Type : platine automatique 2 vitesses 33 1/3 et 45 tr/mn.
Plateau : en aluminium coulé sous pression, diamètre 280 mm.
Entraînement : par courroie flexible — moteur synchrone.
Bras de lecture : faible masse tubulaire — balance avec contre-poids réglable — pivots avec roulements rubis et billes — commande de bras du dispositif amortisseur — réglage antiskating et force d'appui par ressorts gradués.
Performances : Rumble dB DIN A : — 39 dB, Rumble dB DIN B : — 59 dB. Pleurage et scintillement : crête en vitesse lente limitation selon DIN 0,16 %. Force d'appui : 1,50 gr.
Dimensions avec socle et couvercle : 428 x 365 x 168 mm. Aliment. 220 V.
Prix détail conseillé : ~~640 F~~

Prix LAG : 390 F TTC + port 39 F



GARRARD 990

Merveilleuse table de lecture Hi-Fi de haute précision.
Type : table de lecture polyvalente, entraînement par courroie 2 vitesses.
Plateau : alliage zinc moulé, diamètre 293 mm.
Entraînement : moteur SYNCHRO LAB, vitesses 33 1/3 et 45 tr/mn, transmission courroie et galet, réglage de vitesse $\pm 3\%$.
Performance : Ronflement DIN A — 40 dB, Ronflement DIN B — 60 dB, Pleurage 0,12.
Bras de lecture : Type : léger en « S », Tubulaire, Décentrage constant. — Equilibrage : Contrepoids réglable. — Pivoterie : Roulement à billes et pierres. — Réglage de la force d'appui de la pointe de lecture : Contrepoids réglable. — Réglage anti-dérivage : Masselotte coulissante avec calibration elliptique/Sphérique. — Mouvements verticaux : Amortissement hydraulique pour le levage et l'abaissement.
Automatismes : Nombre maximum de disques : 6 — Supportage de la pile : 2 points — Sélection de diamètre de vitesse : Couplé avec le sélecteur de vitesses — Axe du disque : Rotatif.
Dimensions : Avec socle et couvercle : 425 x 385 x 207 mm. Aliment. 220 V.

Prix détail conseillé : ~~840 F~~

Prix LAG : 590 F TTC + port 45 F

TOUTES CES PLATINES SONT LIVREES AVEC COUVERCLES ANTI-POUSSIÈRE, AVEC SOCLE, AVEC CELLULE MAGNETIQUE. LA CELLULE SUPPLÉMENTAIRE TYPE EXCEL ES 70 : 56 F TTC

Fermeture annuelle de nos magasins et de nos bureaux en **AOUT**. Vous pouvez cependant passer vos commandes par correspondance, les livraisons seront effectuées dès le 1^{er} septembre dans l'ordre d'arrivée de vos commandes, le cachet de la poste faisant foi.

ADRESSEZ VOS COMMANDES A LAG ELECTRONIC, route de Vernouillet 78630 ORGEVAL

Magasin dans Paris : 26, rue d'Hauteville 75010 PARIS - Tél. 824.57.30

Expéditions uniquement contre chèque ou mandat joint à la commande - C.C.P. Paris 6741-70

LAG électronique

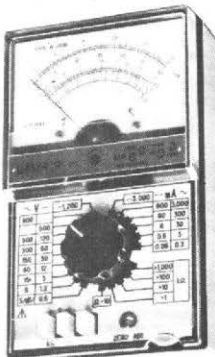
TOUS NOS CONTRÔLEURS SONT LIVRÉS AVEC NOTICE D'EMPLOI DÉTAILLÉE - GARANTIE 1 AN, PIÈCES ET MAIN-D'ŒUVRE, SERVICE APRÈS-VENTE ASSURÉ


CONTROLEUR 4323

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

 Prix : **149 F** + port et emb. 14,00

 Amp. c. continu 50, 500 μ A, 5, 50, 500 mA
 Amp. c. alternatif 50 μ A.

 Volts c. continu 0,5, 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V
 Volts c. alternatif 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V
 Ohms c. continu 1, 10, 100 K Ω , 1 M Ω
 Générateur : 1 kHz $\pm 20\%$ en onde entretenue pure, et 465 kHz $\pm 10\%$ en onde modulée 20 à 90 %. Contrôleur, dim. 140 X 85 X 40 mm, en étui plastic choc, avec pointes de touche et pinces croco.

CONTROLEUR 4324

20 000 ohms par volt

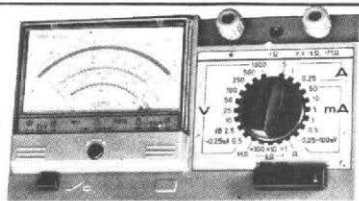
 Précision : $\pm 2,5\%$ c. continu, $\pm 4\%$ c. alter.
 Volts c. : 0,6, 1,2, 3, 12, 30, 60, 120, 600, 1 200 V.
 Volts alt. : 3, 6, 15, 60, 150, 300, 600, 900 V
 Amp. cont. : 60, 600 μ A, 6, 60, 600 mA, 3 A
 Amp. alt. : 300 μ A, 3, 30, 300 mA, 3 A
 Ohms c. c. : 5, 50, 500 K Ω (5 M Ω + pile add.)
 0 à 500 ohms en échelle inversée
 Décibels : -10 à +12 dB
 Contrôleur, dim. 145 X 95 X 60 mm, en boîte carton, avec pointes de touches et pinces croco.

 Prix **169 F** + port et emb. 14,00

CONTROLEUR 4315

20 000 ohms par volt

 Précision : $\pm 2,5\%$ c. continu, $\pm 4\%$ c. alter.
 Volts cont. : 75 mV - 1 - 2,5 - 5 - 10 - 25 - 100
 250 - 500 - 1 000 V.
 Volts alt. : 1 - 2,5 - 5 - 10 - 100 - 500 - 1 000 V.
 Amp. cont. : 1 - 20 - 100 μ A - 0,5 - 1 - 5 - 25
 100 - 500 mA - 2,5 A.
 Amp. alt. : 0,5 - 1 - 5 - 25 - 100 - 500 mA -
 2,5 A.
 Ohms c.c. : 0,3 - 5 - 50 - 500 K Ω (5 M Ω + pile
 additionnelle).
 Capacités : 500 PF à 0,5 MF.
 Décibels : -15 à +2 dB.
 Contrôleur, dim. 213 X 114 X 80 mm, cadran 90° à
 miroir, livré en malette alu étanche, avec cordons,
 pointes de touche et embouts grip-fil.

 Prix **199 F** + port et emb. 20,00

CONTROLEUR 4317

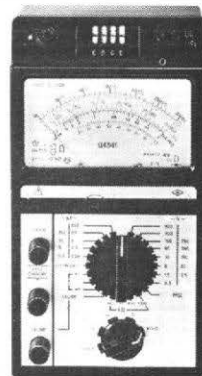
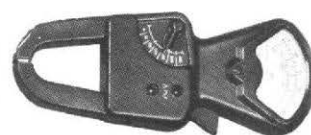
 20 000 ohms par volt
 avec disjoncteur électronique.
 Précision :
 $\pm 1,5\%$ c. continu
 $\pm 2,5\%$ c. alternatif

 Prix **235 F** + port et
 emb. 20,00

 Volts cont. 0,1 - 0,5 - 2,5 - 10 - 25 - 50 - 100 - 250 - 500 - 1 000 V
 Volts alt. 0,5 - 2,5 - 10 - 25 - 50 - 100 - 250 - 500 - 1 000 V
 Amp. cont. 50 - 500 μ A - 1 - 5 - 10 - 50 - 250 mA - 1 - 5 A
 Amp. alt. 250 - 500 μ A - 1 - 5 - 10 - 50 - 250 mA - 1 - 5 A
 Ohms c. cont. 200 Ω - 3 - 30 - 300 k Ω - 3 M Ω
 Décibels -5 à +10 dB - Fréquences 45 - 1 000 - 5 000 Hz
 Contrôleur, dim. 203 X 110 X 75 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu
 étanche, avec cordons, pointes de touche et embouts grip-fil.

CONTROLEUR « 4341 »
 à
TRANSISTORMÈTRE INCORPORÉ

 Résistance interne 16.700 Ω /volt.
 V. continu : 0,3 V à 900 V en 7 cal.
 V. altern. : 1,5 V à 750 V en 6 cal.
 A. continu : 0,06 mA à 600 mA, 5 cal.
 A. altern. : 0,3 mA à 300 mA, 4 cal.
 Ohms : 0,5 Ω à 20 M Ω en 5 cal.
 Transistormètre : mesures ICR, IER, ICI, courants, collec-
 teur, base, en PNP et NPN. Le 4341 peut fonctionner de
 -10 à +50 degrés C. Livré en coffret métall. étanche,
 av. notice d'utilisation. Dim. : 213 x 114 x 80 mm.
 « Rien d'équivalent sur le marché »

 PRIX : **215 F** + Port 20 F

PINCE AMPÈRÉMÉTRIQUE ET VOLTMÈTRE COMBINÉ
 (Fabriqué en U.R.S.S.)
 0 à 500 ampères/50 Hz

 Mesure des intensités en 4 gammes :
 0 - 10 - 25 - 100 - 500 ampères.
 Mesure des tensions en 2 gammes :
 0 - 300 - 600 volts.
 Appareil robuste, pratique, bien en
 main. Livré en étui, avec cordons spé-
 ciaux pour la mesure des tensions.
 Prix .. **239,00** + port et emb. 14,00

TABLES DE TRAVAIL

 avec nécessaire de mesures
 Dotées d'un plan lumineux central
 (19 x 14 cm) pour contrôler par trans-
 parence les montages sur circuits im-
 primés, prises secteur tous usages,
 prise spéc. fer à souder, alim. 220 V.

 EQUIPEMENTS :
Table VOC 1 (dim. 59 x 51 x 14 cm).
 Générateur BF : 200, 400, 800, 1.600 Hz,
 niv. de sortie réglable. Alim. stabili-
 sée 3 à 15 V/2,5 A. lecture sur gal-
 vanos séparés. HP frontal, 5 ohms, 3 W.
 Prix .. **710,00 F** + port et emb. 36,00
Table VOC 2 (dim. 70 x 55 x 14 cm).
 Générateur BF : 27 à 27.840 Hz en
 11 positions, sortie réglable. Signal
 tracer, sensibilité d'entrée réglable,
 sortie max. 1 watt. HP frontal, 4 ohms,
 3 W. Alim. stabilisée 4 à 25 V/2 A.
 Prix 1.295,00 F + port et emb. 49,00

ALIMENTATIONS « VOC »
 régulées, stabilisées, protec. totale

 VOC - AL3 - 2 à 15 V/2 A **342 F**
 VOC - AL4 - 3 à 30 V/1,5 A **442 F**
 Réglable en tension et intensité
 VOC - AL5 - 4 à 40 V/0 à 2 A **542 F**
 VOC - AL6 - 0 à 25 V/0 à 5 A **825 F**
 VOC - AL7 - 10 à 15 V/12 A **998 F**
 Port 50 F

LAG
 électronique

RÉGÉNÉRATEUR
Stolle

 Appareil à contrôler, mesurer et ré-
 générer les tubes cathodiques à im-
 age 7402-S avec dispositif automa-
 tique de suppression de court-circuit
 et dispositif automatique de régéné-
 ration à trois réglages.

 Prix : **1850 F** + port 36 F

VENTE PAR CORRESPONDANCE

 Adresser vos commandes par courrier à
 LAG ELECTRONIC - ROUTE DE VER-
 NOUILLET, 78630 ORGEVAL. Pour accé-
 lérer l'exécution de vos commandes, n'ou-
 bliez pas de joindre dans votre enveloppe
 de commande votre chèque (bancaire ou
 postal).

DIP' VOC

 Fréquences : 700 KHz
 à 250 MHz
 en 7 gammes
 Le Dip'Voc se caracté-
 rise par un oscillateur
 à auto-excitation dont
 la fréquence est déter-
 minée par des sauts in-
 terchangeables à l'ex-
 térieur de l'appareil.
 Alim. 1 pile 9 V -
 Dim. 155 x 70 x 45
 mm - Poids 0,570 kg.
 Prix **705,00 F TTC**
 + Port 15,00 F.

CONVERTISSEUR
 INDISPENSABLE
 POUR LES VACANCES

 Grâce à ce convertisseur, faites fonc-
 tionner tous vos appareils secteur
 dans votre caravane, voiture, camion...
 Modèle A : Puissance 80 W, 12 Volts en continu,
 220 Volts alternatifs - 50 périodes.
 Prix TTC : **150 F** + Port 30 F.
 Modèle B : Puissance 150 W, 12 Volts en continu,
 220 Volts alternatifs - 50 périodes.
 Prix TTC : **290 F** + Port 30 F.
 Modèle C : Puissance 300 W, 24 Volts en continu,
 220 Volts alternatifs - 50 périodes.
 Prix TTC : **290 F** + Port 30 F.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

OÙ TROUVER LES COMPOSANTS

Nous vous présentons une liste partielle des revendeurs agréés de la société General Electric.

— Radio M.J., 19, rue Claude Bernard, 75005 PARIS.

— Perlor Radio, 25, rue Hérold, 75001 PARIS.

— Magnetic France, 175, rue du Temple, 75003 PARIS.

— Au Pigeon Voyageur, 252, bd Saint-Germain, 75007 PARIS.

— Dimée, 22, bd Pasteur, 93120 LA COURNEUVE.

— CORAMA, 51, cours Vitton, 69006 LYON.

— Hill Electronic, 103, rue Ney, 69006 LYON.

— Electronique Center, 18, rue Meininger, 68100 MULHOUSE.

— E. 2000 Electronique, 28, rue du Champ-des-Oiseaux, 76000 ROUEN.

— ECA Electronique, 22, quai Thannaron, 26500 BOURG-LES-VALENCE.

— LISCO, 43, Grande-Place, 38100 GRENOBLE.

— Radio SIM, 29, rue Paul-Bert, 42000 SAINT-ETIENNE.

— FITEC, 21, avenue Jean-Jaurès, 92140 CLAMART.

— REV Electronique, 29, rue de Narvick, centre commercial des Teppes, 74000 Annecy.

— Moussier, 21, avenue de Fontcouverte, 84000 AVIGNON.

— Musetta, 12-16, bd Th.-Thurner, 13006 MARSEILLE.

— Toute la Radio, 25, rue Gabriel-Péri, 31071 TOULOUSE Cedex.

— Micro Model, 87, cours Lafayette, 83000 TOULON.

— Midi Electronique, 12, rue Chaptal, 34000 MONTPELLIER.

— HBN Electronic, 46, avenue de Laon, 51100 REIMS.

— HBN Electronic, 10, rue Gambetta, 51100 REIMS.

— HBN Electronic, 19, rue Gresset, 80000 AMIENS.

— HBN Electronic, 1, rue Malakoff, 29200 BREST.

— HBN Electronic, 27, rue Jean-Jaurès, 51000 CHÂLONS-SUR-MARNE.

— HBN Electronic, 12, place du Théâtre, 08100 CHARLEVILLE.

— HBN Electronic, 2, rue Ch.-Vergennes, 21000 DIJON.

— HBN Electronic, 45, rue H.-Terquem, 59140 DUNKERQUE.

— HBN Electronic, 30, rue Gambetta, 62300 LENS.

— HBN Electronic, 61, rue de Paris, 59000 LILLE.

— HBN Electronic, 116, rue St-Dizier, 54000 NANCY.

— HBN Electronic, 11, rue Franklin, 44000 NANTES.

— HBN Electronic, 33, rue de Fougères, 35000 RENNES.

— HBN Electronic, 19, rue G.-Giraud, 76000 ROUEN.

— HBN Electronic, 13, place des Halles, 67000 STRASBOURG.

HEWLETT PACKARD

Hewlett-Packard introduit un nouvel instrument qui se porte au poignet, le premier de son genre. Il ressemble à une montre numérique, il est plus sophistiqué que beaucoup de calculateurs de poche et il permet d'exécuter plus d'une quarantaine de fonctions.

Le nouveau HP-01 a un avertisseur sonore, un calculateur, une mémoire, un

calendrier de 200 ans, un chronographe, un compteur à rebours et en plus il donne l'heure.



Toutes ces fonctions sont liées et contrôlées par un micro-ordinateur équivalent à 38 000 transistors. Robert E. Watson, directeur général de la division calculateurs précise : « Le HP-01 contient l'ensemble de circuits intégrés le plus élaboré qui ait jamais été utilisé dans un boîtier de montre.

L'utilisateur peut, par exemple, successivement :

Savoir seconde par seconde le coût d'une communication téléphonique.

Mettre un numéro de téléphone en mémoire.

Connaître le nombre de jours entre deux dates.

Etre prévenu par l'avertisseur sonore qu'il est temps de se rendre à l'aéroport !!

Et obtenir des biorythmes avec ses capacités de calcul.

Le HP-01, c'est 170 grammes, 16 millimètres d'épaisseur et 6 groupes de fonctions interactives :

Notre couverture



Combinés Radio-cassette SHARP

Les combinés radio K 7 SHARP, de vrais portables stéréo à localisation automatique de programme (APSS). La séparation complète et la richesse d'exécution obtenues par des haut-parleurs ne dépendant plus d'un cordon prolongateur offrent une véritable stéréophonie. Les radios K 7 GF SHARP sont tous équipés du système APSS, l'invention la plus ingénieuse des dernières années. Elle bouleverse complètement la concep-

tion de l'enregistrement et de la lecture sur cassette. L'APSS localise instantanément les enregistrements sur la bande et permet de passer avec une parfaite précision de l'un à l'autre en supprimant tous les gadgets habituels, monitoring, compteur, avance retour, contrôle à l'enregistrement... Ils ont incontestablement quelques années d'avance sur leurs concurrents.

GF 8080

1.710,00 F T.T.C.

PO/GO/FM/FM STEREO.

Piles/Secteur 110/220.

Dim. : 368 x 210 x 110 mm.

GF 9090

2.736,00 F T.T.C.

PO/GO/FM/FM STEREO/OC

Piles/Secteur 110/220.

Dim. : 480 x 240 x 115 mm.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Horloge, avertisseur sonore, compteur à rebours/chronographe, calendrier, calculateur, mémoire.

Vous appuyez directement sur six touches, parmi les vingt-huit du HP-01, et sur les vingt-deux autres avec un stylet.

L'affichage (sept chiffres, point décimal et signe moins) est à diodes électroluminescentes.

BOITES BIMBOXES

La firme Boss Industrial Mouldings représentée en France par Siemelec livre actuellement des boîtes moulées en ABS de la série BIM 2000.

Ces boîtes sont livrables en 5 formats tous munis de rainures pour le maintien de circuits imprimés de 1,5 mm d'épaisseur, espacés de 5,08 mm d'axe en axe.

Les différentes couleurs sont : noir, gris, orange, bleu.

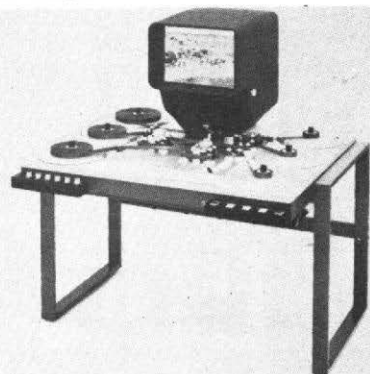
Ces Bimboxes sont munies de couvercles ajustés à rebord maintenus par des vis M3 se vissant dans des trous filetés. Idéales pour des applications de prototypes ou de production, ces Bimboxes protégées contre les corps étrangers peuvent être facilement perforées ou percées à la mèche.

Livrables également en aluminium.

TABLES DE MONTAGE CINEMONTA/OUDE DELFT

Modèles à six plateaux.

La table de montage à six plateaux CMT 16-1BG/2G est équipée d'une piste pour film de 16 mm et de deux pistes pour bande sonore de 16 mm, avec système sonore optique et magnétique standard sur film-image.



La table de montage en 35 mm CMT 35-1BG/2G est équipée d'une piste pour film de 35 mm et de deux pistes pour bande

sonore de 35 ou de 17,5 mm avec système sonore optique standard sur film-image :

Poids approximatif : 126 kg.

Les tables peuvent être équipées d'accessoires facultatifs suivants :

Lampe de travail avec commande à mi-voltage et à plein voltage.

Commande du transport, par pédale : arrêt, 25 (24) images/sec. en avant et en arrière et transport rapide.

Système de bobinage ultra-rapide des films.

Interrupteur à pédale pour système de bobinage ultra-rapide des films.

Plateaux enrouleurs de 600 m.

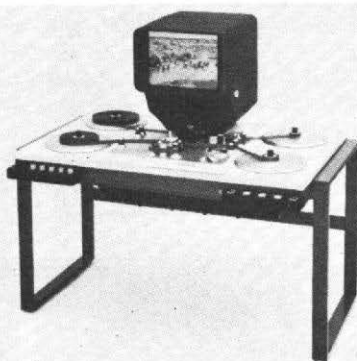
Connexion pour système Selsyn.

Tête de lecture du son à commande manuelle.

Bouton de réglage son pour la deuxième bande sonore.

Modèles à quatre plateaux

La table de montage à quatre plateaux CMT 16-1BG/1G est équipée d'une piste pour films de 16 mm et d'une piste pour bande sonore de 16 mm avec système sonore optique et magnétique standard sur la piste film-image.



La table de montage en 35 mm CMT 35-1BG/1G est équipée d'une piste pour films de 35 mm et d'une piste pour bande sonore de 35 ou de 17,5 mm, avec système sonore optique standard sur la piste film-image.

Poids approximatif : 108 kg.

Les tables peuvent être équipées des accessoires facultatifs suivants :

Lampe de travail avec commande à mi-voltage et à plein voltage.

Commande par pédale pour l'arrêt, l'avance à 25 (24) images/sec., la marche arrière à 25 (24) images/sec. et le transport rapide.

Système de bobinage ultra-rapide des films.

Interrupteur à pédale pour système de bobinage ultra-rapide des films.

Plateaux enrouleurs de 600 m.

Connexion pour système Selsyn.

Tête de lecture du son à commande manuelle.

Compteurs mécaniques : minutes/secondes 25 images (24), mètres/décimètres, pieds.

UN NOUVEAU KIT D'INITIATION A LA MICRO-INFORMATIQUE CHEZ MOTOROLA

Le MEK6800D2 est un kit de composants de la famille MPU M6800 qui permettra au novice de se familiariser avec les techniques de conception et de développement des systèmes de micro-informatique.

Tous les composants du kit et sa documentation sont présentés dans un gros classeur à anneaux. L'utilisateur doit en premier lieu monter deux cartes à circuit imprimé et ensuite les enficher dans sa propre alimentation pour tester et utiliser son système.



L'une des cartes porte la partie « ordinateur » du système, notamment les mémoires et le processeur, et l'autre porte le clavier, l'affichage, une interface minicassette et une autre interface permettant de connecter des terminaux V24 (RS-232C) ou à boucles de courant standard. Les programmes d'application utilisent les 256 octets de RAM livrés avec le kit.

La documentation d'accompagnement contient un listage complet du JBUG qui est livré sous la forme d'une ROM. Le JBUG facilite la mise au point des programmes et permet les analyses pas à pas, la pose ou la suppression de « trappes » et le calcul des décalages relatifs.

Il assure également les transferts mémoire à cassette ou vice versa. Sur la cassette, les informations sont enregistrées au standard « Kansas City ».

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

PORTABLE COULEUR PHILIPS

Ce nouveau modèle a un tube image de 36 cm. Le châssis est entièrement transistorisé et de conception modulaire. La sélection des programmes comporte une mémoire électronique.



Caractéristiques techniques

Normes de réception : les deux standards français et Luxembourg en noir et blanc et couleur SECAM 3 B.

Canaux reçus : F2-F4-F5 à F12 en VHF-21 à 69 en UHF.

Seuil Sensibilité Vision : 20 μ V en noir et blanc — 40 μ V en couleur.

Puissance son : 1,5 watts (2 % de distortion).

Dimensions : L 48 x H 35 x P 38,5 cm.

Poids : 15,6 kg.

CAMERA SUPER 8 NIZO

Le modèle 206 XL comporte une cellule CdS qui sélectionne automatiquement le diaphragme entre 1,8 et 22. Le dispositif XL porte l'angle de l'obturateur à 225°. Son objectif Schneider Macro-Variogon 1,8/8-48 mm offre la possibilité de prises de vue rapprochées jusqu'à un rapport de grossissement de 1/4,2 ; le timer permet des prises de vue programmées par une commande continue embrayable à partir de la marche normale.

Son poids est de 800 g et son alimentation s'effectue à l'aide de 4 piles de 1,5 V.

Caractéristiques techniques

Objectif : Schneider Macro-Variogon 1,8/8-48 mm ; rapport des focales : 1/6 ; mise au point de 1 mm à l'infini ; rapport

de grossissement maxi : 1/4,2 (avec lentilles additionnelles).

Zoom électrique : commandé par touche sur le boîtier de la caméra.

Viseur : Réflex, évitant parallaxe et scintillement. Réglage dioptrique ou correction dioptrique ± 5 dioptries. Aiguille de diaphragme, contrôle des piles, mise au point par télémètre à plein champ.



Diaphragmes automatiques CdS : mesure derrière l'objectif. Entre 1,8 et 22, le diaphragme est présélectionné automatiquement. On peut à tout moment en lire la valeur sur une échelle à gauche de l'image. L'automatisme est débrayable et les corrections peuvent s'effectuer à la main puis être affichées sur l'échelle. Une commande particulière (+ 1) permet d'ouvrir le diaphragme d'une valeur par rapport à la valeur choisie par l'automatisme. Cet automatisme fonctionne sans pile particulière.

Dispositif XL : obturateur ouvert à 225°. Prolongation du temps d'exposition par le 9 min/sec.

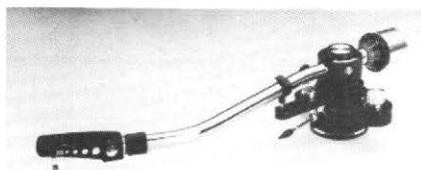
Vitesses de défilement : 9, 18, 24, 36 im/sec. Image par image.

LE BRAS DE LECTURE JELCO SA 150

Le Comptoir Commercial d'Importation vient de se voir confier la distribution exclusive du bras de lecture haute fidélité SA 150, commercialisé sous la marque Jelco, et fabriqué par Ishikawa Jewel Co Ltd (spécialiste japonais de matériels hi-fi).

Le bras Jelco SA 150 est un bras de haute qualité, utilisant une suspension croisée à point d'intersection unique (système CS). Il est équipé d'une compensation de poussée latérale à lecture directe, et d'un lève-bras hydraulique. Le système CS

est un mécanisme qui maintient l'équilibre latéral, sans perdre la sensibilité propre au système à point d'intersection unique. On obtient ainsi une sensibilité horizontale de 10 mg, et une sensibilité verticale de 30 mg, en remplaçant les paliers classiques par des pivots à contact sur pointes.



La poussée latérale diminue habituellement, au fur et à mesure que l'on se rapproche du centre du disque. Le système de compensation du SA 150 fait varier l'effort exercé sur le bras, en fonction de l'angle de déplacement de ce bras. Il agit davantage à l'extérieur du disque, où la vitesse linéaire est plus faible. Ce système corrige aussi les inégalités de pression de l'aiguille, et l'empêche de patiner au fond du sillon.

Le lève-bras fonctionne dans une huile aux silicones stabilisée. Il est recouvert de mousse, pour éviter tout dérapage horizontal. Son utilisation systématique permet d'éviter toute fausse manipulation.

RADIO PORTATIVE SONY

Le modèle IFC 7800 est équipé de circuits intégrés et de transistors FET. La minuterie est réglable en minutes (3 à 96 mn) par intervalles de 3 mn et en heures (1 à 8 heures) par intervalles de 15 mn.



Caractéristiques :

Gammes d'accord : FM 87,5 - 108 MHz ; PO 530 - 1605 kHz ; OC 3,9 - 12 MHz.

Haut-parleur : 1 HP : 7 cm $\varnothing$

Puissance efficace : 2 W (max.)

Dimensions : 136 x 95 x 69,5 mm (fermé) ; 257 x 95 x 41 mm (ouvert).

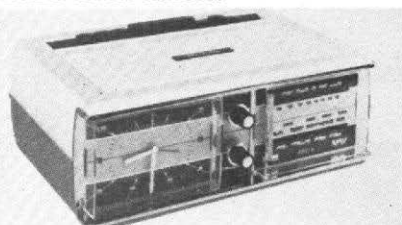
Poids : 780 g

Accessoire fourni : écouteur.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

REELA

Radio-réveil Aurore.



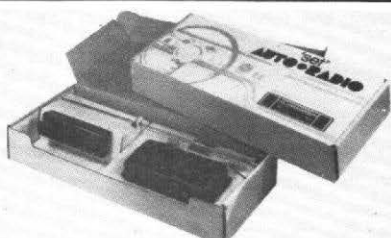
Radio récepteur PO.GO.
Puissance 1200 mW
Dimensions L245 — P178 — H107(mm)
Contrôle tonalité par touche.
Réveil par radio ou par vibreur.
Alimentation radio par 6 piles torches de 1,5 V ou 2 piles de 4,5 V.
Prise alimentation secteur.
Alimentation réveil par pile de 1,5 V.
Prise écouteur

Autoradio lecteur stéréophonique de cassettes « Saverne »



Dimensions L180 — P145 — H55.(mm)
12 V PO.GO.
Commutation automatique radio-lecteur.
5 touches présélection (4 GO-1 PO).
Puissance 2 x 8 W.
Contrôle tonalité progressif.
Balance stéréo.
Arrêt de fin de bande.
Eclairage cadran anti-éblouissant.

COFFRET JUMP



1 autoradio PO/GO encastrable aux normes DIN.
Puissance 4 W.
Fonctionnement sur 6 ou 12 V.
1 haut-parleur elliptique.
2 condensateurs A.P. (antiparasites)
Equerres de fixation.
1 antenne télescopique, 2 éléments chromés.

CEC PLATINE TOURNE-DISQUE

Le modèle DD 8200 est une table de lecture à entraînement direct et semi-automatique. Le tableau de commande est frontale.



Caractéristiques techniques :

Moteur : servo-moteur à courant continu, 20 pôles 30 encoches
Plateau : en aluminium injecté de 31 cm de diamètre
Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn
Étalonnage de la vitesse : $\pm 3,5\%$ par potentiomètre avec stroboscope lumineux
Pleurage et scintillement : 0,05 % (DIN 45507)
Rapport signal/bruit : — 70 Db (DIN 45539 B)
Bras de lecture : tubulaire en forme de « S » équilibré statiquement
Longueur efficace : 215 mm
Angle d'erreur de piste : — 1°28
Force d'appui : réglage de 0 à 2,5 g avec lecture directe
Dimensions : 156 x 457 x 350 mm
Poids : 10 kg

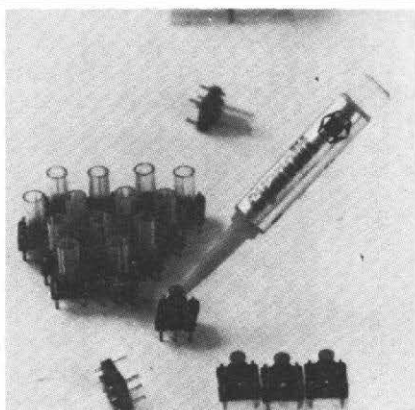
ACCORD ENTRE BASF ET BELL & HOWELL POUR LE LVR

La technique LVR, mise au point par BASF, repose sur l'enregistrement magnétique des images sur une bande de 8 mm à 48 pistes parallèles au moyen d'une tête fixe, analogue à celle utilisée dans l'enregistrement audio.

La firme Bell & Howell apportera dans cette réalisation son expérience dans les domaines de l'optique et de la mécanique. L'accord signé se situe également dans la production et la distribution d'une gamme d'appareils vidéo basés sur cette technique.

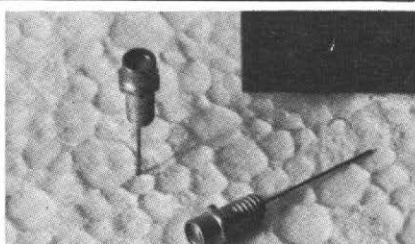
La commercialisation sur le marché français est attendue pour 1979.

CYANOLIT TYPE 200



La société ELECO distribue un nouveau type de cyanoacrylate, conçu pour augmenter la tenue mécanique, quand l'un des matériaux à coller est un élastomère ou un plastique. Sa basse viscosité permet de l'utiliser par capillarité, avec un temps de prise ultra rapide.

DIODES LASER ITT

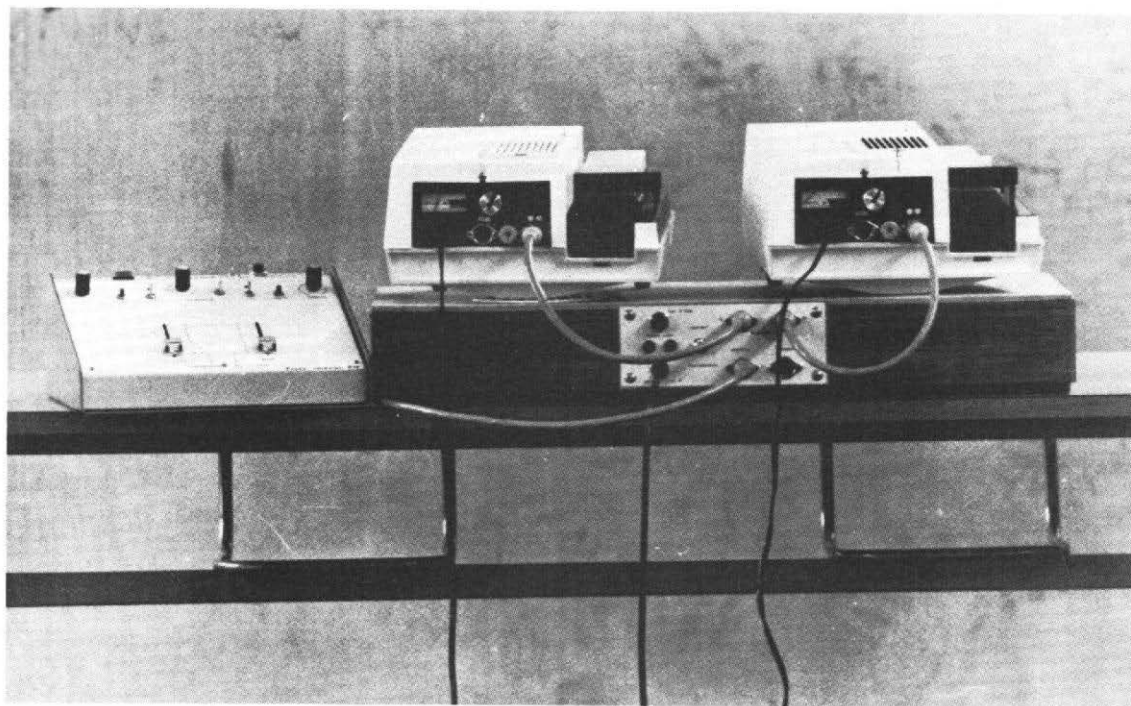


D'un faible encombrement et d'un poids réduit, ces diodes peuvent fonctionner sur un montage de puissance à transistors. Elles sont robustes, ce qui leur confère une excellente fiabilité. Très efficaces, même dans des conditions sévères, elles supportent des différences extrêmes d'humidité et de température.

Leur emploi est aussi varié qu'il est possible d'imaginer ou de prévoir. Il est des applications évidentes dans les domaines des communications, photographie infrarouge très rapide, marquage de film, sécurité, mesures de distance, procédés industriels, utilisations de défense, et bien entendu recherche au sens le plus large du terme.

Elles sont disponibles sous deux formes : hétérostructure simple pour impulsions courtes de puissance crête élevée (environ 10 watts) et double hétérostructure pour des puissances moyennes comparables mais à haut rendement.

UN FONDU ENCHAINE



A MODULATION DE FREQUENCE

EN 1975 nous avons décrit dans ces colonnes (n° 1503 et 1507) un fondu enchaîné analogique à deux projecteurs indépendants. Nous avons fait appel à la technologie de la modulation d'amplitude, simple à mettre en œuvre et à régler. En outre contre partie cela implique une chaîne de transmission et de reproduction fidèle en amplitude, ce qui n'est pas facile à obtenir avec des bandes magnétiques un peu longues.

Le vif intérêt que nous ont manifesté les lecteurs et qu'il continuent à nous manifester deux ans après la parution de

cet article, nous a incité à étudier un matériel encore plus perfectionné et plus fiable.

Posséder un fondu enchaîné dont les deux projecteurs soient indépendants c'est-à-dire pouvoir réaliser des flashes, surimpressions, fondus au noir, fondus à toutes vitesses, passages secs, scintillements, effets de crépuscule, commutation automatique de fonctions, allumage et extinction progressive de salle, le tout enregistrable sur bande magnétique, bandes interchangeables entre propriétaires de fondus, voilà le rêve de beaucoup d'amateurs photos et de responsa-

bles de clubs. Ce rêve, nous vous proposons de le concrétiser pour un investissement raisonnable.

Il nous faudra acquérir deux projecteurs de diapositives automatiques et un magnétophone stéréophonique pouvant fonctionner en duoplay. Comme une piste est réservée au topage, le son sera restitué en monoral, à moins que vous ne fassiez l'acquisition d'un magnétophone quadraphonique, qui vous permettrait alors de restituer un son stéréophonique. Le reste, faites le vous même...

Une partie de l'électronique est logée dans un coffret ser-

vant de support aux projecteurs. Une autre partie dans un pupitre servant à la commande. Dans ce pupitre prend place également un chronomètre électronique couplé à la télécommande du magnétophone tel qu'il a été décrit dans le numéro 1539.

Avec l'ancien procédé, aux variations d'amplitude d'un signal électrique basse fréquence de fréquence constante, l'on associait des variations d'amplitude de puissance lumineuse de la lampe de projection.

Dans le nouveau système, aux variations de fréquence d'un signal électrique basse

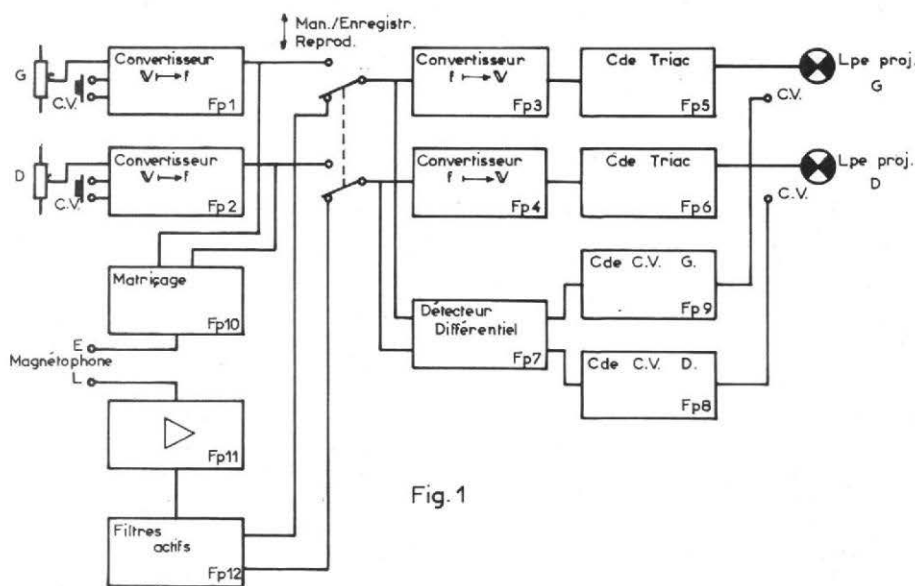


Fig. 1

Cette position permet donc le fonctionnement en manuel et l'enregistrement d'un programme audio-visuel.

Étudions maintenant le fonctionnement en position reproduction automatique.

Le programme étant préalablement enregistré sur bande magnétique, les signaux basse fréquence issus du magnétophone parviennent mélangés à l'entrée L de l'amplificateur F_{p11} et des filtres actifs F_{p12} qui les séparent en les appliquant aux entrées des convertisseurs fréquence tension F_{p3} et F_{p4} , vous connaissez la suite...

Entrons dans les détails. La figure 2 donne le schéma général principal. L'amplificateur F_{p11} est constitué par le transistor T_9 dont le montage à charges réparties est absolument classique, hormis le filtre passe haut d'entrée (R_1 , C_1) qui a pour but d'atténuer d'éventuels ronflements parasites à 50 Hz. Le potentiomètre P_1 permet d'adapter la caractéristique d'entrée de l'amplificateur à l'amplitude du signal délivré par le magnétophone.

Le signal de sortie est appliqué via le condensateur C_2 à un filtre passe bas, et via le condensateur C_{20} à un filtre passe-haut.

Il s'agit de filtres actifs de second ordre de Legendre dont les caractéristiques de transfert typiques sont données figure 3. Un circuit intégré C_{11} (MC1437) constitue les deux amplificateurs de gain unité dont nous avons besoin.

Le filtre passe bas présente un affaiblissement de 32 dB à 3 000 Hz, et le filtre passe haut un affaiblissement de 30 dB à 600 Hz. L'expérience démontre que ceci est largement suffisant.

Le signal bas est appliqué via le condensateur C_7 à l'entrée du convertisseur fréquence tension F_{p3} , et le signal haut via le condensateur C_{22} à l'entrée du convertisseur fréquence tension F_{p4} .

Examinons maintenant le fonctionnement de ces convertisseurs, F_{p3} et F_{p4} dont la structure est identique. Seules quelques valeurs d'éléments changent pour adapter

fréquence d'amplitude quelconque à l'intérieur de limites caractérisées, l'on associe les variations d'amplitude de puissance lumineuse de la lampe de projection.

Nous avons donc remplacé la modulation d'amplitude par la modulation de fréquence, éliminant de ce fait les inconvénients mentionnés plus haut.

L'ensemble que nous décrivons ici n'est plus un prototype, plusieurs appareils étant déjà en fonctionnement depuis deux ans. Celui de votre serviteur à plusieurs fois traversé la France dans le coffre d'une voiture sans précautions particulières. Il n'a jamais été nécessaire de retoucher un réglage, encore moins de le dépanner. Il peut fonctionner des heures durant sans interruption ni incident. Il nous est même arrivé d'oublier de l'éteindre une nuit. Le lendemain il fonctionnait comme si rien ne s'était passé !

C'est donc un matériel très fiable, et dont la réalisation présente un caractère industriel. Tout ce qui précède indique clairement qu'il s'agit d'un montage sophistiqué s'adressant à des amateurs avertis.

C'est pourquoi certains points de détail ne sont pas développés.

Néanmoins, pour rendre cette réalisation accessible au plus grand nombre, faciliter les réglages de l'appareil terminé et localiser d'éventuels défauts, nous avons mis au point et testé une gamme opératoire de réglage très précise s'appuyant sur de nombreux oscillogrammes et relevés de tension.

quasi sinusoïdal dont la fréquence est une fonction linéaire de la tension continue de commande.

Les variations de ces tensions continues sont obtenues par des potentiomètres à curseur.

Les signaux sinusoïdaux sont appliqués :

- A l'entrée du magnétophone par l'intermédiaire du réseau de matricage F_{p10} .
- Aux entrées d'un détecteur différentiel F_{p7} .
- Aux entrées de deux convertisseurs fréquence — tension F_{p3} et F_{p4} lesquels vont restituer une tension continue dont l'amplitude est une fonction linéaire de la fréquence.

Ces deux tensions continues agissent sur les circuits de commande de triacs F_{p5} et F_{p6} pour finalement moduler l'intensité lumineuse des lampes de projection.

Accessoirement sur F_{p1} et F_{p2} sont installés deux interrupteurs destinés à interrompre momentanément les oscillations.

Chaque interruption est détectée par F_{p7} qui agit sur les commandes de changement de vue (C.V.) F_{p8} et F_{p9} , connectées aux télécommandes de marche avant des projecteurs.

ETUDE DU MONTAGE

L'organisation simplifiée du montage est donnée figure 1. Un inverseur, constitué en fait par un relais, assure les commutations nécessaires au passage de la fonction « manuel-enregistrement », à la fonction « reproduction » automatique.

Examinons d'abord le fonctionnement manuel. Nous disposons de deux convertisseurs tension — fréquence, F_{p1} et F_{p2} , correspondant respectivement aux projecteurs gauche et droite. Ils travaillent, pour F_{p1} de 300 à 600 Hz, et F_{p2} de 3 000 à 6 000 Hz, délivrant tous deux un signal

Fig. 2

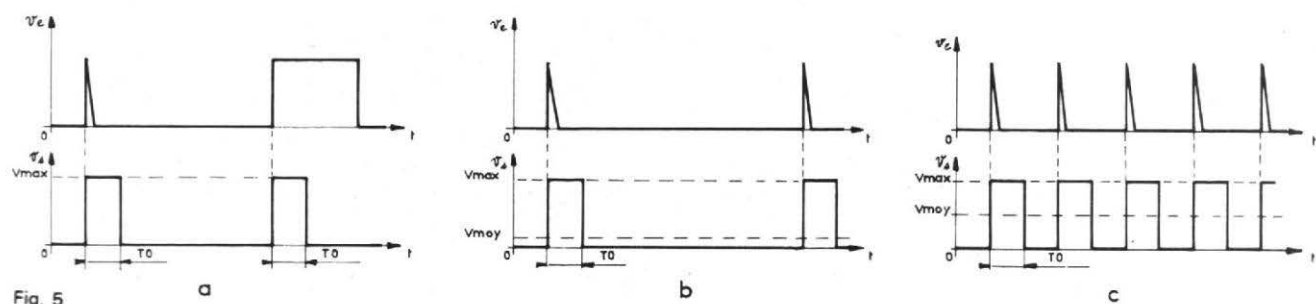
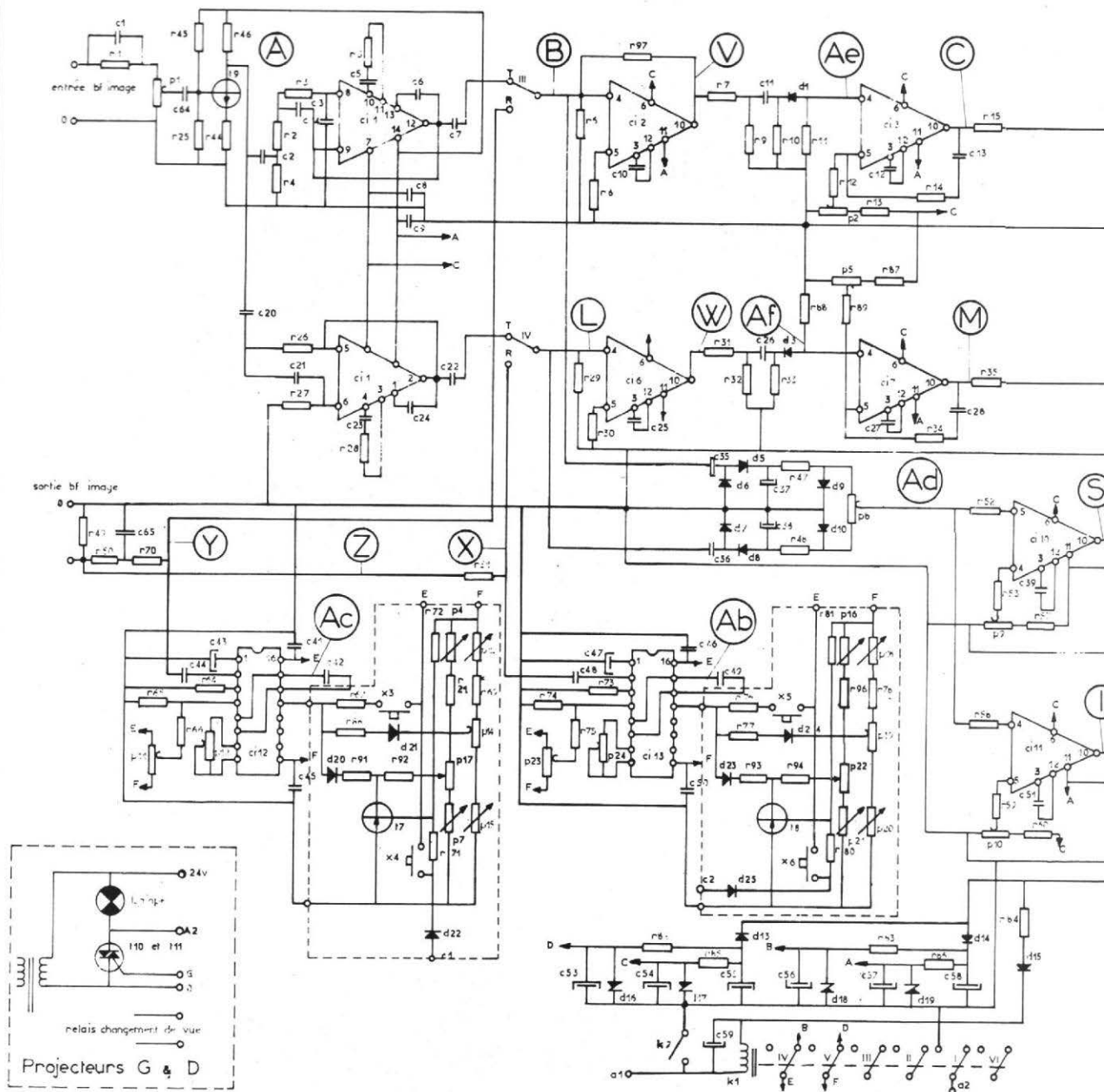
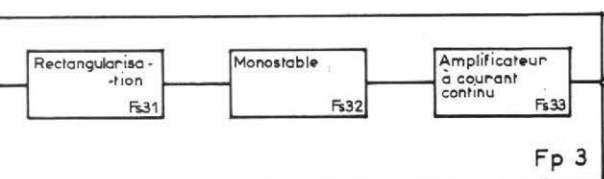
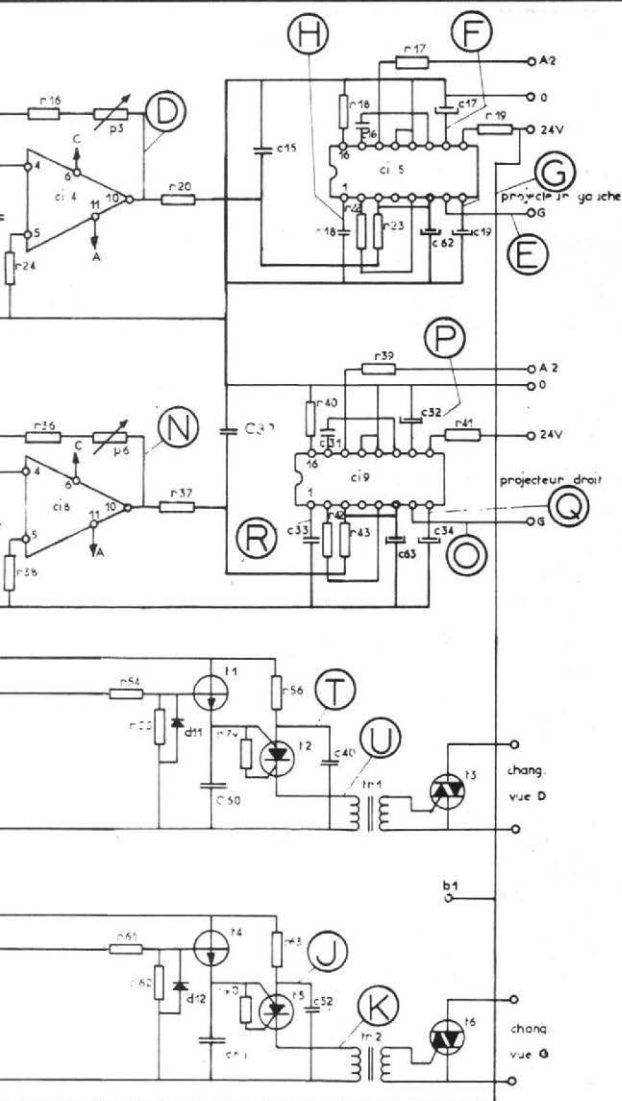
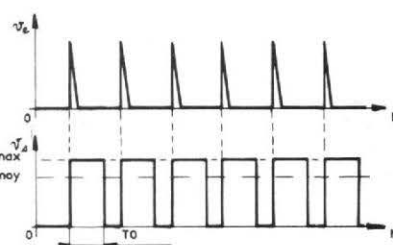


Fig. 5



Organisation Fp 3

Fig. 4



d

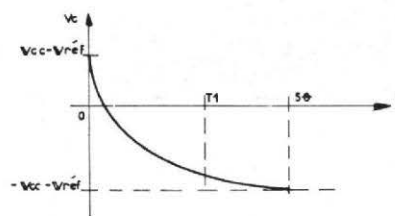


Fig. 6e

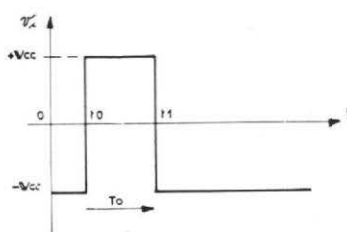


Fig. 6f

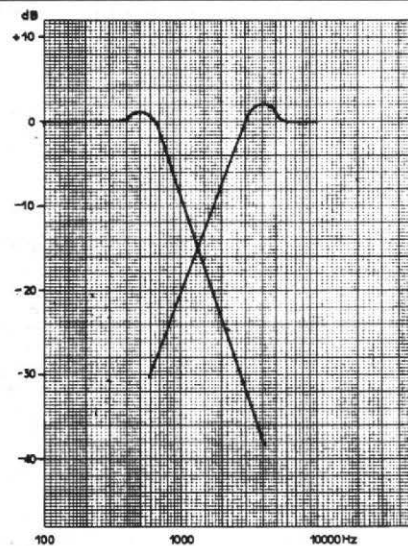


Fig. 3

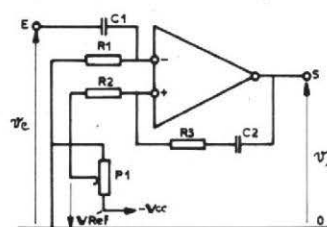


Fig. 6a

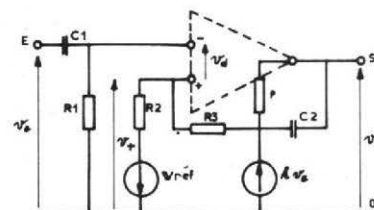


Fig. 6b

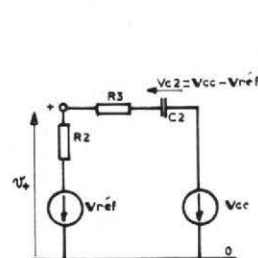


Fig. 6c

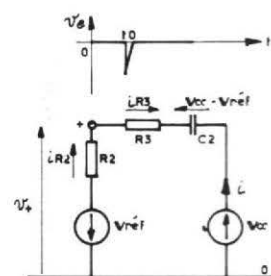


Fig. 6d

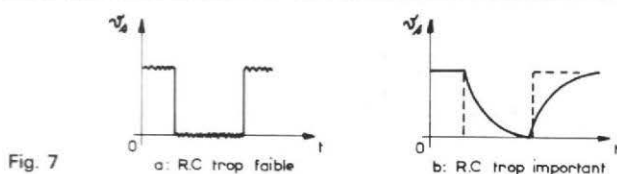


Fig. 7

a: RC trop faible

b: RC trop important

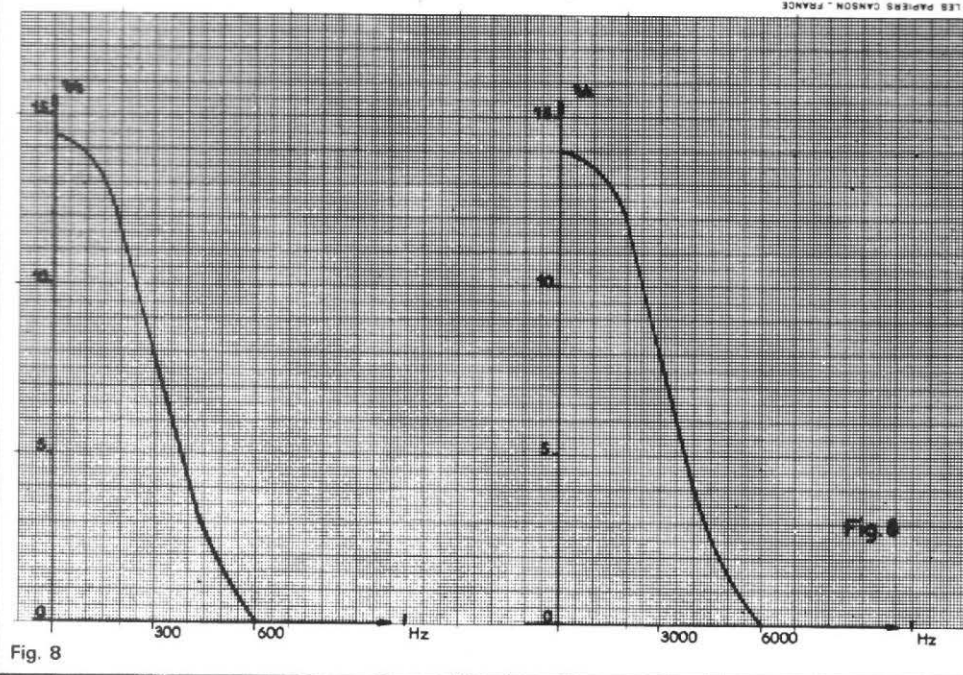


Fig. 8

le montage à la plage de fréquence.

La figure 4 montre le schéma d'organisation. Le principe de la conversion repose sur l'utilisation d'un oscillateur monostable F_{s32} .

La caractéristique d'un tel oscillateur (fig. 5a) est la suivante : lorsqu'il reçoit à l'entrée une impulsion de durée quelconque, il délivre en sortie une impulsion de durée caractérisée T_0 constante et d'amplitude constante voisine de $V_{CC} = V_{max}$.

Voyons à présent ce qui se passe lorsque ce montage reçoit à l'entrée des impulsions périodiques de période différente décroissante (fig. 5b, 5c, 5d).

L'on démontre par le calcul, et l'on voit qu'en 5b, la valeur moyenne de V_s est faible, égale à $V_{max}/2$ en 5c, et proche de V_{max} en 5d.

A chaque fréquence d'entrée correspond bien une valeur unique v_{moy} de sortie.

Le montage monostable utilise ici un circuit intégré C_{13} 7709.

Le schéma de principe est donné figure 6a, et le modèle électrique équivalent figure 6b.

Faisons le bilan des états électriques au repos :

$v_e = 0$, l'entrée inverseuse est au potentiel zéro.

L'entrée non inverseuse est au potentiel $-V_{ref}$, dont $v_d > 0$.

La sortie est de ce fait à un potentiel proche de $-V_{CC}$.

La maille du condensateur C_2 est alors celle de la figure 6c. Le potentiel aux bornes de ce condensateur vaut $VC_2 = V_{CC} - V_{ref}$.

A la date t_0 , nous appliquons à l'entrée une brève impulsion négative (fig. 6d) d'amplitude supérieure à v_d , telle que l'on ait $v_d < 0$.

Il en résulte que v_s se trouve brusquement porté à un potentiel proche de $+V_{CC}$ et la maille du condensateur C_2 se modifie.

Celui-ci qui était primitivement chargé au potentiel $V_{CC} - V_{ref}$, va tendre à se charger au potentiel $-(V_{CC} + V_{ref})$

dans le temps 5θ , avec $\theta = C_2 (R_2 + R_3)$ figure 6e.

Toujours à cette date t_0 , l'entrée non inverseuse voit son potentiel $v +$ passer à la valeur :

$$v + = -V_{ref} + R_2 i$$

comme

$$i = \frac{2 V_{CC}}{R_2 + R_3}$$

soit

$$v + = 2 V_{CC} \frac{R_2}{R_2 + R_3} - V_{ref}$$

V_{ref} est choisi de telle façon que $V_{ref} \leq V_{CC}$. Il en résulte que $v + > 0$ donc $v_d < 0$ ce qui entraîne $v_s > 0$ même après disparition de l'impulsion de commande.

Or nous avons vu que le condensateur C_2 se chargeait et que le courant i tendait vers zéro. Lorsqu'à la date t_1 le courant i est tel que $R_{21} = V_{ref}$, $v + = 0$. A la date $t_1 + \varepsilon$, $v + < 0$, donc $v_d > 0$ ce qui entraîne $v_s < 0$ soit un retour à la situation initiale.

En fonction de ce qui pré-

cède, l'on voit que la date, t_1 est déterminée par la constante de temps $\theta = C_2 (R_2 + R_3)$ et V_{ref} .

La période T_0 (fig. 6f) sera fixée par la valeur du condensateur C_2 et ajustée par modification de la valeur de V_{ref} (potentiomètre P_1).

Si les impulsions périodiques appliquées à l'entrée sont sensiblement d'une période $T = 2 T_0$, la valeur moyenne de v_s sera proche de 0 volt, et pourra être ajustée exactement à cette valeur par action sur le potentiomètre P_1 .

Nous venons de voir que pour fonctionner le montage monostable requerrait des impulsions négatives alors que nous disposons de signaux quasi sinusoïdaux.

C'est pourquoi ce montage est précédé d'un étage F_{s31} dit de « rectangularisation » (C_{12} et C_{16}) qui n'est autre qu'un amplificateur opérationnel en boucle ouverte ou presque travaillant toujours à saturation. La sortie ne connaît pratiquement que deux états $+V_{CC}$ et $-V_{CC}$. Une cellule de différentiation (C_{11} , R_{10} et C_{26} , R_{33}) transforme ces signaux rectangulaires en impulsions. Une diode (D_1 et D_3) n'en prélève que les parties négatives.

Enfin les circuits intégrés C_{14} et C_{18} jouent le rôle d'amplificateurs à courant continu dont le gain s'ajuste au moyen des potentiomètres P_3 et P_6 .

Les cellules R_{15} , C_{14} et R_{35} , C_{29} constituent des filtres passe-bas, ou intégrateurs, afin de restituer la valeur moyenne de la tension de sortie de l'étage monostable. Les constantes de temps doivent être judicieusement choisies.

En effet, si elles sont trop faibles, il subsiste un signal périodique important superposé à la valeur moyenne.

Si elles sont trop importantes, les variations brusques de cette valeur moyenne ne sont plus transmises, elles sont déformées (fig. 7). Les flashes perdent leur sécheresse.

Une bonne solution de compromis a conduit à l'adoption de trois cellules en cascade R_{15} , C_{14} avec R_{20} , C_{15} et R_{23} , C_{62} , puis R_{35} , C_{29} avec R_{37} , C_{30} et R_{43} , C_{63} .

La figure 8 reproduit les caractéristiques de transfert des deux convertisseurs fréquence tension. La zone utilisée est représentée en trait gras. L'on remarque qu'elle est sensiblement linéaire.

Les circuits de commande des triacs F_{p5} et F_{p6} utilisent des circuits intégrés L120 qui commencent maintenant à être bien connus des lecteurs. Le fonctionnement détaillé en a été expliqué dans le numéro 1575 du 18 novembre 1976. Aussi ne reviendrons nous pas sur ce sujet, si ce n'est que dans les oscillogrammes.

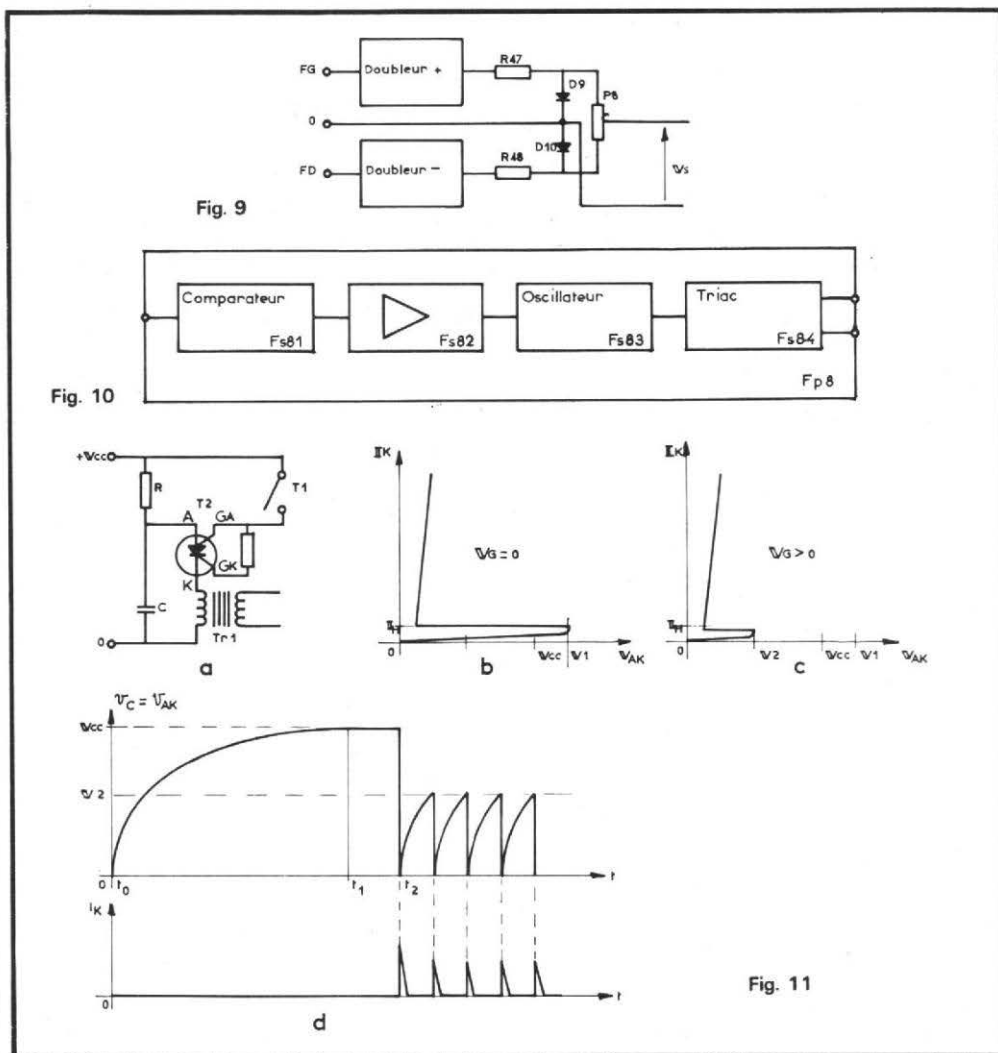
Nous venons de décrire le fonctionnement de la partie contrôle luminosité des lampes de projection. Voyons comment s'opère la commande de changement de vues.

Qu'ils soient issus des convertisseurs tension fréquence ou du magnétophone, les deux signaux basse fréquence sont appliqués aux bornes d'un détecteur différentiel, constitué par les condensateurs C_{35} à C_{38} et les diodes D_5 à D_8 . Il s'agit en fait de deux redresseurs doubleurs de tension symétriques du type Schenkel. L'un délivre une tension continue positive, l'autre une tension continue négative. Ces deux tensions sont écartées à 0,8 V environ par les cellules R_{47} , D_9 et R_{48} , D_{10} , puis appliquées aux deux extrémités d'un potentiomètre P_8 . Le curseur est réglé sensiblement au centre pour obtenir $V_s = 0V$ lorsque les deux signaux basse fréquence sont présents simultanément (fig. 9). Si l'on supprime le signal F_g seul, l'on voit de suite que $V_s < 0$ et si l'on supprime le signal F_d seul $V_s > 0$. D'où la table de fonctionnement logique suivante :

F_G	F_D	V_s
1	1	0
0	1	< 0
1	0	> 0
0	0	0

de laquelle il ressort qu'un arrêt du magnétophone est sans effet sur les mécanismes de changement de vue (F_d et $F_g = 0$).

L'écrêtage énergétique des



signaux redressés permet de tolérer des variations importantes de niveau, elles-mêmes sans influence sur les convertisseurs fréquence tension.

La tension disponible en sortie de ce détecteur différentiel est appliquée simultanément à deux dispositifs de commande électronique de changement de vues F_{p8} (et F_{p9}) dont l'organisation est donnée figure 10.

Un circuit intégré C_{110} constitue le comparateur F_{s81} . C'est en fait un amplificateur opérationnel en boucle ouverte. L'entrée inverseuse 4 est portée à un potentiel de référence faiblement positif au moyen du pont diviseur R_{57} , P_{19} . En fonctionnement normal l'entrée non inverseuse 5 est au potentiel 0 volt (V_s de P_8). La borne de sortie 10 est donc à un potentiel voisin de $-V_{CC}$.

Le transistor T_1 amplifica-

teur de courant F_{s82} est bloqué. La diode D_{11} protège la jonction base émetteur en inverse ($-B_{max} = 5V$).

L'oscillateur à thyristor F_{s83} (T_2) n'est pas alimenté, le triac F_{s84} (T_3) ne reçoit aucune impulsion sur sa grille et reste bloqué.

Lorsque le signal F_g est supprimé, l'on a $V_{sp8} < 0V$. Cette tension appliquée à l'entrée non inverseuse ne produit aucun effet, puisque la sortie 10 est déjà à $-V_{CC}$.

Par contre si l'on supprime F_d , $V_{sp8} > 0V$ et comme $V_{sp8} < V_{ref}$, la borne de sortie 10 passe cette fois à $+V_{CC}$.

Le transistor T_1 conduit. L'oscillateur F_{s83} fonctionne. Etudions ce fonctionnement (fig. 11). La figure 11a représente le schéma de principe. Les figures 11b et 11c représentent les caractéristiques $V_{AK} - I_K$ d'un thyristor.

Lorsque $V_g = 0$ et que V_{AK} croît, il ne circule d'abord aucun courant appréciable jusqu'à ce que V_{AK} atteigne la valeur V_1 . A ce moment le thyristor s'amorce et se comporte comme une diode, à condition que $I_K > I_H$, I_H étant appelé courant de maintien. Sinon le thyristor cesse de conduire. Mais comme nous avons choisi $V_{CC} < V_1$, il ne peut jamais conduire tant que $V_g = 0$.

Lorsque $V_g > 0$, l'amorçage se produit cette fois pour une tension $V_{AK} = V_2$ et comme $V_2 < V_{CC}$ le thyristor peut conduire.

Revenons au schéma 11a et supposons que nous mettions le montage sous tension à la date t_0 avec l'interrupteur T_1 ouvert. Le condensateur C va se charger à travers la résistance R

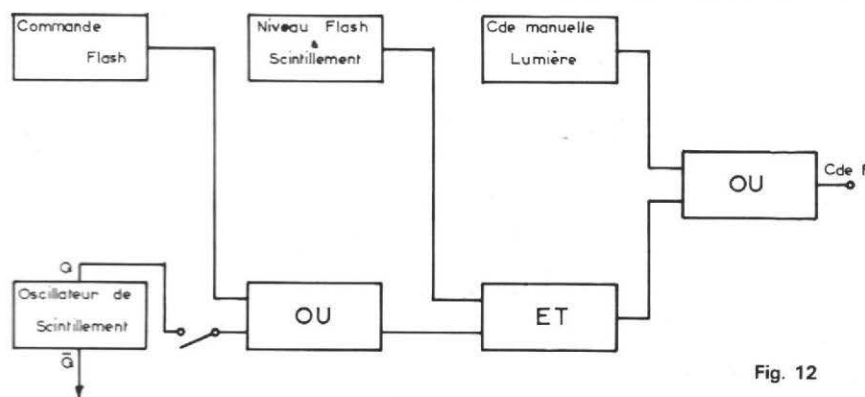


Fig. 12

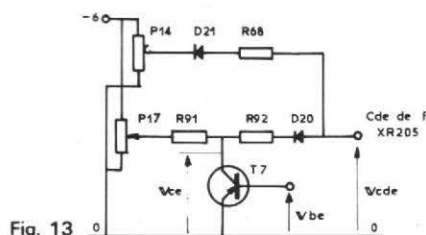


Fig. 13

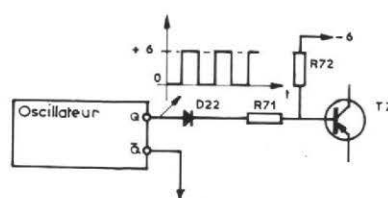


Fig. 14

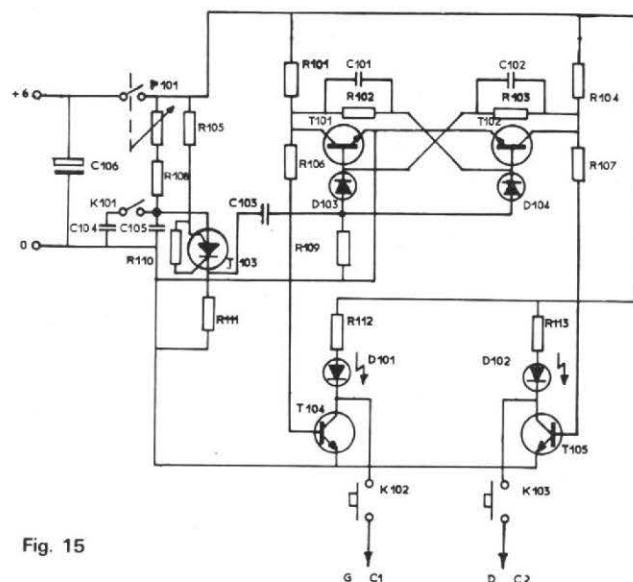


Fig. 15

pour atteindre V_{CC} à ses bornes dans le temps $t_1 - t_0 = 5RC$. Comme $V_{AK} = V_{CC} < V_1$ le thyristor ne s'amorce pas.

A la date T_2 nous fermons l'interrupteur T_1 . Comme $V_{AK} = V_{CC} > V_2$, le thyristor s'amorce se comporte comme une diode qui conduit le courant de décharge du condensateur C dans le primaire du transformateur T_{r1} . Une impulsion est créée.

Lorsque le condensateur est déchargé, le seul courant qui

circule dans le thyristor provient de R . Or la valeur de R est choisie de façon telle que l'intensité du courant qui la traverse soit inférieure à I_H . Le thyristor se désamorce et le condensateur C commence à se recharger, mais dès que la tension à ses bornes atteint la valeur V_2 , le thyristor se réamorce et une nouvelle impulsion est créée, ainsi de suite jusqu'à l'ouverture de l'interrupteur T_1 , qui n'est autre que le transistor T_1 .

Ces impulsions périodiques sont appliquées par l'intermédiaire du transformateur T_{r1} à la grille du triac T_3 qui devient conducteur, permettant l'alimentation du relais de commande de marche avant situé dans le projecteur.

Le transformateur T_{r1} ne sert qu'à assurer un isolement galvanique entre le circuit d'alimentation du relais et le circuit d'alimentation de la lampe du projecteur.

L'autre dispositif de com-

mande F_{p9} fonctionne de la même façon, mais les entrées du comparateur sont inversées. C'est donc lorsque l'on supprime le signal F_g qu'il réagira.

Mais que se passe-t-il du côté des lampes de projection lors des suppressions des signaux basse fréquence? L'on remarque sur la caractéristique de transfert (fig. 8) que la tension de sortie des convertisseurs atteint pratiquement $+V_{CC}$ soit 14 V. Comme l'extinction des lampes s'obtient pour 8 V environ il ne se passera rien du tout.

Il nous reste maintenant à étudier les convertisseurs tension — fréquence F_{p1} et F_{p2} . Pour obtenir ultérieurement une séparation facile, il nous faut obtenir des signaux sinusoïdaux d'amplitude quasi constante et de fréquence variable. De plus pour des raisons qui deviendront évidentes plus tard, nous voulons une commande simple. C'est-à-dire qu'avec un montage classique, il nous faudrait un schéma assez complexe et un nombre élevé de composants discrets.

Fort heureusement tout ceci existe sous forme d'un circuit intégré XR205 appelé générateur de fonctions et qui peut à volonté produire des signaux carrés, triangulaires et sinusoïdaux, modulés en amplitude ou en fréquence par simple variation d'une tension continue. On ne pouvait guère espérer mieux!

Sous un même boîtier sont réunis un VCO (voltage control oscillator) un modulateur et un amplificateur. Nous n'utiliserons que les deux premiers. La fréquence du signal va dépendre de la capacité C_{42} sur C_{112} et C_{49} sur C_{113} , ainsi que de la valeur de la tension continue appliquée à la broche 13. Le signal présent aux bornes de ce condensateur est appliqué à l'entrée du modulateur. Le potentiomètre P_{12} ou P_{24} , permet d'ajuster la forme de ce signal recueilli sur la broche 2: triangle ou sinusoïde, tandis que le potentiomètre P_{11} (ou P_{23}) permet le réglage de l'amplitude de ce même signal.

L'alimentation se fait en +6 et -6 V aux bornes 9 et 16. Elle est interrompue lorsque le

fondue est en position reproduction. Le circuit intégré CR204 est conçu pour travailler avec une tension de commande de fréquence négative. Le fait de rendre cette tension positive fait cesser l'oscillation.

En d'autres termes, en appliquant à la broche 13 :

— Une tension négative variable, l'on provoque l'éclairage ou l'extinction de la lampe de projection.

— Une tension positive, l'on provoque le changement de diapositive par suppression du signal (F_g ou F_d).

Ces commandes sont regroupées dans le pupitre comme l'indiquent les encadrements en trait interrompu sur le schéma général (fig. 2). Avant d'examiner dans le détail ces commandes et les circuits annexes, parlons du matriage P_{10} .

Pour n'occuper qu'une piste magnétique, il faut mélanger les signaux sans interaction de l'un sur l'autre. Ceci s'obtient simplement au moyen d'un réseau R_{51} et R_{50} , R_{70} avec R_{49} et C_{65} .

Nous pouvons maintenant aborder l'étude du pupitre. La figure 12 en montre le schéma d'organisation pour une voie.

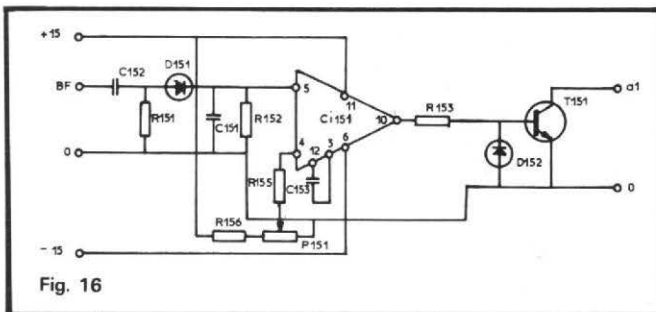


Fig. 16

L'on y voit apparaître un certain nombre de portes logiques qui donnent au système sa grande souplesse d'utilisation. Ainsi la fréquence d'oscillation, en fait la luminosité de la lampe de projection dépend de la commande à curseur OU de la commande de niveau de flash à condition que cette dernière soit validée par l'opérateur ET. Cette validation dépend elle-même de la commande de flash OU de l'oscillateur de scintillement.

La porte OU de sortie est constituée par deux diodes D_{20} et D_{21} . (fig. 13). Pour l'instant nous supposons que le transistor T_7 est bloqué. L'association des fonctions est telle que la lampe de projection s'allume

lorsque C_{Cde} croît, V_{Cde} étant négatif. Il est évident d'après le schéma 13 que c'est la plus négative des deux tensions issues des potentiomètres P_{14} et P_{17} qui l'emporte et fixe le potentiel de V_{Cde} puisque le transistor T_7 est bloqué.

Portons le transistor T_7 à saturation. Le potentiel V_{CE} est voisin de 0 V. L'action du potentiomètre P_{17} est alors inopérante. Le transistor T_7 joue le rôle de la porte ET. Il est habituellement saturé, la base étant reliée au potentiel -6 V par l'intermédiaire de l'élément résistif R_{71} .

Le bouton poussoir X_4 connecté au + 6 V permet de porter le potentiel de cette base à une valeur légèrement posi-

tive par rapport à l'émetteur, assurant un blocage efficace. Ce bouton poussoir, c'est la commande de flash.

Supposons le potentiomètre P_{14} ajusté au minimum, le potentiomètre P_{17} au maximum, le transistor T_7 saturé. D'après ce qui précède V_{Cde} a la valeur minimum, la lampe de projection est éteinte. Actionnons l'interrupteur X_4 . Le transistor T_7 se bloque, V_{Cde} prend instantanément la valeur maximum, la lampe de projection s'éclaire brusquement à pleine puissance. Lâchons l'interrupteur X_4 , elle s'éteint de suite. Nous venons de provoquer un flash.

Si nous disposons d'un oscilateur dont les signaux périodiques rectangulaires disponibles en sortie Q ont une amplitude variant de 0 à 6 V, par l'intermédiaire de la diode D_{22} (fig. 14), nous provoquons le blocage et la saturation périodique du transistor T_7 . Selon la fréquence de cette oscillation, nous obtiendrons des flashes périodiques ou un effet de scintillement.

Suivant la position du curseur du potentiomètre P_{17} , lors

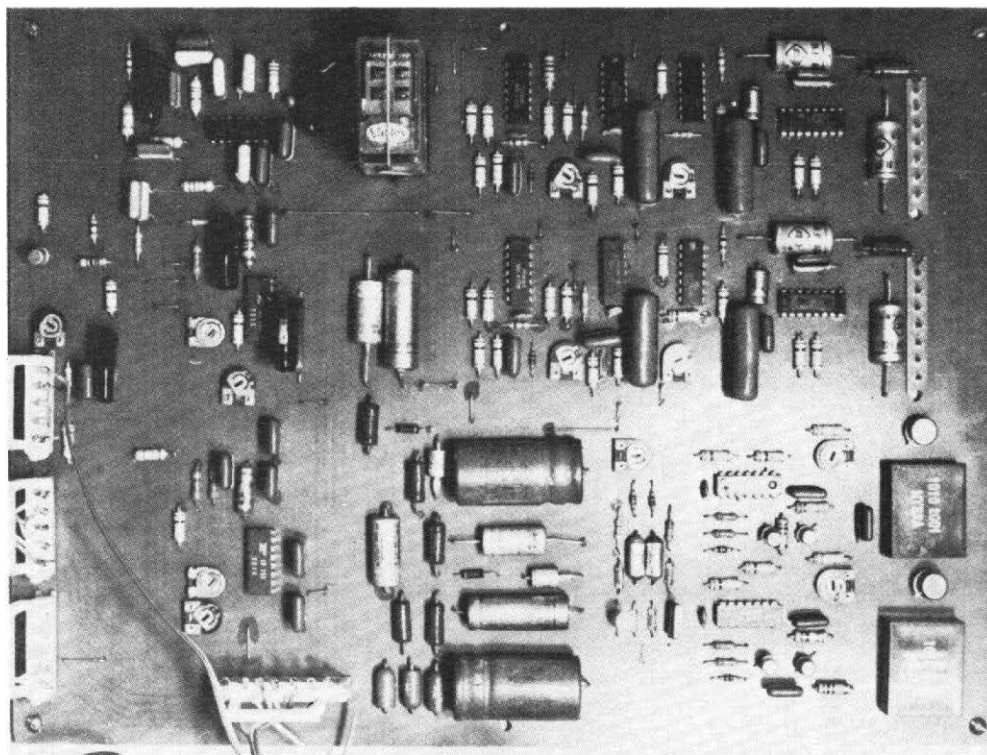


Photo 1. - Une vue du circuit imprimé dont la réalisation sera proposée dans notre prochain numéro.

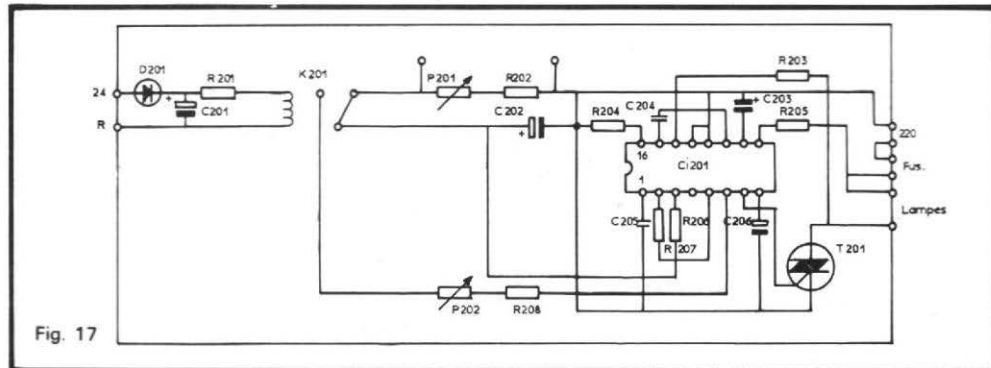


Fig. 17

des flashes la lampe de projection éclaire plus ou moins.

Suivant la position du curseur du potentiomètre P_{14} , entre les flashes la lampe de projection s'éteindra plus ou moins.

Par analogie à la télévision, nous dirons que, lors de flashes ou scintillements, le potentiomètre P_{14} règle le niveau du noir, et le potentiomètre P_{17} le niveau du blanc.

Quant à l'interrupteur X_3 , il a pour mission de porter le potentiel V_{Cde} à une valeur positive afin de provoquer l'arrêt de l'oscillation du circuit intégré XR205 et le changement de diapositives.

Les potentiomètres P_4 , P_7 et P_{13} permettent l'ajustement de l'extinction et de l'allumage de la lampe de projection en fin de course des potentiomètres P_{14} et P_{17} .

Nous venons d'étudier le fonctionnement de la voie gauche. Pour la voie droite le processus est le même, mais ce sera la sortie complétée $\bar{Q}$ de l'oscillateur de scintillement qui sera utilisée. Ainsi les deux projecteurs étant commutés en position scintillement, quand l'un est éteint, l'autre est allumé.

Le schéma de cet oscillateur de scintillement est donné figure 15. Nous y retrouvons un oscillateur à thyristor du même type que celui utilisé pour les commandes de triac de changement de vue. Le circuit RC est constitué par le potentiomètre P_{101} avec l'élément résistif R_{108} et les condensateurs C_{105} et C_{104} . L'interrupteur K_{101} permet de disposer de deux gammes de fréquence, tandis que le poten-

tiomètre P_{101} permet une variation continue de celle-ci à l'intérieur de chaque gamme.

Les impulsions présentes aux bornes de l'élément résistif R_{111} sont appliquées via le condensateur C_{103} à l'entrée d'une bascule bistable d'Eccles Jordan. Les impulsions sont alors transformées en signaux rectangulaires de fréquence moitié de celle de l'oscillateur, évitant à celui-ci de descendre trop bas en fréquence.

Les deux sorties de la bascule sont connectées aux deux bases des transistors T_{104} et T_{105} qui fonctionnent en commutation. Les diodes électroluminescentes insérées dans les circuits des collecteurs rendent compte de l'état électrique des sorties, mais aussi de la fréquence d'oscillation.

Les interrupteurs K_{102} et K_{103} permettent de déconnecter l'oscillateur lorsqu'il n'est pas utilisé.

Toutes ces opérations se traduisent par des variations de fréquences porteuses qui seront enregistrées fidèlement par le magnétophone, et reproduites de même avec tous les effets.

Avant d'étudier le schéma de la carte de commutation automatique, voyons comment elle est réalisée manuellement.

Le relais K_1 , 6RT, contrôle l'alimentation en $+6$ et -6 V des convertisseurs tension fréquence, de l'oscillateur de scintillement, et assure l'inversion de source des entrées des convertisseurs fréquence tension. Afin de limiter les contraintes sur la

source stabilisée $+15$ V, la bobine est alimentée en 12 V redressés et sommairement filtrés au moyen de la diode D_{15} et du condensateur C_{59} . Une borne de cette bobine est reliée en permanence au $+12$ V. Pour fermer le relais, il suffit donc de relier l'autre borne de la bobine au zéro, ce que fait l'interrupteur K_2 qui assure la commutation manuelle.

Dans la commutation automatique (fig. 16) le collecteur du transistor T_{151} est relié au retour de la bobine du relais K_1 . La mise à saturation de ce transistor assure alors la commutation.

Pour ce faire l'entrée BF reliée à la base du transistor T_9 est également reliée au détecteur constitué par les diodes D_{151} , condensateur C_{151} , élément résistif R_{152} . L'amplificateur opérationnel C_{151} est monté en comparateur, tel qu'en l'absence de signal à l'entrée BF, le potentiel de sa sortie 10 est voisin de $-V_{CC}$, bloquant le transistor T_{151} . Dès que le signal apparaît à l'entrée BF, le potentiel de la sortie 10 passe à $+V_{CC}$ assurant la saturation du transistor T_{151} et la commutation automatique.

Ainsi le magnétophone peut-il rester connecté en permanence par l'intermédiaire de sa prise « Tape in/out ». Le seul fait de le commuter en position enregistrement ou lecture suffit à assurer la commutation automatique de l'électronique du fondu. Sur une installation à demeure, il n'y a donc plus aucune manipulation de cordon à effectuer.

Un cinquième contact du relais K_1 sert à commander l'extinction et l'allumage des lampes de salle. La bobine du relais K_{201} (fig. 17) est alimentée suivant le même procédé que celle du relais K_1 , pour les mêmes raisons d'ailleurs. Il suffit donc de mettre le point R au potentiel 0 ce que fait le contact 1 du relais K_1 .

L'ensemble constitué par le circuit intégré C_{1201} (L_{120}) et les composants associés constitue un gradateur de lumière automatique. Il est alimenté directement sur le réseau 220 V. Le circuit intégré L_{120} délivrant une tension continue filtrée stabilisée disponible sur sa broche 6, nous l'utilisons pour charger le condensateur C_{202} , par l'intermédiaire du potentiomètre P_{202} et de l'élément résistif R_{208} , lorsque le relais K_{201} passe en position travail.

La différence de potentiel aux bornes du condensateur C_{202} est appliquée à l'entrée de l'amplificateur du circuit intégré C_{1201} , et à mesure que la tension croît, les lampes de salles s'éteignent. Le potentiomètre P_{202} règle donc le temps d'extinction.

Lorsque le relais K_{201} passe en position repos, le condensateur se décharge dans les potentiomètres P_{201} et élément résistif R_{202} . Le rallumage se produit au fur et à mesure de la décharge du condensateur C_{202} , décharge dont la durée se règle au moyen du potentiomètre P_{201} . Le rallumage peut être quasi instantané par court circuitage des bornes prévues à cet effet.

Pour terminer, disons quand même un mot des alimentations. Le 24 volts alternatif nécessaire au fonctionnement de cet ensemble est prélevé sur le secondaire du transformateur du projecteur droit. Par redressement mono alternance (le seul permis) les diodes D_{13} et D_{14} délivrent les tensions continues négatives et positives stabilisées ensuite à 15 et 6V, par les diodes D_{16} à D_{19} .

(à suivre)

M. LABRE

PRESSE TECHNIQUE

ETRANGERE

CAPACIMÈTRE NUMÉRIQUE

À la figure 1, on donne le schéma complet d'un capacimètre numérique (digital) proposé par Thomas R. Fox dans Popular Electronics d'avril 1977.

Cet appareil permet la lecture numérique de 0 à 99 des capacités de 100 pF à 1000 μ F. La valeur de la capacité inconnue C_x est indiquée par deux chiffres lumineux. Il est prévu un commutateur à 4 positions S_3 permettant d'adapter l'appareil à la valeur de la capacité à mesurer.

Le tout est alimenté sous 5 V régulés. Les circuits intégrés sont des TTL courants auxquels on a associé deux transistors 2N388, deux indicateurs lumineux DIS 1 = DIS 2 à 7 segments SLA-7 ou analogues, un 555, une diode D_1 = 1N4734 et une LED.

ANALYSE DU SCHÉMA

Les transistors Q_1 et Q_2 , NPN, sont montés en multivibrateur astable (oscillant librement) et engendrant des signaux rectangulaires à une fréquence de 1 kHz approxi-

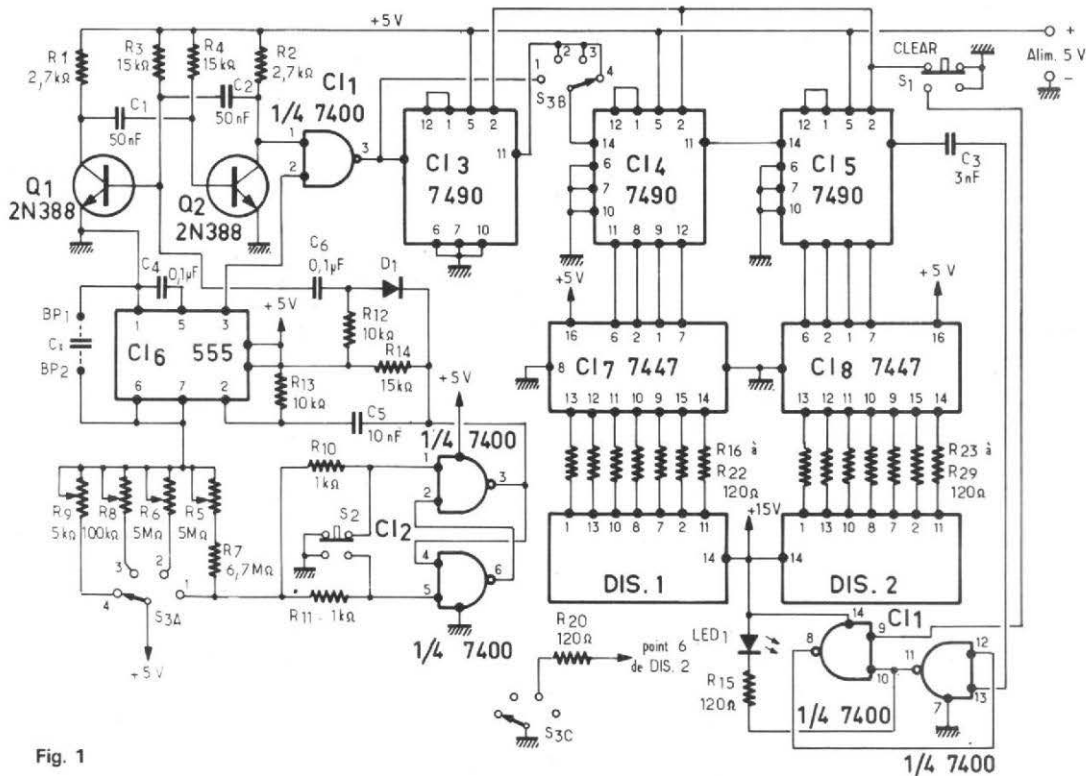


Fig. 1

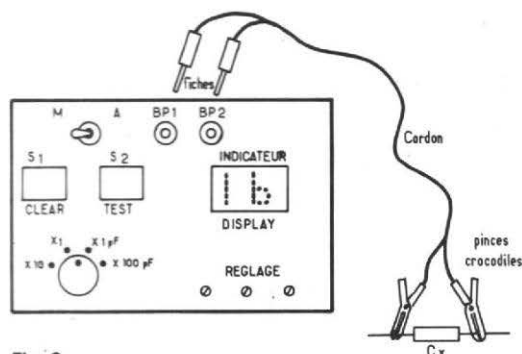


Fig. 2

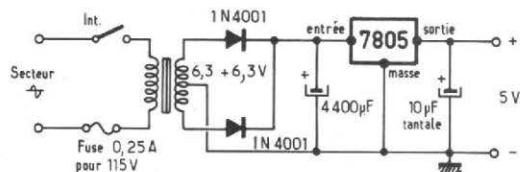


Fig. 3

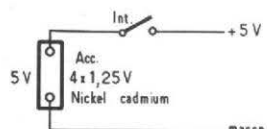


Fig. 4

mativement, valeur non critique.

Ce signal est appliqué à une entrée d'un NAND (NON ET), faisant partie de CI-1, quadruple NAND à deux entrées par élément du type 7-00.

La deuxième entrée du même 1/4 CI-1 reçoit le signal du temporisateur CI — « réalisé avec un 555, associé à deux éléments de CI — 2, ce CI étant du même type que CI-1.

La durée du signal de sortie de CI — 6, correspondant au niveau 1 (haut), est déterminée par la valeur de la capacité C_x à mesurer, connectée entre les points 1 et 6-7 du 555, les points sont reliés aux bornes spéciales BP1 et BP2. La première est à la masse.

La durée du signal dépend aussi de la résistance qui se trouve entre le point 7 du 555 et le + 5 V. La résistance convenable est mise en circuit par un élément du commutateur S_3 à trois pôles, A, B, C et quatre positions.

Si la résistance (R_5 , R_6 , R_7 ou R_8) est fixée, la période de temporisation est proportionnelle à la valeur de la capacité inconnue C_x , ce qui permet de mesurer celle-ci en mesurant la durée de la période.

Dans un NAND, le signal de sortie est à zéro (niveau bas) que si les deux entrées sont positives (niveau haut). Étant donné que le signal à 1 kHz du multivibrateur est déclenché par la durée de la temporisation, seules les impulsions dans la partie montante, peu-

vent être comptées par CI-3, un compteur décimal réalisé avec 7490 (comme CI-4 et CI-5). Celui-ci donne à la sortie, point 11 relié à (F), un signal à 100 Hz. Le point F, ainsi que les points G et E, sont reliés au commutateur S_{3B} qui, en position 4 relie G à F et en positions 1, 2 et 3, relie G à E. Le point G est l'entrée (point 14) de CI 4, deuxième élément du compteur à décades. Ce commutateur permet de mettre en circuit ou de mettre hors-circuit, CI-3.

Ce dernier est en circuit en position 1 seulement. Cette position du commutateur S_3 correspond à la gamme de mesures des capacités les plus faibles, 100 pF à 10000 pF.

Les impulsions ainsi choisies sont appliquées au compteur à deux décades CI-4 et CI-5 connectées à des décodeurs IC7 et IC8 du type 7447 qui commandent les indicateurs lumineux DIS-1 et DIS-2. Ce sont des indicateurs à anode commune du type SLA 7 ou similaire. DIS-1 indique le chiffre des dizaines (0 à 9) et DIS-2 celui des unités, ce qui permet de lire des nombres de 00 à 99.

Le centième comptage est transmis du point 11 de CI-5 (représenté deux fois sur le schéma) à C_3 et par celui-ci à un flip-flop, réalisé avec deux éléments NAND de CI-1, représentés en bas et à droite sur la figure 1.

Lorsque ce flip-flop est en fonctionnement, il rend conducteur l'indicateur LED rouge « LED 1 » monté entre

R_{15} et les deux « DISPLAY » aux points 14 et au + 5 V. De ce fait, cette LED s'allume.

Le système est remis à zéro par le poussoir S_1 (CLEAR). Sur le schéma, ce poussoir est à l'état de repos. La remise à zéro (« RESET ») s'effectue lorsque le point 9 du NAND de CI-1 est mis à la masse.

La présentation du panneau avant est indiquée à la figure 2. Sur ce panneau sont montés les commutateurs, S_1 = CLEAR = remise à zéro, S_2 = TEST, S_3 = gammes :

- De droite à gauche :
- Pos 1 : 100 pF à 10000 pF
- Pos 2 : 10000 pF à 1 µF
- Pos 3 : 1 µF à 100 µF
- Pos 4 : 10 µF à 1000 µF

Les réglages ajustables sont accessibles en bas et à droite du panneau avant.

Alimentation. L'appareil peut être alimenté sur 5 V à partir du secteur ou à partir d'une batterie. A la figure 3 on donne le schéma de l'alimentation sur secteur. Le transformateur de 25 à 30 W donne au secondaire 12,6 V 2 A, avec prise médiane. On utilise deux diodes redresseuses 1N 4001 et un régulateur de tension 7805 à trois points de branchement. Le condensateur de sortie de 10 µF doit être au tantale. Il est indispensable de prévoir la régulation de tensions.

A la figure 4 on donne les schémas des alimentations à partir d'accumulateurs au nickel — cadmium. On utilise 4 éléments de 1,25 V chacun montés en série, ce qui donne exactement 5 V.

En cas de tension insuffisante, le capacimètre avertit lui-même que la batterie doit être rechargée, les indicateurs DISPLAY restant à zéro.

Réglages. Ce capacimètre doit être étalonné. On utilisera les capacités à faibles tolérances : 5 % pour les faibles capacités, 10 % pour les capacités élevées, qui en général (mais pas toujours) n'ont pas besoin d'être très précises.

On choisira des capacités dont la valeur est située vers le milieu de la gamme, par exemple 5000 pF dans la gamme 100 pF — 10 000 pF.

Connecter la capacité étalon à la place de C_x , entre les bornes BP1 et BP2. Appliquer l'alimentation et vérifier que les indicateurs lumineux numériques s'allument. Agir sur S_1 (CLEAR) et voir si les indicateurs sont à « 00 ».

Agir sur S_2 (TEST) et régler R_5 pour obtenir le nombre correct indiquant la valeur de la capacité étalon. Si la capacité essayée est plus grande que celle de la gamme sur laquelle on a placé S_3 , la LED 1 s'allume. Il faut alors placer S_3 sur la gamme suivante, correspondant à des capacités plus élevées.

La gamme 2 se règle avec R_6 , la gamme 3 avec R_8 et la gamme 4, celles des capacités les plus fortes, avec R_9 .

Cet appareil est particulièrement intéressant par son principe de fonctionnement par l'emploi de CI TTL ou autres, par la lecture directe de la capacité mesurée et par la simplicité des mesures.

La gamme des capacités est de 100 pF à 1000 μ F seulement et son montage pratique doit être assez laborieux et long. (voir note à la fin de cet article).

Composants. Voici les branchements des composants actifs cités dans l'analyse du capacimètre numérique.

7400 (ou 400) quadruple NAND à deux entrées. Ce CI est monté en boîtier à 14 broches et la figure 5 B indique d'une manière simplifiée sa composition intérieure. La masse est au point 10 et le + au point 5.

Le 7447 est en boîtier à 16 broches avec la masse au point 8 et le + 5V au point 16. Il doit être associé à un indicateur à 7 segments comme celui de la figure 6 sur laquelle les segments lumineux sont désignés par abc... g ou 1, 13, 10, 8, 7, 2, 11 respectivement selon les marques des indicateurs.

A la figure 5, C et D on donne le brochage du 555 qui est le même dans les deux versions. Tous les boîtiers sont vus de dessus.

Les transistors 2N 388 sont assez anciens. Ils existent dans diverses marques dont RCA.

Le 2N 388 est à trois fils : 1 = émetteur, 2 = base et 3 = collecteur. Un modèle plus

récent, le 2N 3011 semble être « équivalent » au 2N 388 mais il n'est pas certain que le modèle de remplacement puisse osciller à 5 V d'alimentation comme un 2N 388 le fait. Le culot du 2N 388 est le Jedec T05. A la figure 7, on montre l'embase vue de dessous, c'est-à-dire fils vers l'observateur.

NOTE IMPORTANTE

Tous les extraits et compte-rendus de la Presse technique étrangère, sont publiés à titre documentaire et il peut être imprudent, d'essayer de les réaliser car certaines données pourraient manquer et nous ne les avons pas. De plus, on ne trouve pas toujours en France, certains composants qui sont disponibles ailleurs. Certains montages sont délicats à réaliser, surtout si l'on est amateur débutant et si l'on ne possède aucun appareil de mesure ni une expérience suffisante.

Attention aussi aux semi-conducteurs équivalents. Équivalent ne veut pas dire identique et il se peut qu'un appareil ne puisse pas fonctionner avec des composants

différents de ceux recommandés. De plus, il faut parfois sélectionner un exemplaire parmi un lot de semi-conducteurs du type recommandé.

SIGNAL TRAPEZOIDAL POUR SYNTHÉSEUR MUSICAL

A la figure 8, on montre l'amplitude d'un signal en fonction du temps. Il y a au moins trois parties caractéristiques : celle de durée t_1 dite d'attaque, correspondant à la montée de la tension depuis zéro jusqu'à une certaine valeur maximum e_m jusqu'à pratiquement zéro volt.

La forme trapézoïdale de la tension n'est pas la seule, on pourrait imaginer et créer des dispositifs pour obtenir d'autres formes d'« enveloppes ».

Celle de la figure 8 peut être réalisée à l'aide du montage représenté par le schéma de la figure 9.

On y trouve un circuit intégré temporisateur 555, bien connu de tous, par ses très nombreuses applications, deux transistors bipolaires NPN 2N 4400 et un transistor bipolaire PNP 2N 4402 (Motorola).

Le 555 est fabriqué par plusieurs fabricants, par exemple par RTC — Signetic, Motorola, Siemens, etc.

Dans cet appareil proposé par Roland Bitsch, dans *Electronics* du 17 mars 1977, il y a trois potentiomètres qui permettent de régler les valeurs de t_1 , t_2 et t_3 , d'une manière indépendante.

1) Le potentiomètre R_2 réglant le sustain, c'est-à-dire la valeur de t_2 correspondant au palier horizontal.

2) Le potentiomètre R_1 réglant l'attaque, c'est-à-dire le temps de montée t_1 de la tension.

3) Le potentiomètre R_3 réglant la durée t_3 de l'extinction, c'est-à-dire de la chute de la tension jusqu'à zéro. Théoriquement, cette chute est exponentielle et de durée infinie, mais pratiquement, au bout d'un temps fini, la valeur de la tension devient négligeable. Les sons correspondants sont alors inaudibles.

Ce modelage de la courbe de la figure 1 est complet et agit sur les trois parties de l'enveloppe. La tension de sortie est directement utilisable pour être appliquée comme tension enveloppe d'un signal BF produit par un synthétiseur ou plus simplement, par un générateur de signaux BF à touches ou boutons ou cla-

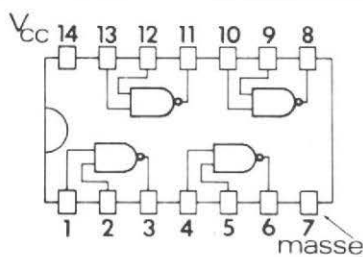
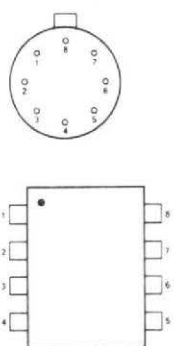
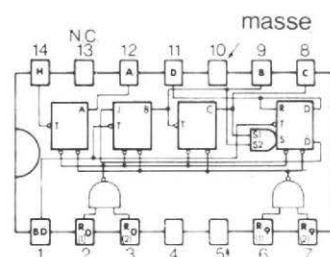


Fig. 5



2N388



Vu de dessous

Fig. 7

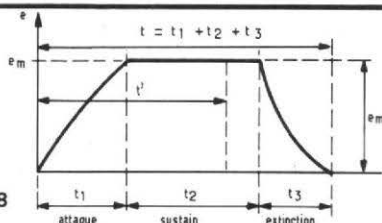


Fig. 8

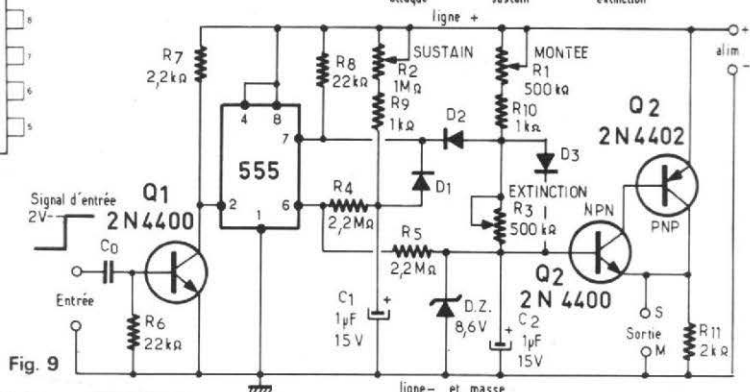


Fig. 9

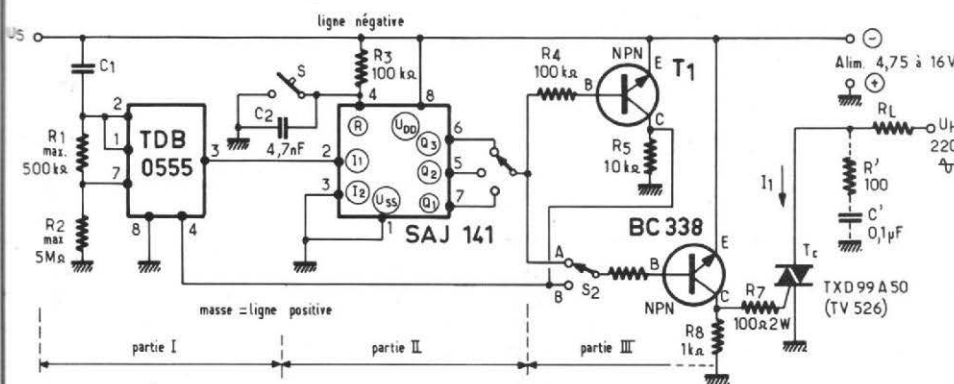


Fig. 14

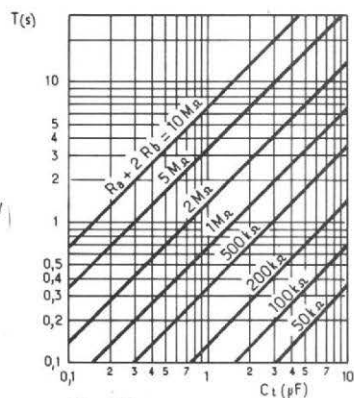


Fig. 15

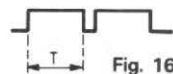


Fig. 16

L'horloge produit un signal de période maximum 30 s, avec une bonne précision. Grâce au circuit intégré SAJ 141, la fréquence du signal fourni par le 555 est divisée par 10, 100 ou 1000, ce qui allonge la période correspondante.

Le commutateur S_1 permet de choisir le rapport désiré, 10, 100 ou 1000. Après amplification par T_1 , le signal disponible est inversé au point B. En A il est inversé et le commutateur S_2 permet de connecter R_6 en A ou en B, selon le signal de sortie désiré sur R_L .

Si l'on utilise une charge inductive, on a prévu un réseau série $C'R'$ qui protège le triac.

Les valeurs de ces composants sont à déterminer expérimentalement entre $0,1 \mu F$ et $1 \mu F$ pour C' et 47Ω et 470Ω pour R' .

On pourra adopter le triac TXD 99 A 50 sur boîtier M8 ou le TV 526 (TO 220 AB) en version plastique.

La charge maximum de commutation est de 2 kW.

S_3 permet la remise à zéro du circuit. Ce dispositif peut être remplacé par un transistor ou un autre commutateur électronique.

Calcul de temps cyclique du générateur. Ce temps T est la période complète du signal.

Il est donné par la relation, $T = 0,693 (R_a + 2R_b) C_T$ ou $R_a = R_2$, $R_b = R_1$, $C_T = C_1$. Sa valeur peut être relevée sur l'abaque de la figure 15.

Sur celui-ci, C_T (en μF) est en abscisses, le temps T (en secondes) est en ordonnées et la somme $(R_a + 2R_b)$ est le paramètre.

A une température ambiante comprise entre 0° et $+40^\circ C$, la dérive est inférieure à 1 % à condition que l'on ait $R_a \leq 5 M\Omega$ et $R_b \leq 500 k\Omega$. Ces valeurs devront être maintenues constantes. La tension T est toutefois indépendante de la tension d'alimentation.

TYPES RECOMMANDÉS POUR C_T

Si l'humidité ambiante est relativement grande, on recommande un condensateur MKL scellé hermétiquement par exemple de la série B 32120. Si l'humidité moyenne relative est 75 % par année, adopter un condensateur plastique bobiné et scellé comme par exemple MKH B 32235 ou MKM B 32435 ou MKL B 32110.

LE CIRCUIT INTÉGRÉ DIVISEUR DE FRÉQUENCE SAJ 141

Le diviseur de fréquence statique, MOS, est monté dans un boîtier DIL à 8 broches. C' est un P MOS.

Ce CI possède trois sorties Q_1 , Q_2 , Q_3 donnant des signaux à période multipliée par 10, 100 ou 1000, donc de fréquence divisée par les mêmes nombres respectivement.

L'étage de sortie est réalisé comme un FET à drain non chargé intérieurement. Le courant maximum de commutation est de 10 mA. On commande l'étage de sortie à transistor par l'intermédiaire d'une résistance R_6 de $10 k\Omega$ à l'exclusion de toute capacité.

Le circuit intégré diviseur de fréquence à deux entrées, à seuils différents des rapports signal/bruit. Une entrée déclenche l'autre (I_1 et I_2).

La fréquence du signal d'entrée peut atteindre 1 MHz. Grâce à S_3 on obtient la remise à zéro des sorties.

On notera la possibilité d'adopter une tension d'alimentation de 4,75 V à 16 V, ce qui permettra d'associer ce montage à des circuits intégrés TTL, CMOS et LSL. Applications : charge de batte-

ries par exemple au NICD ; enregistrement magnétique (son, vidéo) ; temporisateur de durée d'exposition (photo), contrôle industriel.

VALEUR DES ÉLÉMENTS

On les a indiquées sur le schéma. C_T se détermine en utilisant l'abaque de la figure 15.

Soit par exemple $T = 10$ s (avant division de fréquence) et $R_a + 2R_b = 5 M\Omega$ On obtient un point d'abscisse $3 \mu F$ donc $C_T = 3 \mu F$.

Tous les composants sont des Siemens. A la figure 16, on donne la forme du signal de sortie.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Temps de retard max. ($T_{amb} 0$ à $+40^\circ C$) 10 heures.
Charge max. de commutation.... 2 kW.
Tension d'alimentation du triac 220 V alternatif.
Tension continue d'alimentation - 4,75 à - 16 V par rapport à la masse (+ alimentation).
Température ambiante.... 0 à $+70^\circ C$.
Consommation de courant ($U_s = 6$ V) 70 mA.

La table de lecture



TECHNICS SL 1000 MK2

LA table de lecture Technics SL 1000 est basée, sur une mécanique à entraînement direct, dont le niveau de qualité est réellement élevé. Il n'y a qu'à jeter un bref coup d'œil, pour se rendre compte que le constructeur n'a pas hésité sur les moyens pour réaliser une table de lecture digne de cette appellation. Une table de lecture très complexe, comme en témoigne l'asservissement en fréquence et en phase, et aussi très performante. Les performances sont d'ailleurs telles, qu'il paraît difficile d'aller plus loin, les disques ne méritant pas toujours qu'on les traite aussi bien... Les fluctuations de vitesse, ou la précision de vitesse de la table de gravure n'est d'ailleurs peut être pas si

grande que celle de l'instrument de lecture que nous avons entre les mains.

PRESENTATION

L'ensemble est très lourd. Physiquement, l'aspect en est massif ; cette masse fait partie de l'image de la table de lecture. Une stabilité de roc, il fallait un socle aussi stable que le quartz qui pilote le moteur... Ce socle est moulé dans une résine chargée d'une matière minérale, et vraisemblablement moulée sous pression. La partie résine est associée à une autre en contreplaqué très épais. Ce socle extrêmement massif est associé à des pieds

réglables en hauteur, et assez souples, qui le rendent pratiquement insensible aux vibrations externes courantes. La table de lecture, elle-même, est composée d'un socle de métal presque carré qui porte l'électronique et le moteur accompagné de son plateau. Le tapis de caoutchouc est noir, normal.

À côté du plateau, nous trouvons une plateforme de bois, destinée à recevoir le bras de lecture. Cette plateforme est fixée par quatre vis à tête à six pans creux, une clef Allen est livrée avec la base. Important.

Nous avons eu une table de lecture équipée du dernier né des bras de Technics, un bras type EPA 100, en S, d'une couleur or pâle, articulé sur un

solide cardan moulé et dont le tube est en titane nitruré, ce n'est donc pas n'importe quel bras.

La table de lecture est accompagnée d'un bloc d'alimentation imposant, et très allongé, cette séparation permettra d'éviter d'apporter des rayonnements parasites aux cellules les plus sensibles.

TECHNIQUES

Les techniques employées par le constructeur pour l'entraînement, sont parmi les plus intéressantes du marché. Nous avons, ici, un tourne-disques qui est piloté par quartz, et dont la stabilité de vitesse

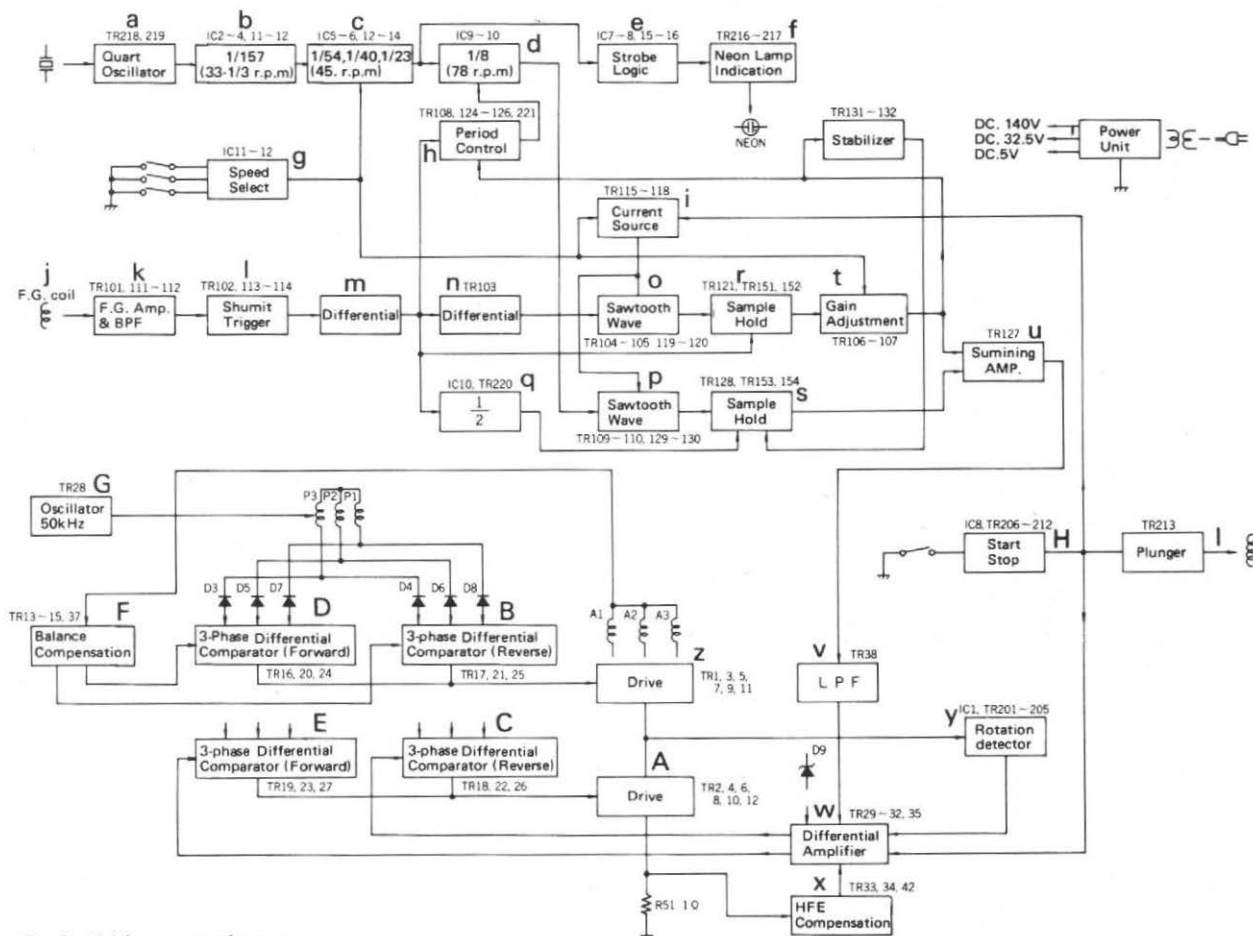


Fig. 1. Schéma synoptique.

sera donc remarquable, outre ce type de stabilité, nous avons une stabilité de phase, c'est-à-dire, que la position géographique du plateau est liée à la tension de sortie instantanée du système de pilotage par quartz. Cette particularité assure une parfaite insensibilité du plateau, à la variation de charge. Le constructeur indique d'ailleurs, la possibilité de charger le plateau avec l'équivalence de 500 têtes de lecture, sans qu'il ralentisse. Le système utilisé, est celui de l'asservissement de phase.

Sa stabilité n'est pas sa seule performance, nous avons également des possibilités intéressantes pour les applications professionnelles, ces possibilités sont le démarrage rapide (quelques centièmes de seconde) et l'arrêt pratique-

ment aussi rapide. En outre, le passage immédiat, d'une vitesse à une autre, pourra être apprécié des radiodiffusions. Au lieu d'attendre l'arrêt pour passer la vitesse, et d'être obligé de passer une musique d'attente, le passage d'une vitesse à une autre, aussi bien à l'accélération, qu'au ralentissement, s'effectue à une vitesse remarquable, 20 à 50 ms. Plus besoin de passer par la musique d'attente qui d'ailleurs ne trompait personne...

Cet esprit radiodiffusion professionnel, a été conservé avec le freinage à l'arrêt et la possibilité de retour en arrière. Le repérage d'un disque est autorisé; une restriction cependant: le pourtour du plateau est lisse et la main s'y accroche mal, la marche arrière n'est pas très facile;

sans doute une histoire de réglage du frein.

Le démarrage rapide a obligé le constructeur, à visser le plateau sur le moteur (trois vis). Le couple de frottement, plateau/moteur n'est pas suffisant pour assurer le départ. Si nous ne mettons pas les vis, nous constatons le glissement relatif du plateau et du moteur...

Le plateau est en alliage moulé, il porte des trous d'équilibrage dynamique, ces trous sont très rares, chez les constructeurs japonais. L'intervention est relativement coûteuse et exige de la main d'œuvre (par contre, elle est courante chez un constructeur européen comme Dual). Le stroboscope est installé à la partie inférieure du plateau. Ce stroboscope ne possède qu'une seule couronne, ce qui

s'explique par le pilotage par quartz de l'ampoule néon.

Un tapis au-dessus de la table de lecture, pour amortir le plateau et recevoir le disque. Cela ne suffisait pas, une feuille de caoutchouc anti-vibratoire est installée au-dessous du plateau. Le constructeur ne recule devant aucun sacrifice.

Sur le plan électronique, nous avons le synoptique de la figure 1. C'est un synoptique assez détaillé.

La tension de référence est délivrée par un quartz travaillant à la fréquence de 3,5796 MHz. Une série de diviseurs b.c.d. commutés par le sélecteur de vitesse g, donnent trois fréquences de référence, correspondant aux trois vitesses de rotation du tourne-disques. Les circuits e et f, attaquent une lampe au néon

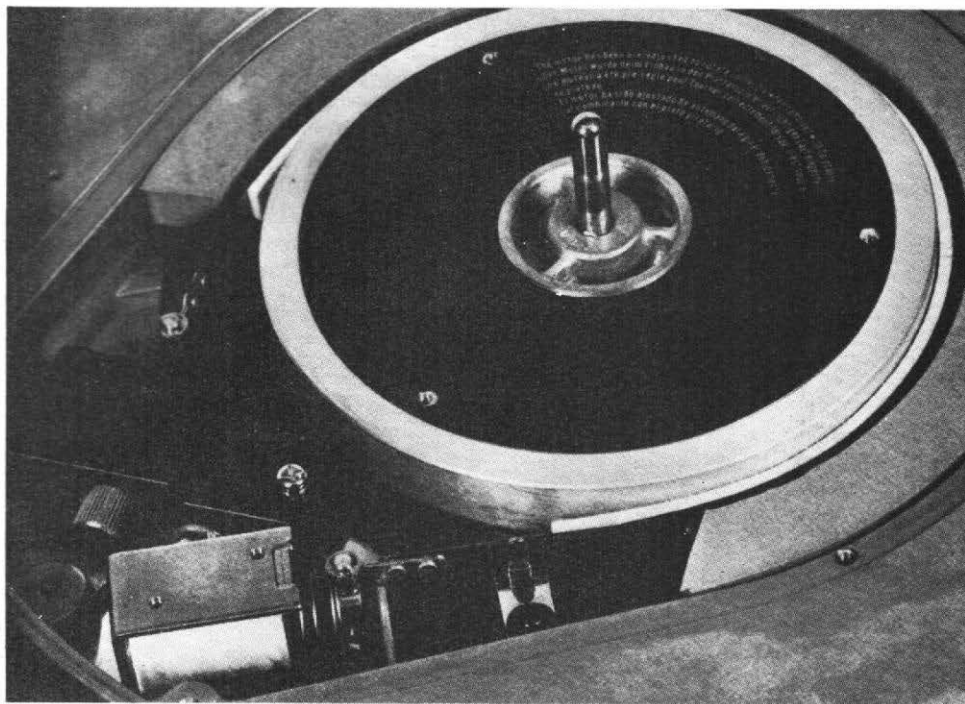


Photo 1. Le moteur, autour de ce dernier nous trouvons un frein électromagnétique à bande. Autorise la marche arrière.

illuminant le stroboscope. La tension impulsionnelle de sortie de d est dirigée sur un circuit où il est transformé en dents de scie.

Nous avons, en p une dent de scie dont la fréquence est celle de l'oscillateur pilote. La bobine j est l'enroulement d'une génératrice tachymétrique installée dans le moteur. Sa tension attaque un amplificateur suivi d'un filtre passe-bande. Un trigger de Schmitt met en forme la tension tachymétrique. Cette tension, mise en forme, est dirigée vers o où elle commande un autre générateur de dents de scie.

Après une division par deux par q, le signal tachymétrique arrive sur s pour être échantillonné. La branche n,o,s,t, sert pour l'asservissement de vitesse ; la branche q,p,s pour l'asservissement de phase. La variation de gain de t est celle commandée par le sélecteur de vitesse. Les deux tensions, après leur comparaison par les systèmes échantillonneurs bloqueurs (comparaison entre une dent de scie et une tension carrée commandant l'ouverture de l'échantillonneur blo-

queur), passent par un amplificateur de sommation qui additionne les deux tensions d'erreurs.

La tension de sortie de l'amplificateur de sommation u est alors dirigée vers le circuit de commande du

moteur, par l'intermédiaire du filtre passe bas qui ne conserve que l'information vitesse.

L'utilisation de deux types d'asservissement autorise une montée très rapide en vitesse, montée limitée par l'accélération angulaire de ce dernier. L'asservissement de phase seul, ne constitue pas une solution viable, un verrouillage pouvant se produire sur une autre fréquence que celle affichée. Ici, le circuit de sommation assure un rôle de circuit ET. Pour que la tension d'erreurs de l'amplificateur soit nulle, il faut que deux conditions soient remplies, la vitesse doit être bonne et le déphasage entre la tension de la génératrice et celle de référence doit être nul (ou constant). Nous devons avoir, pour cette table de lecture, un élément tachymétrique particulièrement régulier, les erreurs de gravure ou d'usinage se répercutant sur la vitesse sous formes de scintillements ou de pleurage.

Les étages suivants, de w à g, sont les circuits de com-

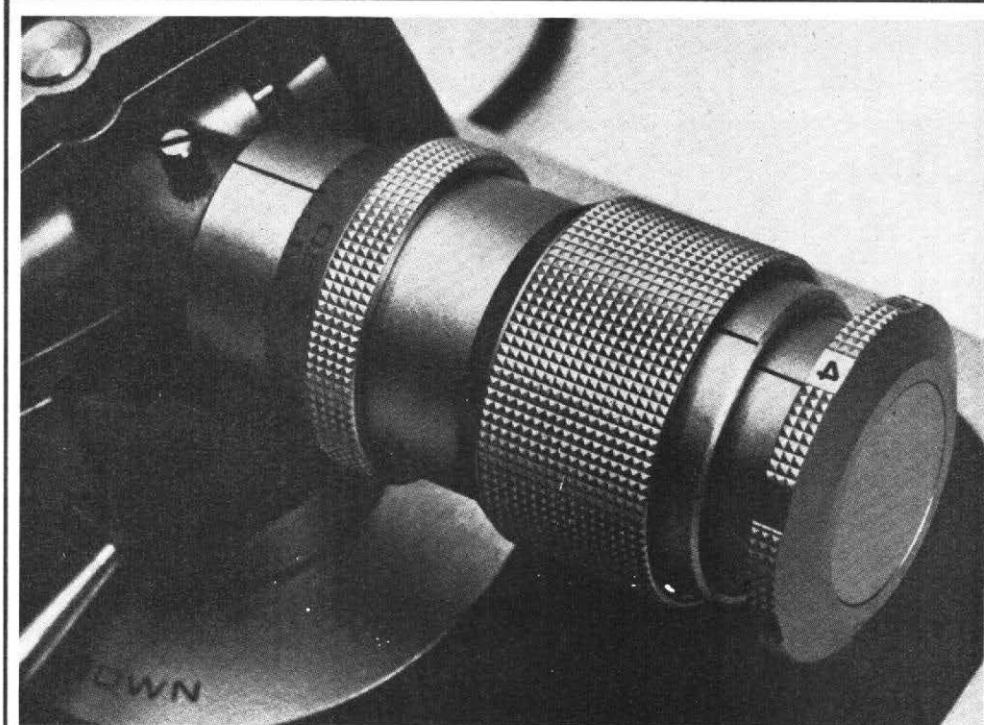


Photo 2. Détail de l'arrière du bras, la couronne de réglage de l'amortissement. Agit en rapprochant deux aimants.

mande du moteur. Le moteur est du type à courant continu sans collecteur. L'oscillateur g excite trois enroulements qui détectent la position du rotor (aimant tournant) par rapport à l'inducteur. Les trois enroulements attaquent six comparateurs à trois phases, six pour la marche avant et six pour la marche arrière. L'attaque des moteurs se fait par un enroulement en étoile à point milieu flottant, le point milieu est relié à un comparateur qui modifie l'excitation moyenne des bobines pour rétablir l'équilibre. Cette commande permet d'avoir un couple sensiblement constant au cours de la rotation. Cette compensation tient compte de la tension présente au point milieu de l'étoile.

Les commutateurs qui remplacent les balais, et le collecteur d'un moteur classique sont remplacés par une commutation HF. Pour la marche avant et pour la marche arrière, nous avons une attaque différente des enroulements, cette attaque se fait par

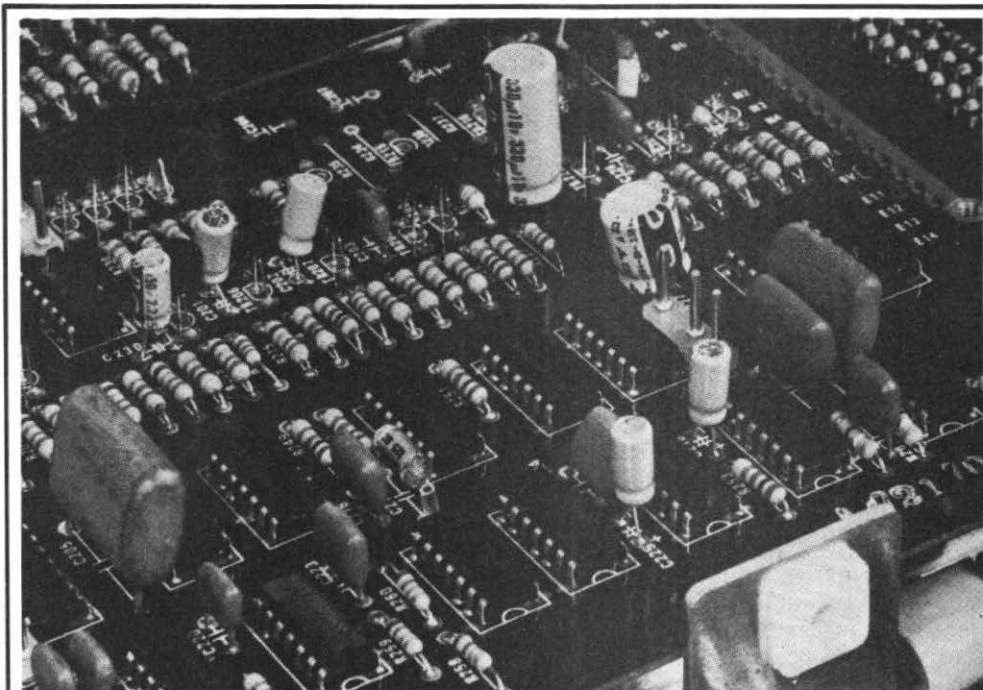


Photo 4. Un panorama qui fait plus songer à un ordinateur qu'à une table de lecture... Un alignement de circuits intégrés.

inversion du courant de commande dans les enroulements. L'inversion n'existe pas dans les moteurs à entraînement

direct classiques, qui prennent tout leur temps pour s'immobiliser : plusieurs secondes, voire dizaines de secondes.

Les amplificateurs d'attaque des enroulements du moteur, s'apparentent à des étages de sortie à symétrie complémentaire d'amplis de puissance. Ils sont attaqués par des étages symétriques qui assurent la commande, à partir, des enroulements de commutation.

Le circuit X assure une contre-réaction, basée sur la consommation du circuit. La résistance de 1 ohm étant parcourue par le courant des bobines pendant la marche arrière, c'est-à-dire lors d'un ralentissement ou d'un changement de vitesse.

Le circuit marche arrêt est électronique, il commande plusieurs tensions continues dont celles de commande de l'électroaimant du frein.

Le fonctionnement de l'ensemble est en fait très complexe, il y a une bonne centaine de transistors et une cinquantaine de fonctions intégrées. Le tout est alimenté par une tension de 32,5 V, dont le redresseur est précédé d'un fusible de 2,5 ampères, ce qui peut donner une idée sur la consommation au démarrage de l'ensemble.

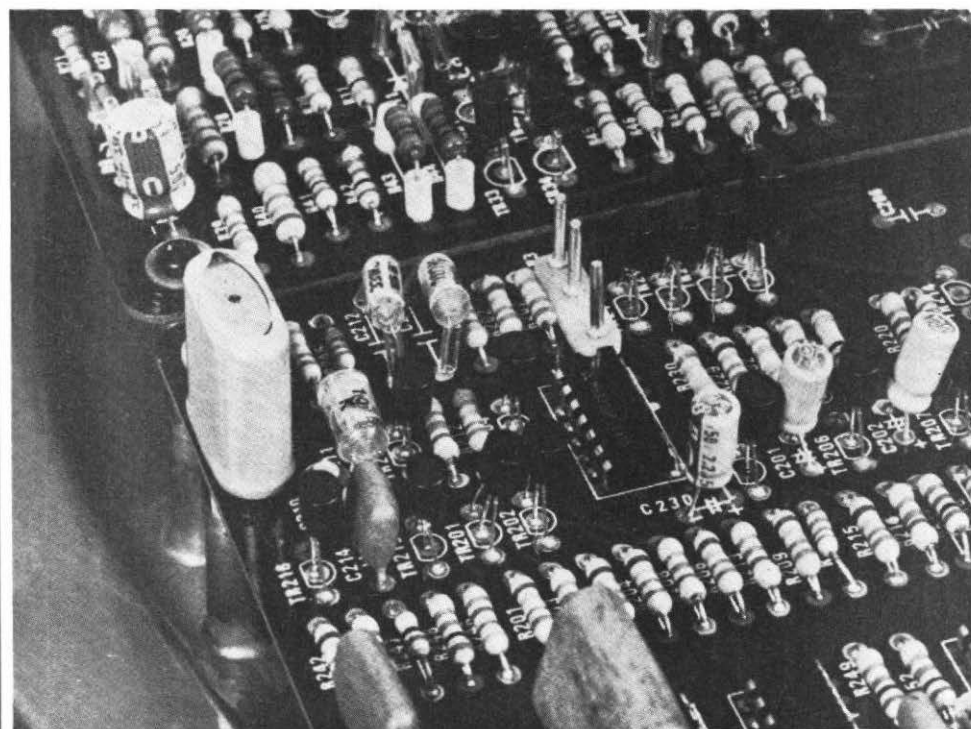


Photo 3. Une technique très actuelle : le pilotage par quartz. On voit ici le repérage des composants et un montage très propre.

Il est articulé sur roulements à billes de rubis. Ces billes sont très dures et d'une grande précision (elles sont sans doute triées par diamètre). Les roulements ainsi réalisés sont montés sur crapaudines à ressorts, les ressorts appliquent une pression constante qui élimine les jeux et permet d'appliquer des efforts sur les axes, sans déformation permanente. On retrouve sur ce bras, des techniques utilisées pour les montres ou les galvanomètres. La douceur de ces articulations est telle, que l'équilibre du bras est atteint pour une seule position du contre-poids. Quand nous disons une seule position, il s'agit d'un écart de poids estimé sur la couronne étalonée, à quelques milligrammes (moins de 10). Le moindre courant d'air joue d'ailleurs sur cet équilibre, c'est très rare.

Deux roulements servent pour l'articulation horizontale, deux autres, pour les mouvements verticaux, les roulements étant montés sur un cardan.

Plutôt que de réduire la masse de la partie mobile du bras, le constructeur a doté ce dernier, d'un contre-poids anti-résonnant. Ce contre-poids assure un amortissement des oscillations propres du bras. Pour réduire l'amplitude de ces oscillations, il faut que le bras oscille de lui-même en phase avec la sollicitation du disque. Si les mouvements du bras et les ondulations qui les sollicitent, sont en opposition de phase, le mouvement de la pointe de lecture s'ajoutera à celui du bras et nous aurons une tension relative forte. Ici, l'excitation à très basse fréquence, du bras montre que ce dernier effectue des mouvements d'une amplitude relativement importante alors que, la tension de sortie, reste faible. L'amortissement dynamique permet de réduire la remontée

de la courbe de réponse, dans l'extrême grave et, surtout d'éviter les phénomènes d'intermodulation entre le message enregistré et, les oscillations parasites. Une autre formule de limitation de l'amplitude des oscillations est de réduire la masse du bras. La réduction de cette masse se traduit aussi par une remontée de la fréquence de résonance, une résonance qui se dirige alors dans une zone audible du spectre de fréquences.

La solution choisie par Technics, ressemble de près, à celle utilisée, peut-être pas pour la première fois d'ailleurs par Dual, dans sa table de lecture 701. La différence réside ici, dans le réglage de l'amortissement du dispositif anti-résonnant. Ce réglage permet d'utiliser le bras avec des cellules phonocaptrices, dont la compliance est différente. Le bras idéal, serait un bras dont la fréquence de résonance serait ajustable ainsi que le facteur de surtension de cette résonance. La fréquence du bras EPA 100 est de 9,8 Hz (avec une cellule donnée). Eventuellement, il est possible de modifier la résonance bras/cellule, en jouant sur la masse de la coquille, en alourdissant la tête par exemple. Le réglage joue simultanément

sur plusieurs paramètres du bras résonateur.

La coquille porte-cellule est moulée dans un alliage dont nous ne connaissons pas la nature. Comme pour le plateau, nous avons trouvé un matériau amortissant sa résonance propre. Des détails infimes, qui finissent par jouer sur la qualité finale. Les recherches entreprises sur la qualité du son débouchent sur des solutions qui paraissent maintenant évidentes, mais qui, pour des raisons économiques n'avaient pas encore été appliquées. Nous nous garderons de porter un jugement sur ce type de porte-cellule, la comparaison est réellement délicate. Par contre, nous louons les efforts faits, pour assurer une excellente qualité de contact, la dorure des matériaux en fait foi.

Nous retrouvons cette dorure sur le connecteur qui assure la sortie des signaux du bras.

La hauteur du bras, et celle du lève-bras sont réglables. Le bras EPA 100 peut donc être adapté à toutes les tables de lecture. Pour la hauteur, nous avons des vis (bout de la vis garni d'un matériau tendre) permettant un ajustement sur une hauteur de 48 mm. Un



Courbe 1. Courbe d'accélération et de ralentissement. Les résultats sont ceux de la traçante et du dispositif de mesure associés !

système hélicoïdal assure un réglage fin sur 6 mm.

La compensation de force centripète est assurée par un ressort spiral, ce mécanisme est entièrement débrayable.

Nous n'insisterons pas sur le titane du tube, le titane est un matériau très léger et dont la rigidité est extrême, il est délicat à usiner ce qui explique son emploi limité.

REALISATION

Le bras d'abord : sa finition est très classique par sa perfection.

L'électronique est impressionnante, on la découvre en enlevant une bonne quantité de vis qui maintiennent un capot en tôle emboutie. Les circuits imprimés sont à double face et ressemblent davantage à ceux d'un ensemble logique industriel qu'à ceux d'un tourne-disques. Nous avons évidemment un quartz dans un coin, pas mal de circuits intégrés. Le tout est disposé sur des circuits imprimés à double face, protégés par vernis, enfilés sur connecteurs. Du très beau travail, il est vrai que le prix de l'ensemble n'en fait pas un appareil à la portée de tous, c'est dommage. En tout cas, chez Matsushita, on sait faire les

moteurs les plus simples (électronique à circuit intégré unique) et les plus complexes.

MESURES

Nous avons abordé ce chapitre, dans notre édition « Sono » dans laquelle cette table de lecture avait trouvé place pour ses qualités de démarrage foudroyant. Nous reprendrons donc ces mesures.

Les données du constructeur sont excellentes et nous nous sommes demandés si elles étaient possibles, nous en sommes maintenant convaincus. Nous avons évidemment dû affiner nos méthodes de mesures et les pousser plus loin que précédemment. La technique progresse. Pour le pleurage et le scintillement pondérés, nous avons trouvé, à 33 t/mn la valeur de 0,03 % et, en mesure linéaire de 0,07 %, ce sont des valeurs que l'on trouve rarement, pour ne pas dire jamais. La mesure à large bande est ici particulièrement faible. Si maintenant on sait que les disques de mesure ne sont pas parfaits...

A 45 t/mn, nous avons mesuré un taux de pleurage et de scintillement identique pour la valeur pondérée, alors que la valeur non pondérée était de 0,06 %. Un écart infime.

Le rapport signal/bruit est très bon, 53 dB en valeur non pondérée, une excellente valeur et 73 dB avec la pondération, difficile de faire mieux, nous arrivons là au bruit de fond des préamplificateurs si la tension de sortie de la cellule est faible.

Nous avons effectué quelques mesures d'efficacité du dispositif antirésonnant sans avoir été vraiment convaincus. Les mesures sont très délicates et les résultats difficiles à exploiter. Nous avons constaté 2 à 3 dB, au maximum, de différence de 5 à 6 Hz et 5 dB à 10 Hz, cette

Type : table de lecture à entraînement direct.

Plateau : Aluminium moulé, diamètre 32 cm, poids 2,9 kg, moment d'inertie 380 kg/cm².

Moteur : à courant continu sans balai, redressement électronique, asservissement par quartz.

Vitesses : 33 1/3, 45 et 78,26 t/mn.

Couple de démarrage : 6 kg/cm.

Temps de montée en vitesse : 0,25 s à (25°) 33 t/mn (en réalité beaucoup moins).

Temps de freinage : 0,3 s (30°) de 33 t/mn au repos.

Fluctuations de vitesse : 0 % avec un couple de freinage de 5 kg/cm.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Dérive de vitesse moins de $\pm 0,002$ %.

Pleurage et scintillement : 0,035 % pondéré DIN.

Bruit de fond : - 50 dB DIN 45539 A, - 70 dB DIN 45539 B.

Alimentation : 110/120/220/240 V 50/60 Hz.

Dimensions (avec socle) : 56 x 46,5 x 17 cm.

Poids : 26,2 kg.

Bras : type Universel avec système d'amortissement dynamique variable.

Paliers : Suspension à cardan, roulements antichocs, à billes de rubis (20).

Bras tubulaire : Titane nitruré à haute résistance, finition nitrurée.

Longueur effective : 250 mm. Longueur totale : 322 à 350 mm.

Ajustement du dépassement arrière : 66 à 94 mm.

Ajustement de la hauteur : 42 à 90 mm (hélicoïdal sur 6 mm).

Dépassement : 15 mm.

Erreur de lecture : $\pm 1,1^\circ$ à l'intérieur d'un disque de 30 cm ; $\pm 2,1$ à l'extérieur.

Frottement : 5 mg horizontal et vertical.

Masse effective : 22 g (pour cellule de 6,5 g et une pression de 1,2 g).

dernière valeur étant atteinte pour un réglage du bras ne correspondant pas à celui indi-

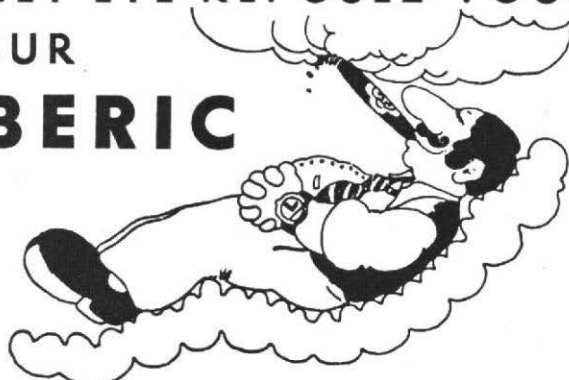
qué par le constructeur. L'effet est certain, mais difficile à mettre en évidence, de

plus amples expérimentations s'imposent.

Des performances, donc, qui sortent du commun.

Pour le temps de départ et d'arrêt, nous avons essayé de tracer les courbes de démarrage que vous pourrez comparer à celle précédemment tracées, pas de contestation possible, le départ arrêté est très rapide. Le temps de démarrage que vous noterez, c'est celui de la table traçante et du dispositif qui lui a été associé.

CET ÉTÉ REPOSEZ-VOUS SUR BERIC



TOUT "OU PRESQUE" POUR AMATEURS et PROFESSIONNELS

QUARTZ - CABLES et PRISES COAXIALES - DIODES - RESISTANCES - CONDENSATEURS - CIRCUITS INTEGRES - INTERRUPTEURS - RELAIS - COMMUTATEURS à GALETES - MATERIEL POUR CIRCUITS IMPRIMES - C.V. - GALVANOMETRES - TOLERIES - ANTENNES et ROTATEURS - CASQUES - MICRO PLATINES EMISSION et RECEPTION MONTEES et en KIT - RECEPTEURS NEUFS et « SURPLUS » - MATERIEL EMISSION, etc.

Magasin fermé dimanche et lundi

43, rue Victor-Hugo

92240 MALAKOFF

Téléph. 657.68.33. M^e Pte de Vanves.

BERIC

OUVERT TOUT L'ÉTÉ

CONCLUSIONS

Le prix d'une telle installation est-il justifié. Nous avons avec la SL 1000 MK II, la Rolls Royce (l'image n'est pas originale) des tables de lecture. Il ne vous reste plus qu'à trouver la Rolls Royce des amplificateurs, des cellules, des enceintes et qu'à aligner les zéros sur le chèque. Une table de lecture pour animer vos songes de Hifistes.

Etienne LEMERY

No 1808 - Page 59

PROJET

D'UN ANALYSEUR

D'INTERMODULATION

IL a été exposé dans ces colonnes (1) la théorie générale qui conduisait à la méthode de mesure du taux de modulation : voir figure 1A et B. Rappelons-en le principe : deux composantes audio-fréquence $f_1 = 37$ Hz et $f_2 = 607,1$ Hz sont mélangées « linéairement » - c'est-à-dire sans déformation d'aucune sorte - au moyen de résistances montées en ponts diviseurs.

La somme ainsi réalisée est dosée de telle sorte que l'on obtienne la puissance nominale de l'amplificateur sous test, sur la charge R_{HP} ; une précaution s'impose : on doit s'assurer qu'il n'y ait aucun écrêtage du mélange (voir oscillogramme I, figure 1A). Rappelons, pour en expliquer la forme, que ce mélange résulte du spectre de composantes regroupées figure 1C. Les défauts sont, ici, exagérés.

Pour la mesure, on utilise le montage sélectif de la figure 1B. Le schéma synoptique fait état d'un filtre « passe-haut » ayant pour fonction d'éliminer les fréquences les plus basses f_1 et $2f_1$, son harmonique 2 : voir oscillogramme II.

La détection sélectionne l'enveloppe qui découle du phénomène d'intermodulation.

Un filtre « passe-bas » élimine l'onde modulée f_2 , $f_2 + f_1$ et $f_2 - f_1$ ainsi que l'harmonique $2f_2$.

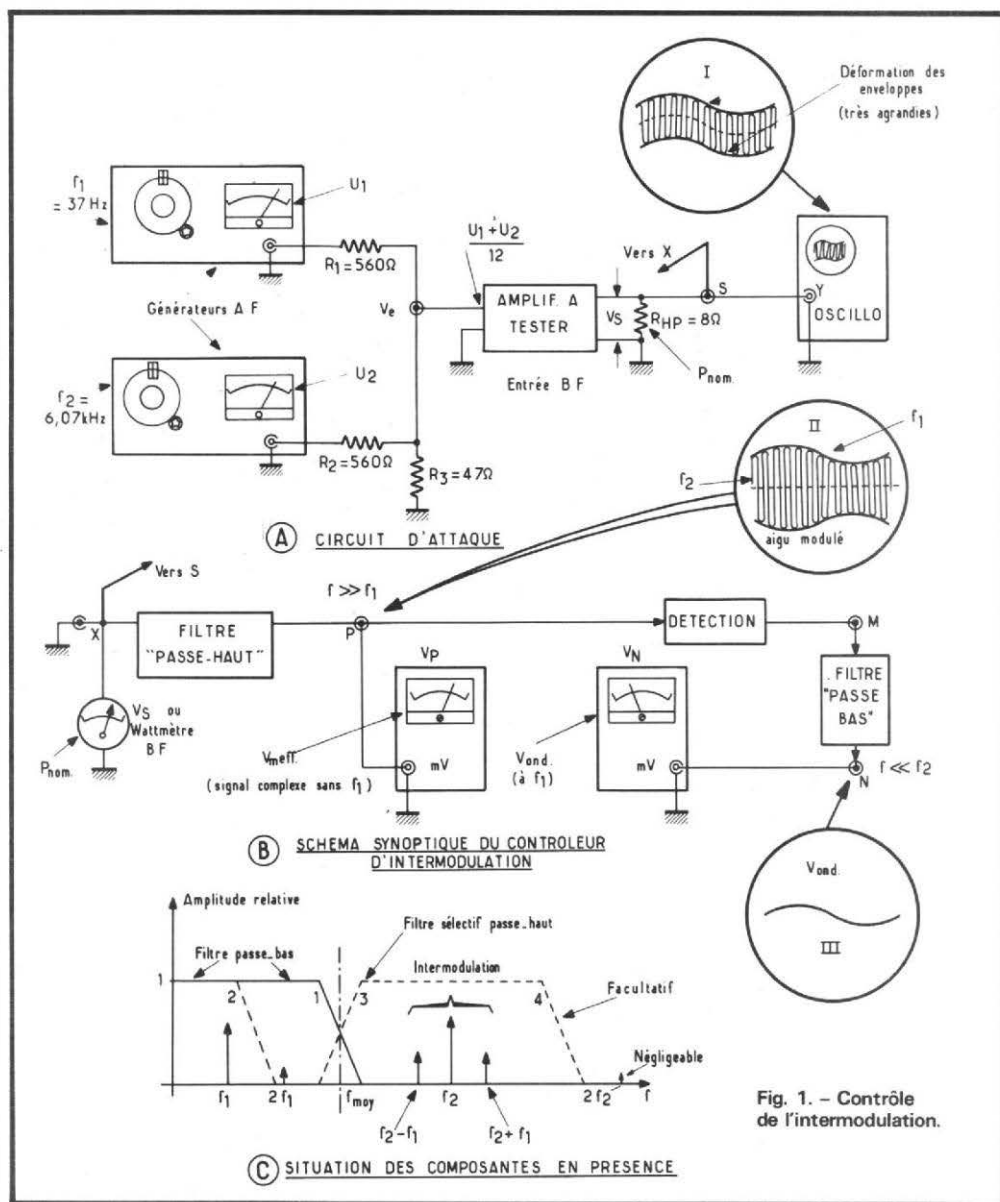


Fig. 1. - Contrôle de l'intermodulation.

Pour être rigoureux, il faut isoler f_1 et rejeter $2f_1$ (gabarit 2, figure 1C). De même, avant la détection, on peut sélectionner l'onde modulée et rejeter $2f_2$ (gabarit 4). Néanmoins, les précautions imposent des contraintes assez sévères, pour le peu d'amélioration qu'on en tire ! On pourra donc simplifier le schéma.

Après mise au point le montage peut fournir deux tensions V_p et V_N qui représentent respectivement la tension efficace de la composante f_2 (la modulation, toujours très faible, ne gêne pas l'appréciation) et celle de l'ondulation qui se crée par suite du phénomène d'intermodulation. Les appareils seront de banaux millivoltmètres sensibles aux fréquences considérées. Nanti de ces valeurs efficaces on en déduira le taux d'intermodulation :

$$T_{\text{inter}} \% = \frac{V_{\text{ond}}}{V_{\text{m eff}}} \times 100$$

RÉALISATION

Il est possible de coupler deux générateurs comme l'indique la figure 1A. C'est toutefois coûteux pour ceux qui ne possèdent qu'un générateur !

Nous proposerons donc deux oscillateurs BF et les résistances R_1 à R_3 seront ajustées de telle sorte que les proportions des tensions U_1 et U_2 soient respectées à savoir :

$$\frac{kU_1}{k'U_2} = 1$$

au niveau de l'entrée de l'amplificateur à tester.

Il est également logique de prévoir un atténuateur afin de respecter l'admissibilité (ou la sensibilité...) des entrées BF (voir figure 2).

L'appareil doit être chargé par son impédance normale : 4,8 ou 16 Ω comme c'est l'usage pour les enceintes usuelles (revoir la dissipation !). Si l'on possède un wattmètre BF c'est le moment de

le brancher sur R_{HP} ; faute de quoi, on calculera la puissance nominale par la formule habituelle :

$$P_{\text{nom}} = \frac{V_s^2}{R_{HP}}$$

V_s sera constitué d'un contrôleur universel ou d'un voltmètre alternatif ordinaire. On peut aussi prendre le millivoltmètre que l'on déplacera sur les différents points de mesure. Ceci suppose une commutation K appropriée.

Une sortie est également prévue pour l'oscilloscope ; toutefois, la commutation K peut également faire la déviation précitée (voir figure 2).

Le filtre « passe-haut » présente la particularité d'être à zone de réjection abrupte c'est-à-dire que les composantes f_2 , $f_2 - f_1$ et $f_2 + f_1$ sont respectées (transmittance = 1) mais, immédiatement en dessous, la transmittance doit tomber à zéro. On ne peut obtenir cela avec les circuits simples et il faut imaginer un filtre actif d'un ordre élevé. Les pentes asymptotiques peuvent atteindre des chiffres élevés : 60 ou 80 dB par décade. Alors les composantes f_1 et ses harmoniques

seront suffisamment affaiblies pour qu'elles ne perturbent pas les mesures.

La détection est du type classique mais la constante de temps doit être conditionnée au mieux pour conserver le 37 Hz mais réduire le 6071 Hz porteur. Un filtre « passe-bas » finira le travail d'affaiblissement avec la même efficacité que le « passe-haut » ci-dessus. Un filtre actif s'impose donc.

Outre les commutations citées, l'analyseur d'intermodulation comportera 5 modules que nous allons décrire, avec des variantes.

MODULE OSCILLATEUR TBF

Il n'est pas très aisé de réaliser un oscillateur fonctionnant sur les fréquences très basses avec les garanties de stabilité et de pureté requises. Un oscillateur classique (pont de Wien, système phase-shift) ne peut convenir...

Pour éviter les désillusions, nous tenons toutefois à prévenir les lecteurs que la solution

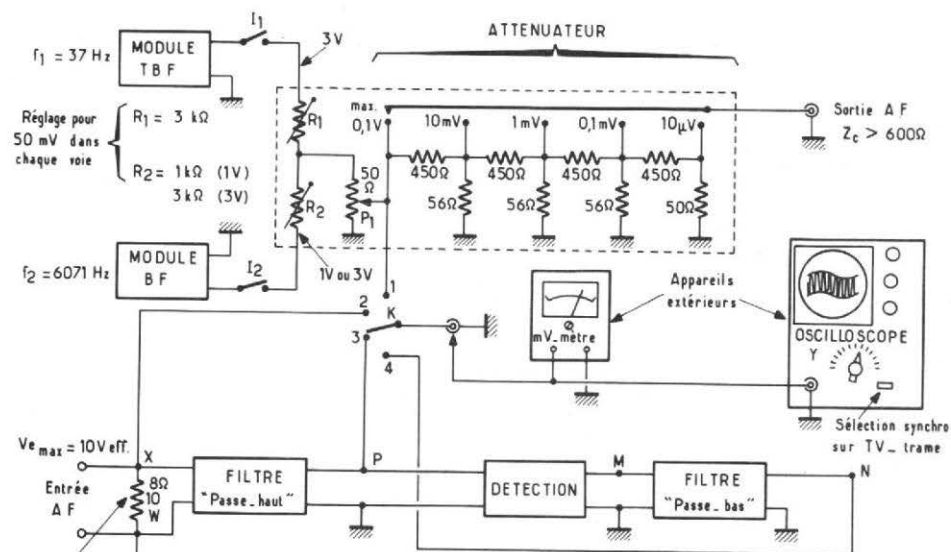


Fig. 2. - Schéma synoptique de l'analyseur d'intermodulation.

que nous allons proposer ne peut fonctionner qu'avec des micro-circuits à faible « slew-rate », genre μA 709, c'est-à-dire comportant des compensations parallèles externes. Un μA 741 et tous les micro-circuits qui ne compensent leurs circuits que par un dispositif « retard » (capacité parallèle, pente asymptotique très rapprochée en fréquence, pas de correction, etc.) ne peuvent absolument pas convenir.

Nous utilisons, ainsi, un **gyrateur** pour synthétiser une inductance de forte valeur, laquelle vient s'accorder avec une capacité élevée ($C_1 = 1 \mu F$; figure 3).

Un circuit NIC reporte sur l'ensemble une **résistance négative** « R_n » qui compense les pertes du circuit lequel oscille spontanément. Un micro-circuit séparateur C_3 isole la sortie du circuit accordé synthétisé.

En ajustant C_2 , la fréquence peut être amenée à 37 Hz, par contre, R_7 dose la condition limite d'entretien au minimum de distorsion d'amplitude. On a alors $R_H - R_n = R_1$.

La théorie des gyrateurs nous enseigne que lorsque $R_2 = R_3$ et $R_1 = R_4$, l'inductance

synthétisé se calcule par la relation :

$$L = R_1^2 C_2$$

Avec $C_1 = 1 \mu F$, il faut obtenir une inductance assez élevée :

$$L = \frac{1}{40 C_1 f_2} = 18,5 H$$

Comme $R_1 = 10 k\Omega$, on obtient facilement une telle inductance puisque $C_2 = 0,185 \mu F$. La mise au point donne les résultats suivants : l'oscillation décroche pour $R_7 = 10 k\Omega$.

Il faut revenir en arrière, jusqu'à $8 k\Omega$ pour que l'oscillateur accroche ; on augmente ensuite progressivement R_7 en notant le taux de distorsion obtenu ou en observant simplement la forme de l'oscillation à l'oscilloscope ; on obtient le même résultat en se plaçant **tout juste avant le décrochage**. Pour $R_7 = 9,1 k\Omega$, on obtient $V_1 = 3,5 V_{eff}$ et $\delta = 1 \%$. La distorsion étant trop forte, on accroît R_7 à $9,9 k\Omega$ et la distorsion tombe à $0,07 \%$.

La réalisation de ce module

se fera sur circuit imprimé. Les résistances seront appariées à 1% entre R_1 et R_4 , R_2 et R_3 et R_5 et R_6 .

La capacité C_2 résultera de plusieurs condensateurs placés en parallèle : Ex. : $0,1 \mu F + 50 nF + 33 nF + 2 nF$. De même, R_7 provient de l'association de $6,8 k\Omega$ et de $5 k\Omega$ ajustable.

La stabilité de cet oscillateur s'avère assez remarquable puisque - si les tensions d'alimentation $\pm 15 V$ sont stabilisées - la période ne varie pratiquement pas ($27,0011$ à $27,018$ ms sur 1 heure).

MODULES OSCILLATEURS BF

Il est beaucoup plus facile de réaliser un oscillateur sur 6071 Hz aussi nous ne proposerons que des montages traditionnels.

1) Celui indiqué figure 4 utilise un pont de Wien sous régulation. Les deux transistors T_1 et T_2 présentent un gain en boucle fermée assez

faible car la cellule affaiblit peu le signal

$$\frac{V_s}{V_B} = \frac{1}{3}$$

le bras de résistance R_1/R_2 assure la condition limite d'entretien et celle-ci est réalisée quand le gain de l'amplificateur rattrape l'affaiblissement de la cellule soit :

$$\alpha = \frac{1}{g} = \frac{1}{3}$$

Au voisinage de cette limite, la distorsion s'avère la plus faible (voisine de $0,5 \%$). La stabilité reste néanmoins suffisante pour que l'oscillateur puisse être exploité dans notre module. Toutes les tensions sont reportées sur le schéma ; on peut espérer tirer 1 à $1,5 V_{eff}$ sur la sortie du collecteur commun T_3 .

2) Si l'on craint des déceptions quant à la stabilité du montage précédent, on peut utiliser un dispositif à TEC chargé par deux tubes d'éclairage $120 V - 3 W$ dans le circuit « source » (fig. 5).

La cellule de Wien est conservée et la réaction est

dosée par R_5 . La fréquence est ici ajustable au moyen d'un condensateur variable à deux cages : Δf estimé de 4 à 8 kHz.

R_8 permet de centrer très exactement le point de fonctionnement de Q_2 , en accord avec les stabistors G 129. Le schéma équivalent de la figure 5A montre bien l'équilibre à réaliser lors de la condition limite d'entretien, condition qui n'est valable qu'à la fréquence passante de la cellule de Wien. On voit également que cet équilibre dépend de la résistance des lampes, laquelle peut être calculée d'après la puissance normale :

$$R_F = \frac{U_F^2}{P} = \frac{1,44 \cdot 10^4}{3} = 4800 \Omega$$

valeur à chaud. En fait, les lampes sont parcourues par un courant nettement plus faible que celui normalement demandé pour l'éclairage ; comme les filaments présentent un coefficient de température positif, la résistance à froid est plus faible de 2 à 3 fois la valeur calculée. Ceci justifie le fait de placer deux lampes en série. Il faut souligner que la seule difficulté de la maquette réside dans le

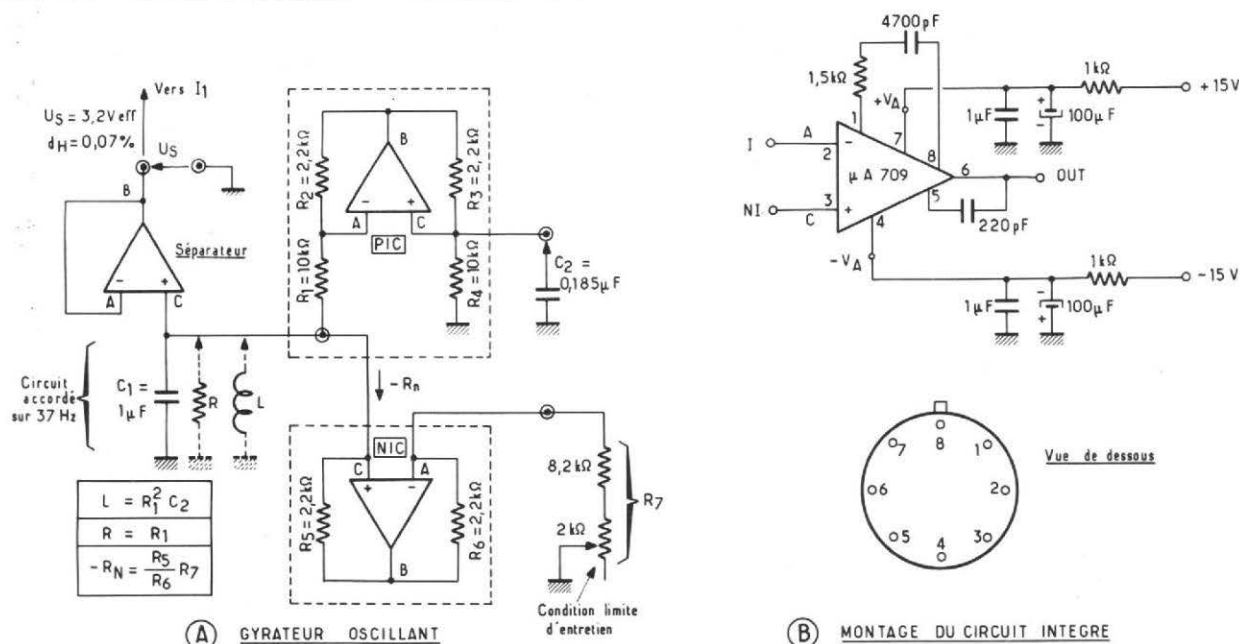
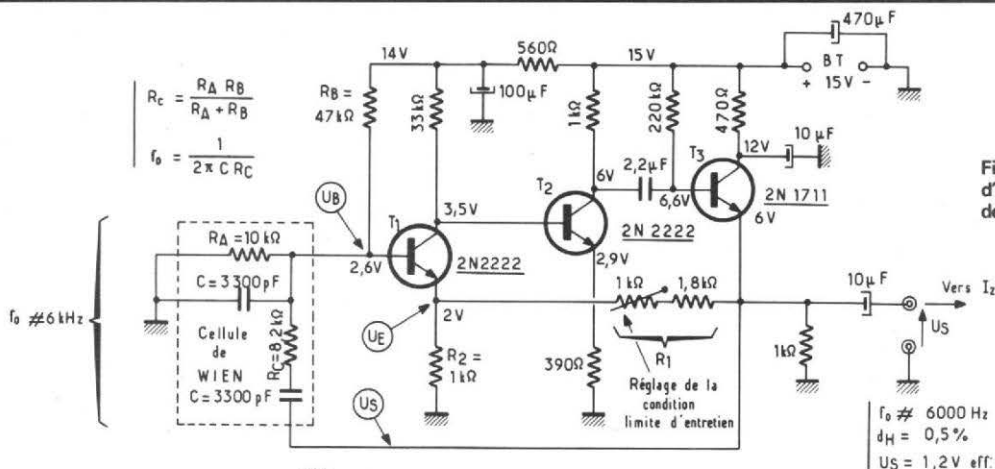


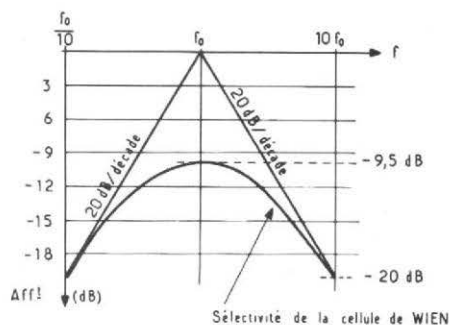
Fig. 3. - Schéma de l'oscillateur TBF.

$$R_c = \frac{R_A R_B}{R_A + R_B}$$

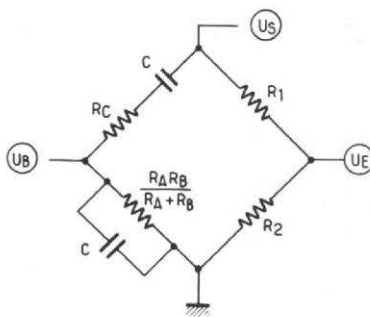
$$f_0 = \frac{1}{2\pi C R_c}$$



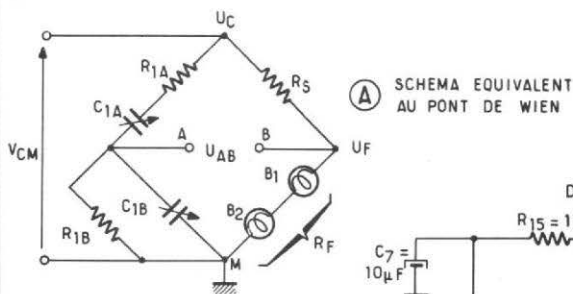
(A) SCHEMA DE L'OSCILLATEUR A PONT DE WIEN



(B) SELECTIVITE DE LA CELLULE DE WIEN

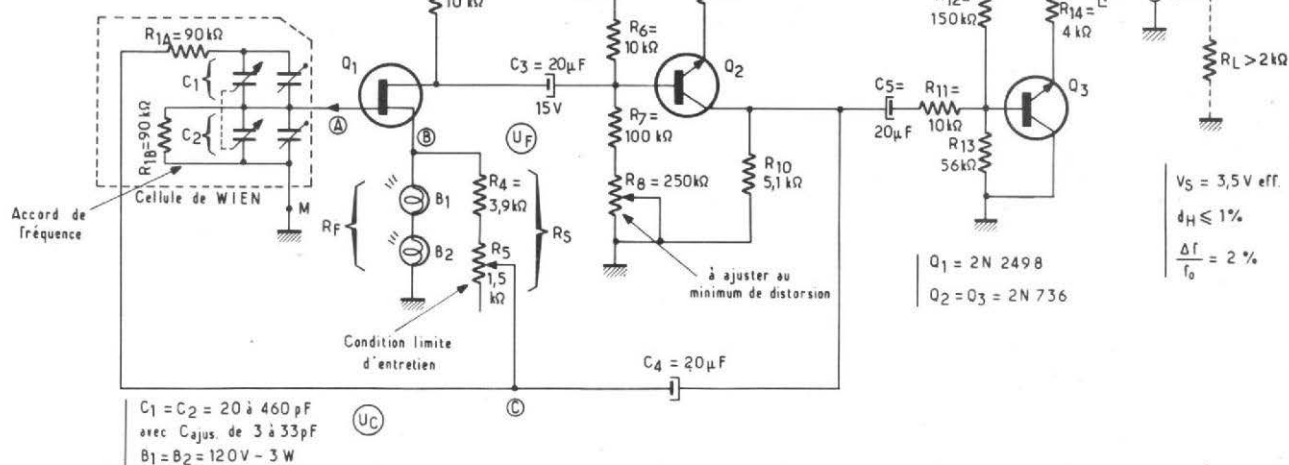


(C) PONT DE WIEN



(A) SCHEMA EQUIVALENT AU PONT DE WIEN

Fig. 5. - Module oscillateur BF stabilisé par des lampes 120 V / 3 W (Extrait de « Les transistors à effet de champ de L.J. Sevin, Editions Dunod »).



choix et l'approvisionnement de la bonne lampe : on ne peut choisir n'importe quoi... les lampes doivent, en effet, réagir de la façon suivante : si la tension d'oscillation diminue ou si la basse tension décroît, la résistance R_F décroît naturellement ; dans ce cas, la contre-réaction d'intensité appliquée à Q_1 diminue également ce qui a pour conséquence d'accroître le gain de cet étage et de maintenir le niveau d'oscillation constant ($V_S \approx 3 V_{eff}$; $d_H = 0,8\%$; $f/f = 2\%$).

On peut donc difficilement modifier les caractéristiques annoncées (120 V - 3 W).

3) Donnons, enfin un schéma d'oscillateur à circuit intégré utilisant dans la boucle de contre-réaction un filtre en T ponté, réjecteur centré sur 6 071 Hz et un système stabilisateur à diodes « tête-bêche » pour la boucle de réaction (fig. 6).

Les composants du T ponté sont choisis de telle sorte que la sélectivité du réjecteur soit grande, caractéristique qui s'obtient quand C_1/C_2 est nettement plus grand que 1.

Ici, $C_1/C_2 = 100$ ce qui

donne une réjection à la fréquence d'oscillation :

$$A_{ff} = 20 \log \left(\frac{C_2}{C_1} + \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right)^{-1} = 34 \text{ dB}$$

Ladite fréquence résulte de la formule :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

Avec les valeurs données (C_1 est composé de plusieurs condensateurs, afin d'ajuster l'oscillation à la bonne fréquence), on obtient une condition limite d'entretien pour R_3 voisine de 450 k Ω . Ce réglage ajuste le niveau de sortie et la distorsion ; on trouve $V_S = 3,5 V_{eff}$ pour $d_H = 0,8\%$; juste avant l'arrêt de l'oscillation, mais en conservant une certaine stabilité, on recueille $V_S = 2,5 V_{eff}$ et $d_H = 0,35\%$.

Le microcircuit utilisé est encore du type $\mu A 709$.

MÉLANGEUR ATTÉNUATEUR

Il faut pouvoir attaquer l'amplificateur avec une tension conforme avec la sensi-

lité de l'entrée correspondante. Un atténuateur se justifie donc : il est exposé figure 2.

Chaque échelle de résistances atténuée de 10 fois ($\pm 5\%$ si les résistances sont **plus précises** que 5 %). La mise au point sera la suivante : le potentiomètre P_1 étant disposé au maximum et K sur 1, le millivoltmètre doit donner 100 mV quand I_1 et I_2 (poussoirs) sont en position « passante », ce avec la condition supplémentaire suivante : même déviation sur l'appareil en isolant chacune des voies ; R_1 et R_2 permettent l'ajustement de l'équilibre qui doit se faire - environ - sur 50 mV. Selon les modules, R_1 et R_2 feront 1 ou 3 k Ω .

La charge extérieure devra dépasser 600 Ω pour ne pas perturber l'atténuateur.

FILTRE PASSE-HAUT

La réjection des fréquences basses doit s'effectuer le plus près possible de la composante

« modulée » f_2 ; $f_2 - f_1$ et $f_2 + f_1$ doivent, également, passer intégralement.

Comme il n'est pas possible d'utiliser des circuits simples, leur réjection n'étant pas suffisamment grande, on fait appel aux filtres actifs. Notre choix s'est porté sur le modèle Krohn-Hite dont la réponse en fréquence est une formule quadratique que nous assimilons à une structure de Butterworth :

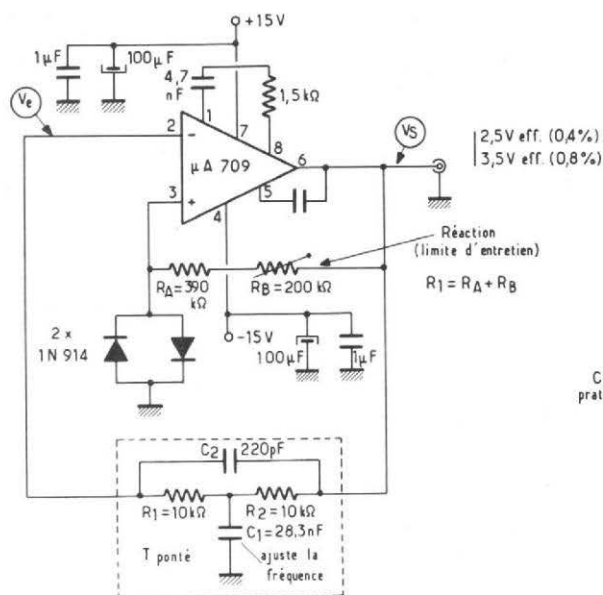
$$V_S/V_0 = \frac{s^2}{s^2 + 2as + 1}$$

avec :

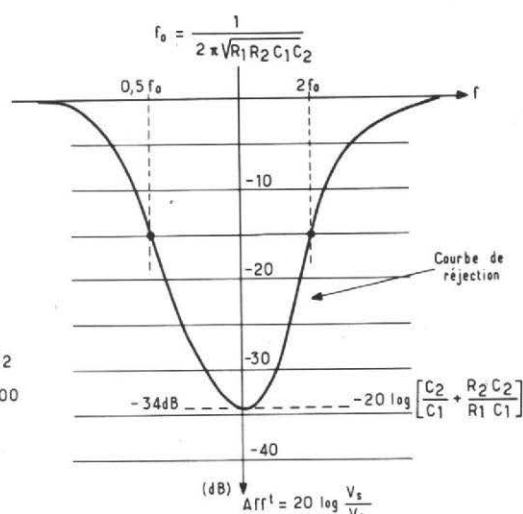
$$S = j f/f_0 \text{ et } a = 1 - G/2.$$

Il n'est utile de développer la théorie de ce circuit, pour lequel nous obtenons la réponse de la figure 7, que dans la mesure où nous remarquons que la fréquence de coupure f_0 peut être compensée facilement en niveau par R_1/R_2 .

En effet, grâce au réglage de gain de la boucle de retour, on remonte le gain global V_S/V_0 au voisinage de $f/f_0 = 1$; pour $a = 0,5$ (soit $G = 1$), la fréquence f_0 ne présente plus



(B) OSCILLATEUR À CIRCUIT INTÉGRÉ $\mu A 709$



(A) RÉPONSE DE LA CELLULE EN T PONTE

Fig. 6. - Module BF à circuit intégré.

d'affaiblissement et la bande de fréquence comprise entre f_q et $2f_q$ est légèrement remontée (environ +1 dB).

Si le potentiomètre R_1/R_2 remonte vers le haut, le gain de la boucle devient supérieur à 1 et « a » diminue ; la courbe présente une basse assez proéminente et un risque d'oscillation est à craindre. Au contraire, en diminuant R_1 « a » augmente et se rapproche de l'unité, condition pour laquelle le gabarit de la courbe atténue fortement la fréquence f_q .

Les bandes latérales encadrant la fréquence f_2 se trouvent suffisamment rapprochées de celle-ci, pour que la réponse relativement plate correspondant à « a » = 0,5 n'influe pas sur le taux d'intermodulation. Dans ces conditions, point n'est besoin d'utiliser un amplificateur non-inverseur dans la boucle de retour : la résistance R peut être ramenée directement sur la sortie (fig. 8) ; les étages séparateurs (de gain égal à 1) seront équipés de circuits intégrés câblés comme le montre la figure 3B.

Les valeurs des composants permettent la coupure à 5 kHz.

Pour améliorer la réjection des fréquences inférieures à 5 kHz, et supprimer le haut de gamme on peut encadrer le filtre Krohn - Hite d'étages séparateurs précédés d'un réseau de Wien centré sur 6 071 Hz : voir figure 9A. Le système résultant présente l'avantage de supprimer quasiment complètement les composantes à basse fréquence. Le haut de gamme est coupé pour éviter les harmoniques de f_2 et le bruit propre à cette composante.

Par contre, on ne respecte pas le niveau puisque les réseaux de Wien affaiblissent chacun de 3 la fréquence centrale. Ce n'est toutefois pas gênant puisque la mesure se fait après le filtre (en 3 ; fig. 2).

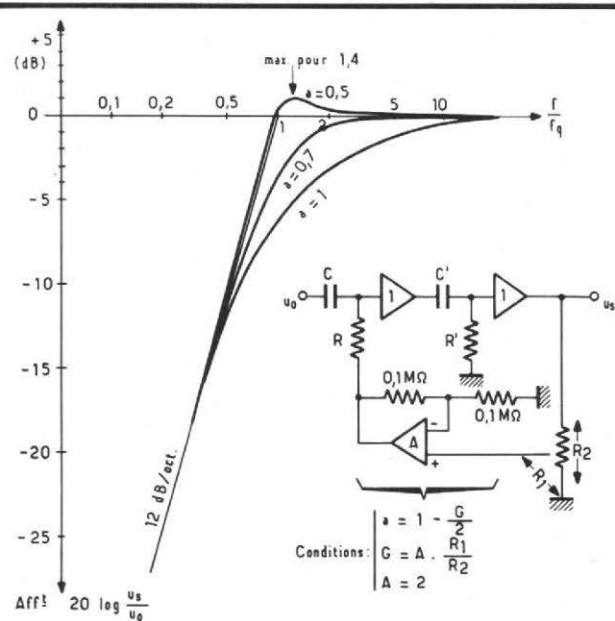


Fig. 7. - Le filtre Krohn-Hite R_1/R_2 règle la remontée entre f_q et $2f_q$.

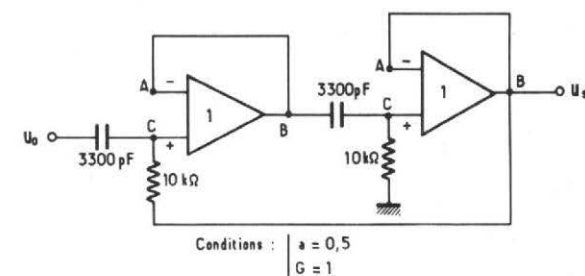


Fig. 8. - Filtre passe-haut dont les valeurs ont été choisies pour couper en dessous de 5 kHz.

DÉTECTION ET FILTRE « PASSE-BAS »

La détection peut s'effectuer directement après le microcircuit $\mu A 741$. Ce dernier a été retenu afin d'obtenir 0 V en B, grâce au réglage de compensation de décalage (fig. 9).

On utilise une détection parallèle dont la constante de temps $R_d C_d$ dépend de la relation fondamentale suivante :

$$\theta_{\max} = R_d C_d = \frac{1}{2 \pi m f_1}$$

avec :

$$m = \frac{R_g}{R_d + R_g} = 50 \%$$

dans notre schéma de la figure 10.

Comme $f_1 = 37$ Hz et $R_g = R_d = 100$ k Ω , on obtient :

$$\theta_{\max} = \frac{1}{2 \pi \cdot 0,5 \cdot 37} = 10 \text{ ms}$$

et

$$C_d = \frac{10^{-2}}{10^5} = 100 \text{ nF}$$

La gamme de mesure de l'intermodulation ne dépassera pas 50 % ce qui en pratique s'avère déjà très élevé.

Le filtre actif qui suit est centré sur 37 Hz ce qui conduit à :

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi R C}$$

d'où $R = 1$ M Ω et $C = 50$ nF.

Le réglage R_2 permet de remonter la fréquence : 37 Hz au niveau 0 dB ; le repère sera fait, en fait, à 40 Hz dont la tension correspondante, en sortie, sera, ainsi, ramenée au même niveau que la fréquence 20 Hz. Cet essai est réalisé en attaquant l'étage en M, au moyen d'un générateur muni d'un condensateur de 10 μ F placé en liaison, afin de ne pas court-circuiter R_g .

L'admissibilité de l'étage s'élève à 6 V_{eff} environ ; à la suite des réseaux de Wien, un affaiblissement naturellement dû à ces cellules permet de remonter l'attaque à une trentaine de volts, compte tenu de la propre admissibilité des étages séparateurs (10 V_{eff} max). En effet, le montage de la figure 9 affaiblit de 9 ce qui, avec 30 V_{eff} à l'entrée X ne peut donner plus de 3,2 V_{eff} sur P, donc pas de risque de saturation. Si l'on admet les 30 V_{eff} en X, cela fait pour 8 Ω de charge une puissance de 100 W environ ! Si cela était, on conviendrait de prendre une charge permettant une telle dissipation ! Aux forts niveaux, l'emploi d'une diode HT 1N 5053 se justifie (D_1). Toutefois, pour les faibles niveaux (inférieur au volt), on commutera une diode vidéo genre OA 90 (D_2).

CONCLUSIONS

Les fréquences ont été choisies de telle sorte que les valeurs soient des nombres premiers donc sans rapport entre eux (pas de combinaison entre harmoniques). Il est possible, toutefois, de prendre une fréquence f_1 supérieure à 37 Hz (par exemple 67 Hz). Dans ce cas, il faut revoir toutes les valeurs des composants du montage de la figure 10 ; en particulier, pour $f_1 = 67$ Hz, les condensateurs seront multipliés par le facteur 37/67 = 0,55.

Tous les modules décrits seront réalisés sur circuits imprimés. Leur alimentation

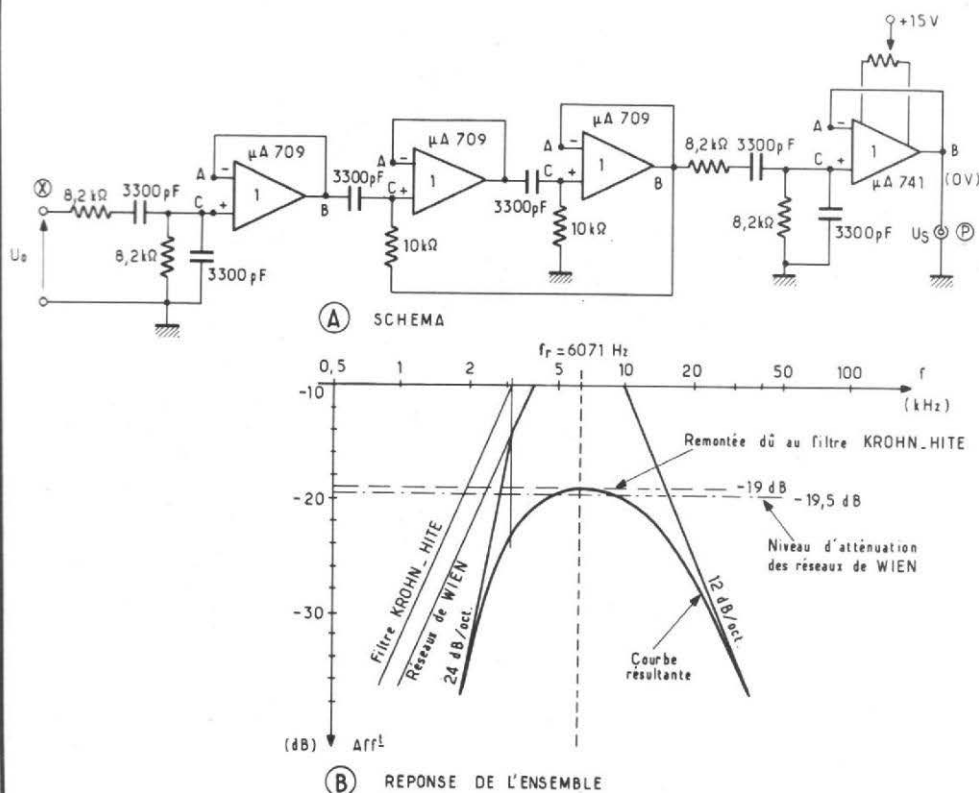


Fig. 9. - Schéma et réponse des filtres accordés sur f_2 . L'atténuation de base résulte de l'atténuation propre à chaque réseau de Wien.

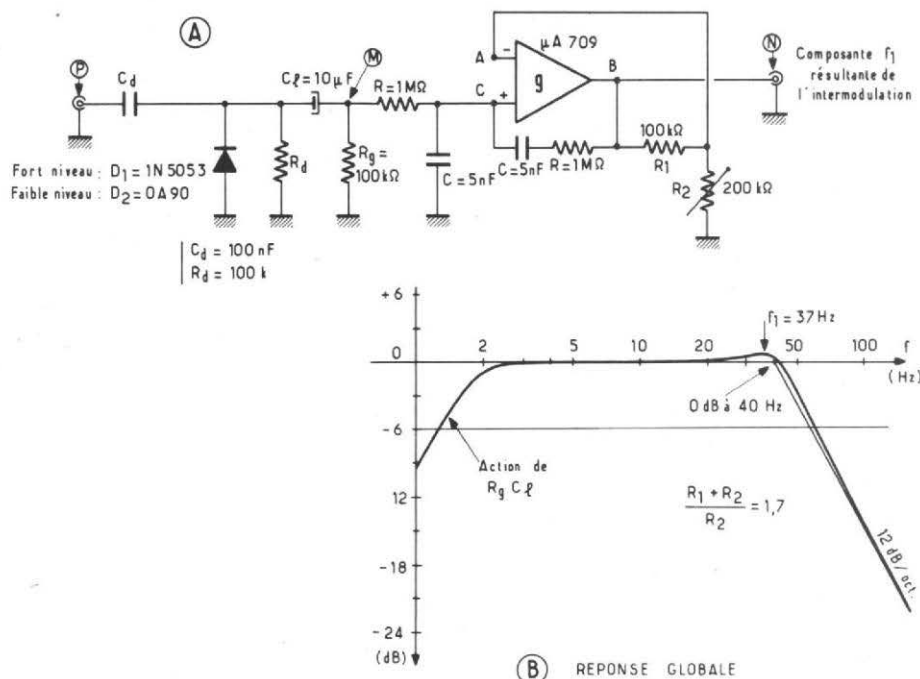


Fig. 10. - Détection et filtre passe-bas supprimant le haut du spectre sonore et f_2 .

se fera à partir de deux sources 15 V/1 A disposées en symétrique pour les micro-circuits ; chacun de ceux-ci seront donc alimentés en ± 15 V par l'intermédiaire de cellules de découplage composées de 1 000 Ω et de 100 μ F shunté par 1 μ F.

Il est indispensable, en effet, que chaque étage soit **indépendamment découplé** à partir d'une source stabilisée (donc de résistance interne quasi-nulle...). Il peut être conseillé également de prévoir des alimentations différentes pour tous les circuits véhiculant f_1 et pour ceux intéressés par f_2 . Ceci ne dispense pas le découplage sus-évoqué. En cas de risque d'oscillation aux fréquences très basses, on pourra accroître le découplage en augmentant les valeurs des condensateurs. Dans certains cas difficiles, il est parfois préférable de supprimer la résistance de 1 000 Ω placée en série dans chaque alimentation de micro-circuit ; cela ne se justifie toutefois que lorsque la source présente une résistance interne extrêmement faible (10 m Ω au plus !).

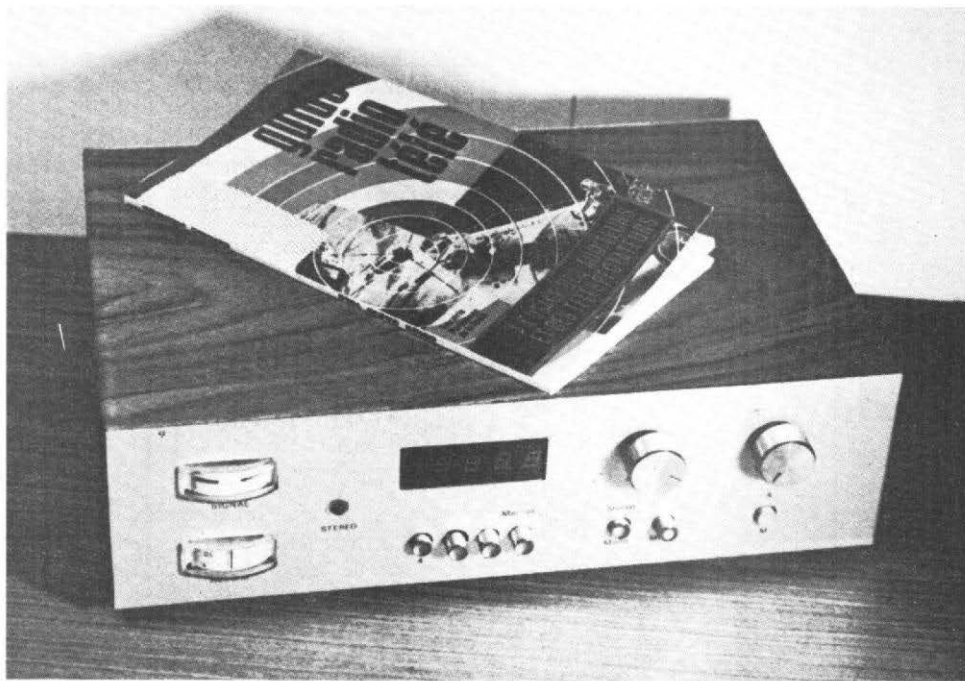
Tous les modules ont été essayés séparément et fonctionnent parfaitement selon les critères prévus. Raccordés entre eux, ils constituent un analyseur d'intermodulation permettant d'apprécier, sans précaution exagérée, le 1 % de taux d'intermodulation ; pour faire mieux, il faudrait blinder le tout dans un coffret de métal.

On prendra garde, également, aux couplages directs entre modules. Il ne s'agit pas d'entasser, sans précaution, les circuits imprimés. Tant dans le domaine de l'alimentation que dans celui de l'environnement, il convient donc de séparer efficacement les circuits de f_1 et ceux de f_2 .

R. Ch. HOUZÉ

Bibliographie : les modules ont été étudiés à l'ECE et constituent pour la majorité d'entre eux des maquettes d'essai ou des sujets de manipulation.

REALISEZ UN TUNER FM



à affichage digital

SI les descriptions d'amplificateurs haute fidélité sont monnaie courante dans toutes les revues d'électronique, il n'en est pas de même pour les tuners et quand, par un hasard extraordinaire, une telle description existe, la réalisation de la partie mécanique, et en particulier du cadran, est soigneusement passée sous silence. Pour rompre avec la tradition, nous vous proposons donc, dans les pages qui vont suivre, la description d'un tuner FM stéréo qui, dans sa version la plus perfectionnée, comporte un affichage digital de la fréquence reçue. Une telle réalisation étant forcément assez longue, voici comment vont s'organiser les différents articles :

1) Quelques rappels théoriques généraux indispensables pour permettre à tous de mener à bien leur réalisation.

2) Description pratique complète (schémas, plan des cir-

cuits imprimés, photographies) des modules de base, à savoir : tête HF ; platine FI ; décodeur stéréo ; alimentation stabilisée et circuits d'AFC et de présélection des stations. Ces modules sont communs à toutes les versions de tuners réalisables.

3) Description des différents procédés d'affichage de la fréquence reçue ; nous en avons prévu trois, compatibles sans modification avec les modules décrits au 2) et couvrant à peu près tous les budgets. Il y aura donc une version, avec affichage sur galvanomètre, de la fréquence reçue (échelle étant linéaire en fréquence !!!) ; une version avec affichage par « aiguille lumineuse » (bande lumineuse de longueur variable avec la fréquence reçue, se déplaçant derrière un négatif photographique gradué) et enfin la version correspondant à la photographie de début d'article, à savoir un affichage digital direct sur 4 1/2 digits de la fréquence reçue.

CARACTÉRISTIQUES COMMUNES À TOUTES LES VERSIONS

A titre indicatif et afin que vous puissiez vous faire une idée des qualités (et des

défauts !) de « l'engin » voici quelles sont les performances de la maquette réalisée par l'auteur (les mesures ont été faites par un laboratoire spécialisé) :

- gamme reçue 87,5 à 103 MHz,
- sensibilité meilleure que

2 μ V pour un rapport S/B de 30 dB

- réjection des fréquences images : meilleure que 40 dB

- réjection de la FI : meilleure que 60 dB

- rapport de capture : inférieur à 2 dB

- distorsion : inférieure à 0,5 % pour la modulation maximum de l'ex. ORTF

- rapport signal/bruit : meilleur que 60 dB pour 50 μ V à l'antenne, en mono ; meilleur que 60 dB pour 500 μ V à l'antenne, en stéréo

- réponse en fréquence :

mieux que 10 Hz — 15 kHz à — 3 dB

— séparation des canaux : meilleure que 45 dB à 1000 Hz.

Nous insistons bien sur le fait que ces performances ne sont données qu'à titre indicatif et qu'elles peuvent varier légèrement d'une réalisation à une autre ; nous les avons surtout indiquées pour situer la classe du tuner par rapport aux réalisations commerciales.

CONSIDÉRATIONS MATÉRIELLES IMPORTANTES

Le prix a été notre obsession première et nous avons fait travailler notre matière grise pour économiser partout où cela était possible ; par exemple dans la section affichage digital nous avons, par rapport aux schémas classiques des réalisations commerciales, remplacé 6 circuits à 15 F (environ) par un circuit à 2 F sans aucune dégradation des possibilités de l'affichage... mais nous verrons cela en son temps.

Les bobinages ont été notre deuxième obsession et, comme nous savons par expérience, que les caractéristiques de bobines un tant soit peu compliquées sont généralement irréproductibles nous avons essayé d'éliminer ces composants. La réalisation complète de l'ensemble du tuner oblige seulement à bobiner, en vrac, quelques spires de fil sur une résistance, d'une part et, d'autre part, à bobiner 11 spires de fil sur un pot ferrique disponible chez un grand revendeur parisien pour un prix très bas. Aucune de ces deux selfs n'étant critiques nous ne pensons pas que cela puisse poser de problème à quiconque, si nos conseils pour leur réalisation sont suivis (bon diamètre de fil, bon type de pot, bon nombre de spires).

L'alignement d'un tuner est généralement assez probléma-

tique ; là encore, la réflexion remplace les appareils de mesures ; l'alignement du tuner proprement dit (de l'antenne à la BF) se limite à la rotation d'un noyau de self (celle qui est dans le pot ferrique) et peut se faire « à l'oreille » ; cependant pour les perfectionnistes nous décrivons un vobulateur FM très simple (un circuit intégré TTL ; mais oui du TTL utilisé en linéaire !) qui à l'aide d'un oscilloscope BF permettra un alignement presque à coup sûr excellent.

D'autre part la réalisation modulaire de l'ensemble permet aux moins fortunés de commencer par la version avec affichage par galvanomètre quitte à la remplacer par la suite par l'affichage digital sans avoir à refaire des circuits.

Enfin, et en guise de conclusion, nous insistons sur le fait que tous les composants nécessaires sont disponibles en France chez la plupart des revendeurs spécialisés ; d'autre part, nous donnerons comme à l'accoutumée un

tableau d'équivalences aussi complet que possible pour ce qui est des semi-conducteurs.

A ce sujet, nous devons ouvrir une parenthèse : quand le tableau indique (généralement pour un circuit intégré) « sans équivalent » ; il est inutile de nous écrire pour nous dire : « ... N'y a-t-il vraiment pas d'équivalent ?... » ; si nous connaissons un équivalent, nous l'indiquons !

Ces quelques détails étant mis au point, nous pouvons passer à l'étude théorique de l'ensemble.

« COMMENT ÇA MARCHE ? »

A première vue, un tuner FM n'est rien d'autre qu'un récepteur de radio classique sur le synoptique de la figure 1 :

— le signal HF reçu est amplifié par un amplificateur HF accordé, avant d'être appliqué à un étage changeur de fréquence ; ce changeur de

fréquence reçoit également un signal HF en provenance de l'oscillateur local, et le mélange convenable de ces deux signaux donne en sortie un signal portant la même modulation que la station reçue, mais de fréquence constante égale à FI. Cela vient du fait que les bobinages de l'oscillateur local sont prévus pour que ce dernier oscille toujours à une fréquence FL, telle que :

$$FL = F_{\text{reçue}} - FI$$

Dans le changeur de fréquence nous avons :

$$FL + F_{\text{reçue}}$$

$$= F_{\text{reçue}} - FI + F_{\text{reçue}}$$

$$= 2 \times F_{\text{reçue}} - FI$$

$$= 2 \times F_{\text{reçue}}$$

qui ne nous intéresse pas ; et :

$$F_{\text{reçue}} - FL$$

$$= F_{\text{reçue}} - F_{\text{reçue}} + FI$$

$$= FI$$

qui est bien à fréquence constante quelle que soit F reçue :

— ce signal à la fréquence FI (appelée fréquence intermé-

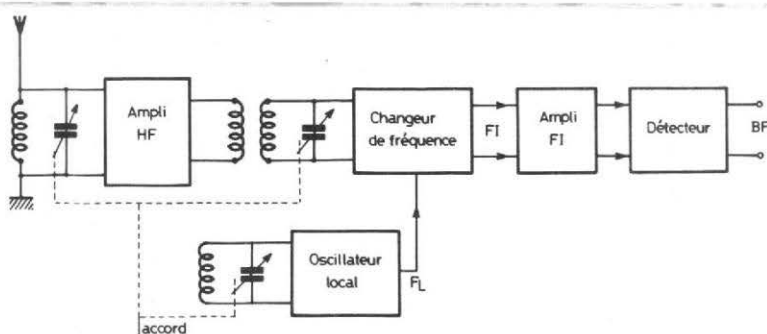


Fig. 1. Schéma synoptique simplifié d'un récepteur superhétérodyne.

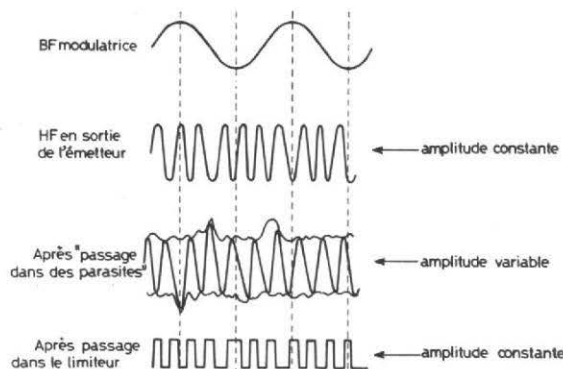


Fig. 2. Divers aspects des signaux FM.

diaire) est amplifié dans « l'amplificateur FI » (quelle originalité !!); ce dernier est simple à réaliser puisqu'il n'amplifie que sur une fréquence déterminée d'où l'intérêt du système ;

— en sortie de « l'amplificateur FI » le signal portant la même modulation que l'émetteur est détecté par un procédé adéquat dépendant du type de modulation utilisée (AM, FM, BLU, etc.) et l'on recueille la tension BF intéressante.

Dans le cas particulier d'un tuner FM, la valeur F reçue varie entre 87,5 et 104 MHz et la valeur de FI est fixée (à l'échelle internationale) à 10,7 MHz; d'autre part la bande passante de l'amplificateur FI doit être parfaitement définie et égale à au moins 300 kHz. La modulation utilisée étant la modulation de fréquence; il faut réaliser un démodulateur adéquat; enfin pour profiter de tous les avantages du procédé FM il faut prévoir quelques circuits annexes que nous allons étudier.

Une émission FM se compose d'une fréquence dite « porteuse »; c'est elle que l'on lit sur le cadran; cette porteuse est rigoureusement fixe en l'absence de modulation; par contre la BF modu-

latrice fait varier plus ou moins cette porteuse autour de sa valeur de repos; on a donc une modulation de la fréquence d'émission, l'amplitude de l'onde émise restant constante. Si des parasites viennent perturber les transmissions, l'amplitude de la porteuse se trouve affectée (mais pas sa fréquence) (voir figure 2), pour que leur effet ne soit pas audible à la réception; on réalise un ampli FI à grand gain suivi d'un limiteur d'amplitude; les parasites sont éliminés ainsi que toute modulation d'amplitude parasite de la porteuse; la figure 2 parle d'elle-même! Nous devons donc ajouter à notre synoptique de la figure 1 un limiteur.

Pour assurer la stabilité de l'accord sur la station reçue, il faut que l'oscillateur local produise une fréquence FL très stable; cette condition étant difficile à réaliser, on utilise un circuit baptisé AFC (Automatic Frequency Control ou Contrôle automatique de fréquence) qui « verrouille » la fréquence FL sur la fréquence de l'émetteur.

Enfin, pour des raisons de commodité d'utilisation, on prévoit généralement des indicateurs d'accord et de puissance du signal reçu.

Un autre avantage du pro-

cédé FM est que la bande de fréquence BF transmise peut être très large 0 à 100 kHz (contre 100 à 4500 Hz pour l'AM) ce qui permet deux choses fondamentales :

- une transmission haute fidélité (impossible en AM);
- une possibilité d'émissions stéréophonique.

Compte tenu des remarques précédentes, le schéma synoptique du tuner prend donc l'allure de la figure 3 que nous allons étudier bloc par bloc.

LA TÊTE HF

Cette partie est une des plus importantes du tuner puisqu'elle est en grande partie responsable de la sensibilité et donc du rapport signal-bruit.

La réalisation d'un tel module est possible mais les nombreuses selfs nécessaires et l'alignement assez soigné à effectuer nous ont fait choisir une autre solution plus apte à assurer une bonne reproductibilité des performances. Nous utilisons une tête du commerce (fabriquée par RTC) que nous modifions légèrement.

Ce module étant vendu tout

prêt, et RTC ayant refusé de nous en communiquer le schéma, nous vous dirons seulement qu'il se compose d'un ampli HF accordé à transistor bipolaire, d'un changeur de fréquence classique et d'un oscillateur local assez stable. L'accord de tous les circuits HF est assuré par des diodes « varicaps » (diodes à capacité variable en fonction de la tension appliquée) et un circuit d'AFC est prévu; nous ne l'utiliserons pas car notre AFC est plus performant et ne fonctionne pas sur le même principe. Tout ce qu'il faut retenir de cette partie est que le module demande :

- une entrée antenne 75 Ω ;
- une alimentation 12 V;
- une tension réglable de 0 à 12 V en fonction de la fréquence que l'on veut recevoir; et qu'il délivre :
- le signal FI à 10,7 MHz en basse impédance.

LE PREMIER AMPLIFICATEUR FI

Comme on peut le voir sur la figure 4, il est très simple (à réaliser). L'accord sur 10,7 MHz est réalisé par des filtres céramiques; ces composants ont l'avantage de ne

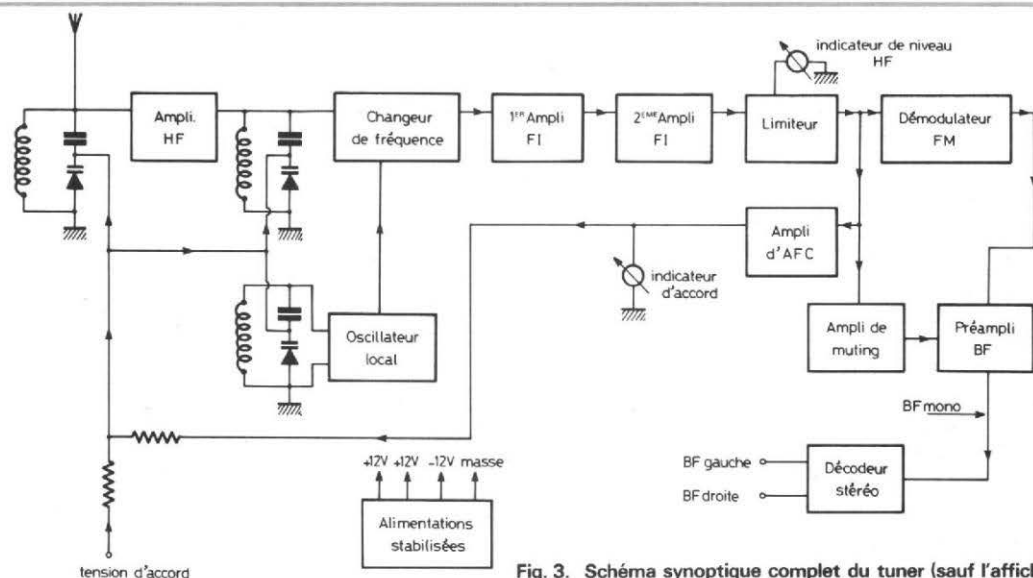


Fig. 3. Schéma synoptique complet du tuner (sauf l'affichage).

Fig. 4. Schéma du 1^{er} amplificateur FI.

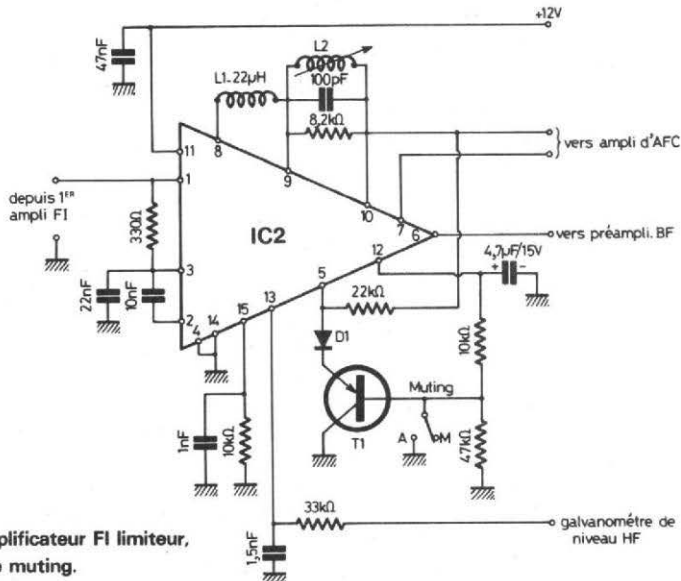
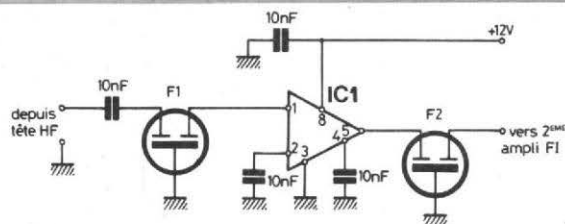


Fig. 5. Schéma du 2^e amplificateur FI limiteur, démodulateur et circuit de muting.

LE 2^e AMPLI FI, LIMITEUR, DÉMODULATEUR, GÉNÉRATEUR DES TENSIONS D'AFC, COMMANDE DE MUTING

Cette partie du tuner est extrêmement importante et, sans l'utilisation de circuits intégrés, est assez complexe à réaliser ; fort heureusement, il existe sur le marché un circuit très performant qui accomplit toutes les tâches énumérées ci-dessus (plus quelques autres secondaires...) ; il s'agit du CA 3089 RCA ou TDA 1200 SGS ATEs qui, de plus, ne coûte qu'une vingtaine de francs environ et qui est fabriqué depuis 1972.

La figure 6 nous montre un synoptique de l'intérieur de cette « merveille » ; nous allons l'étudier un peu afin de comprendre cette partie importante du tuner.

Le signal FI est appliqué à trois amplificateurs, à couplage continu, couplés eux-mêmes à trois détecteurs de niveau ; la sortie des amplis attaque un démodulateur en quadrature, beaucoup plus performant que le classique discriminateur à diodes, ainsi qu'un détecteur de niveau. Les trois premiers détecteurs

pas nécessiter d'accord sur la FI et ont une bande passante parfaitement bien définie ; d'autre part leur stabilité dans le temps est très supérieure aux classiques transformateurs accordés.

De plus ces composants se trouvent aisément sur le marché français à un prix variant entre 5 et 25 F. La seule précaution à prendre est d'en acheter deux à la même fréquence (généralement codée par un point de couleur) et de se faire préciser cette fréquence par le vendeur ; en effet, elle n'est pas rigoureusement 10,7 MHz et sa valeur exacte est nécessaire pour la réalisation de l'affichage digital (toute valeur entre 10,6 et 10,8 MHz convient).

La sortie FI de la tête HF attaque donc un filtre céramique en basse impédance ; le filtre est suivi par un ampli HF intégré ; le μA 753 spécialement prévu pour ce genre de travail ; le gain apporté par cet ampli est de 50 dB soit plus de 300 ; l'ampli commande à son

tour un deuxième filtre. Les impédances d'entrée et de sortie de l'ampli conviennent à des filtres de 300 Ω environ d'impédance ce qui est le cas de quasiment tous les modèles que nous avons eu entre les mains.

Un découplage soigné de cet ampli est nécessaire et c'est le rôle des nombreux condensateurs qui figurent sur ce schéma ; le fonctionnement de l'ensemble est très stable et exempt d'oscillations parasites.

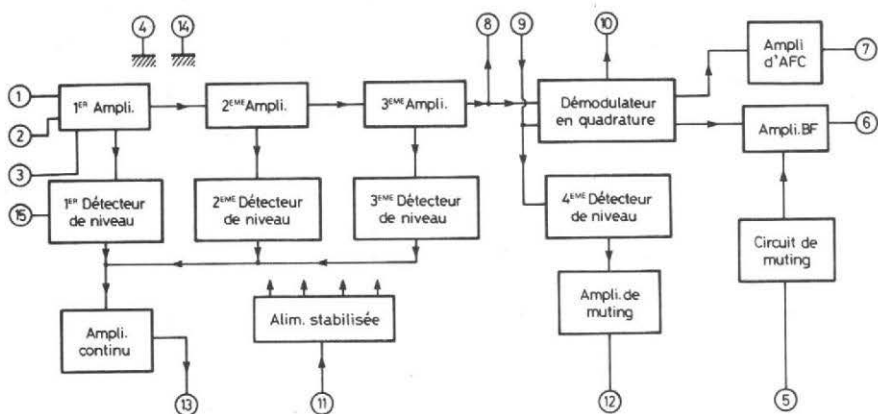


Fig. 6. Schéma synoptique interne de IC 2 (CA 3089 ou TDA 1200).

de niveau commandent un ampli continu qui, par la broche 13, peut alimenter un galvanomètre indiquant l'amplitude du signal HF reçu par le tuner.

Le quatrième détecteur de niveau commande un amplificateur de « muting » ; ce dispositif permet de supprimer automatiquement le souffle entre les stations ; cependant, pour les amateurs intéressés par les réceptions de stations lointaines, on peut débrancher ce circuit.

Le démodulateur en quadrature commande deux amplis ; un ampli continu produisant la tension utilisée par les circuits d'AFC ; cette tension est, à l'accord exact sur une station, égale à la tension de référence disponible sur la broche 10 (et égale à 5,6 V) ; un ampli BF dont le rôle se passe de commentaire, l'ampli BF pouvant être coupé ou non par le circuit de « muting ». Nous avons oublié de préciser que les amplis d'entrée fonctionnent en limiteurs et que leur seuil est de $30 \mu V$; ce qui veut dire que compte tenu du gain de 50 dB du premier étage FI et de la perte de 6 dB de chaque filtre ; il faut seulement $0,4 \mu V$ à l'entrée du premier amplificateur FI pour que le récepteur soit insensible à toute modulation d'amplitude parasite.

Enfin, parmi les quelques 80 transistors de ce circuit intégré le constructeur a logé un régulateur de tension qui maintient constantes les caractéristiques de 8V à 16V et de $-40^\circ C$ à $+100^\circ C$; il faut le faire !... Nous pouvons maintenant passer à l'étude du schéma de la figure 5. Les broches 1, 2, 3 du CA 3089 (TDA 1200) servant d'entrées ; la résistance entre 1 et 3 doit être égale à l'impédance des filtres céramiques ; ici 330Ω . L'alimentation appliquée en 11 est découplée très près du circuit pour parvenir toute entrée en oscillation éventuelle. Les broches 8, 9, 10 sont celles du démodulateur en quadrature ; le fonctionnement d'un tel circuit

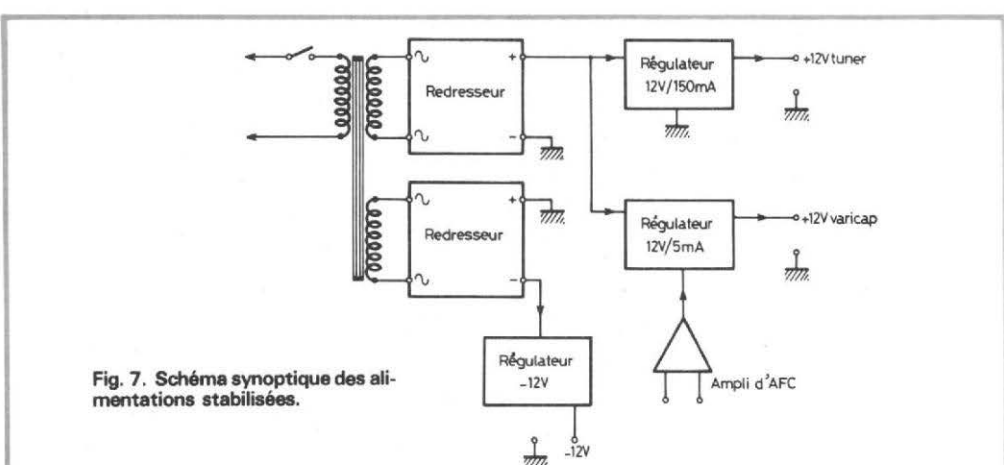


Fig. 7. Schéma synoptique des alimentations stabilisées.

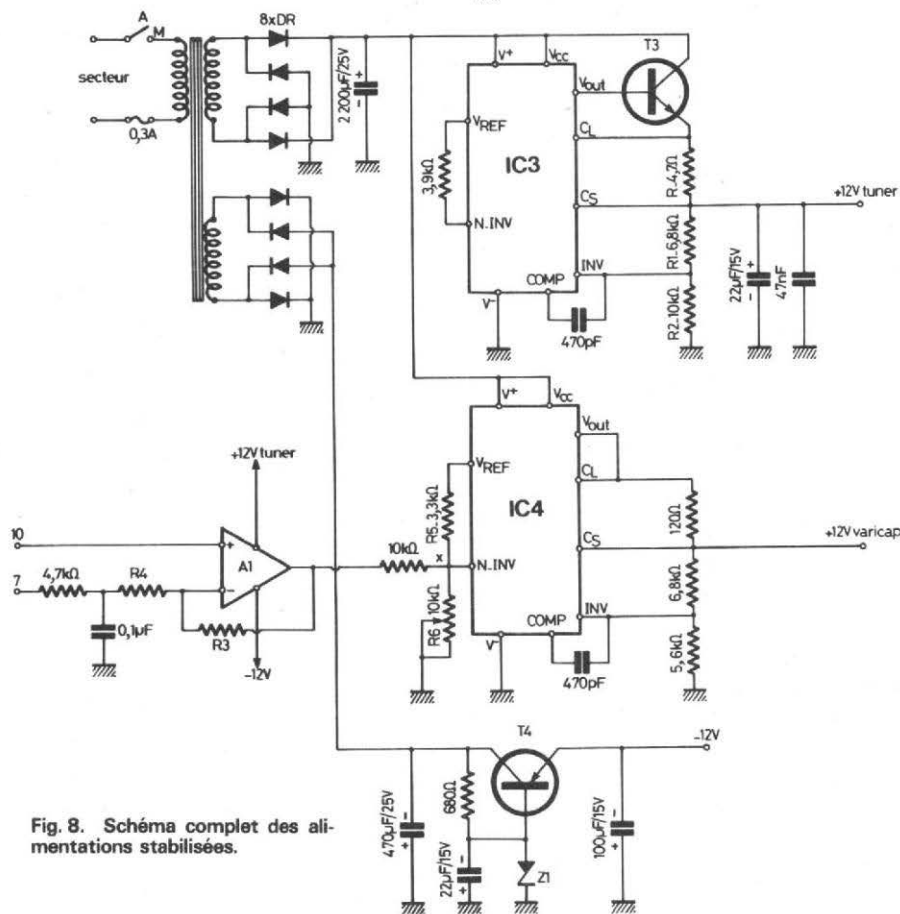


Fig. 8. Schéma complet des alimentations stabilisées.

nécessitant un développement mathématique important, nous le passerons sous silence et nous ferons seulement remarquer qu'il faut entre 8 et 9 une self d'à peu près $22 \mu H$ (très facile à faire !) et entre 9 et 10 un circuit oscillant accordable sur 10,7 MHz (c'est la fameuse self sur pot ferrite dont nous avons déjà parlé). La tension de référence dispo-

nible en 10 ainsi que la broche 7 sont branchées sur les circuits d'AFC que nous étudierons par la suite. La broche 13 est à brancher à un galva de $150 \mu A$ de déviation totale indiquant le niveau du signal HF reçu, nous y reviendrons dans la réalisation pratique.

La tension disponible en 12 est filtrée puis divisée dans un

rapport convenable, avant d'être appliquée à un transistor amplificateur commandant le circuit de muting. La mise hors service de ce circuit a pour effet de saturer le transistor qui à son tour libère en permanence l'ampli BF de sortie du CA 3089.

L'ensemble des circuits que nous venons d'étudier tient (ainsi que la tête HF) sur une

carte de circuit imprimé de seulement 95 mm sur 75 mm et les composants sont loin d'être serrés comme le montre la photo A.

ALIMENTATION STABILISÉES ET CIRCUITS D'AFC

L'alimentation de l'ensemble se compose de quatre parties comme on peut le voir sur le schéma bloc de la figure 7 :

- un régulateur 12 V, 150 mA, protégé contre les court-circuits alimente l'ensemble des circuits du tuner ;

- un régulateur 12 V, 5 mA, protégé contre les court-circuits alimente les circuits d'accord ; il est commandé par un amplificateur opérationnel réalisant ainsi, comme nous allons l'expliquer, un circuit d'AFC très efficace ;

- un amplificateur opérationnel, dit d'AFC, dont nous allons analyser le fonctionnement dans un instant ;

- un régulateur rudimentaire — 12 V, 50 mA, dont le seul but est d'alimenter les amplificateurs opérationnels du tuner ; sa stabilité n'étant pas primordiale, nous avons réalisé un circuit extrêmement simple.

Étudions chaque partie de l'alimentation, un peu plus en détail grâce au schéma complet de la figure 8.

Un transformateur délivre 15 V alternatifs redressés par un pont de diodes et filtrés par un chimique de 2200 μ F ; la tension obtenue est alors appliquée à un régulateur intégré dont nous allons analyser le fonctionnement. La figure 9 montre la constitution interne de ce circuit et permet de comprendre ce qui se passe. Un générateur de courant constant alimente une diode zener qui produit une tension de référence (V_{ref} sur les schémas) ; d'autre part on dispose des deux entrées d'un amplificateur opérationnel qui est suivi d'un transistor de puis-



Photo A. — Circuit imprimé de la tête HF et des deux amplis FI.

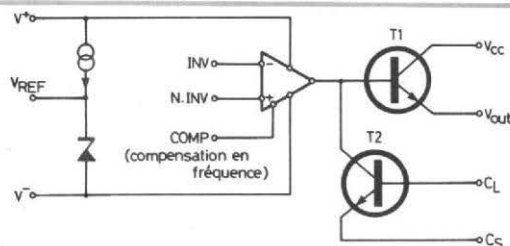


Fig. 9. Schéma interne simplifié du circuit intégré régulateur.

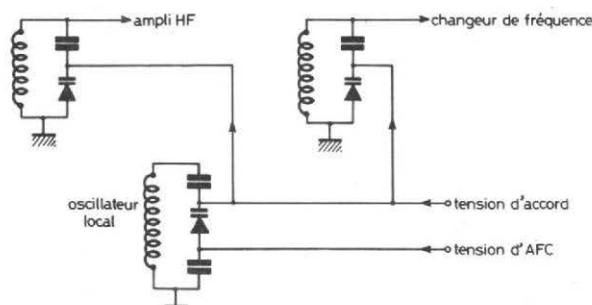


Fig. 10 a. Principe de l'AFC conventionnel.

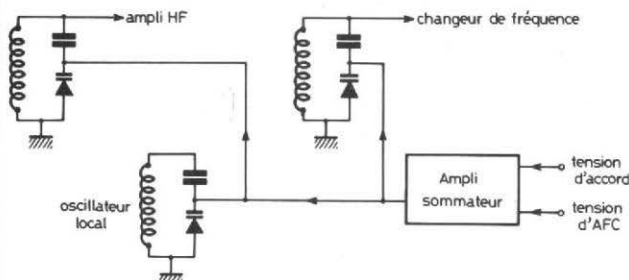


Fig. 10 b. Principe de l'AFC utilisé dans notre réalisation.

sance ; ce transistor de puissance T_1 a son émetteur et sa base qui peuvent être plus ou moins reliés par la mise en conduction de T_2 . Nous pouvons maintenant analyser en détail le fonctionnement d'un tel circuit dans le cadre de la figure 8.

La tension de référence V_{ref} est appliquée à l'entrée non inverseuse de l'ampli opérationnel du régulateur ; la sortie du transistor de puissance du régulateur commande un ballast extérieur destiné à amplifier le courant de sortie du régulateur. Une résistance est branchée entre base et émetteur de T_2 (fig. 8 et 9) ; comme elle est parcourue par le courant de sortie, la tension à ses bornes est $V = RI_s$; T_2 sera conducteur pour $V = 0,6$ V environ et bloquera T_1 ce qui limitera automatiquement le courant de sortie, protégeant ainsi le régulateur des court-circuits. Le courant de limitation est donné par la relation : $I_L = 0,6/R$ avec I en ampères et R en ohms ; dans le schéma de la figure 8, I_L est égal à 150 mA environ.

La tension de sortie du régulateur est divisée par R_1 et R_2 avant d'être appliquée à

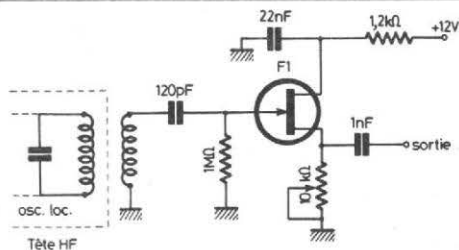


Fig. 11. Amplificateur de l'oscillateur local.

l'entrée inverseuse de l'ampli opérationnel du régulateur; cet ampli, en agissant sur T_1 et donc sur T_3 , réalise l'égalité entre la tension sur son entrée inverseuse et sur son entrée non inverseuse; nous avons donc les relations suivantes :

$$V_{(INV)} = V_5 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{(INV)} = V_{(REF)}$$

$$\text{et } V_{(NINV)} = V_{(INV)}$$

donc :

$$V_5 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{REF}$$

Avec V_{ref} égale à 7V (imposée par le fabricant du CI) et les valeurs de R_1 et R_2 choisies, nous avons bien V_5 de l'ordre de 12V; la stabilité de V_5 étant liée à celle de R_1 , R_2 et V_{ref} .

La deuxième partie de l'alimentation, à savoir le régulateur des « varicaps » diffère fort peu de ce que nous venons d'étudier; il faut seulement remarquer que :

- la consommation des circuits d'accord étant très faible (inférieure à 1mA), il n'est pas nécessaire de prévoir un ballast extérieur; le transistor interne au CI (T_1) étant largement suffisant. D'autre part la résistance de protection a été portée à 120Ω afin de réduire le courant de court-circuit à 5mA.

- la tension appliquée sur l'entrée non inverseuse n'est plus V_{ref} mais une fraction de V_{ref} augmentée de la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel; ceci permet de faire varier électriquement la tension de sortie délivrée par ce régulateur en agissant sur les entrées de A_1 .

Nous allons étudier le rôle de A_1 et son fonctionnement en ampli d'AFC. Lorsque l'accord sur la station reçue est exact, la tension délivrée sur la broche 7 du circuit CA 3089 (TDA 1200), figure 6, est égale à la tension sur la broche 10 du même circuit et :

$$V_7 = V_{10} = 5,6V$$

Lorsque l'on est « en dessous » de l'accord (au point de vue fréquence) la tension sur 7 devient inférieure à V_{10} et lorsque l'on est « au dessus » de l'accord (au point de vue fréquence) la tension en 7 devient supérieure à V_{10} ; ceci étant bien vu, le principe de l'ampli d'AFC est le suivant :

- lorsque $V_{10} = V_7$, la tension en sortie de A_1 est égale à V_{10} ; comme l'ensemble R_5 , R_6 divise V_{ref} pour que la tension en x soit égale à V_{10} (qui est de 5,6V); A_1 est sans action sur le fonctionnement du régulateur;

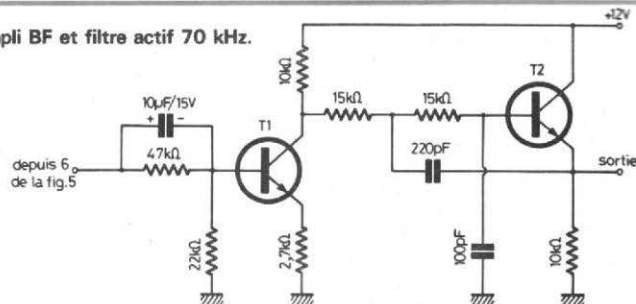
- lorsque V_7 est inférieure à V_{10} , la tension en sortie de A_1 croît fait croître la tension sur NINV et fait augmenter la tension de sortie; ceci fait augmenter la fréquence d'accord et l'on a bien réalisé un contrôle automatique de fréquence;

- lorsque V_7 est supérieure à V_{10} , le même procédé a lieu en remplaçant croître par décroître dans l'explication ci-dessus.

L'efficacité du circuit se règle en choisissant de manière convenable le rapport : R_3/R_4 .

De plus, comme à l'accord exact la tension en sortie de A_1 est égale à la tension en x on peut intercaler en série entre

Fig. 12. Ampli BF et filtre actif 70 kHz.



ces deux points un microampèremètre à zéro central qui indiquera l'accord exact et le sens du désaccord. Compte tenu des tolérances des composants, la résistance ajustable R_6 permet de régler la tension en x à la même valeur que V_{10} lors de la mise au point du tuner.

Ce procédé d'AFC est très efficace par rapport aux systèmes conventionnels pour la raison suivante (voir fig. 10) :

- dans les AFC classiques, on corrige seulement la tension de la « varicap » d'oscillateur local ce qui fait que, bien souvent, le léger désaccord introduit par ce procédé diminue la sensibilité de la tête HF.

- dans l'AFC réalisé ici, on corrige la tension des trois « varicaps » simultanément, c'est-à-dire que l'on réalise à chaque instant l'accord parfait sur la station reçue; la sensibilité maximum de la tête HF est ainsi préservée. Terminons l'étude de la figure 8 par un rapide commentaire sur l'alimentation - 12V; elle est très simple car sa stabilité est sans importance et se compose d'une zener suivie d'un transistor; attention! elle n'est pas protégée contre les court-circuits!

CIRCUITS ANNEXES

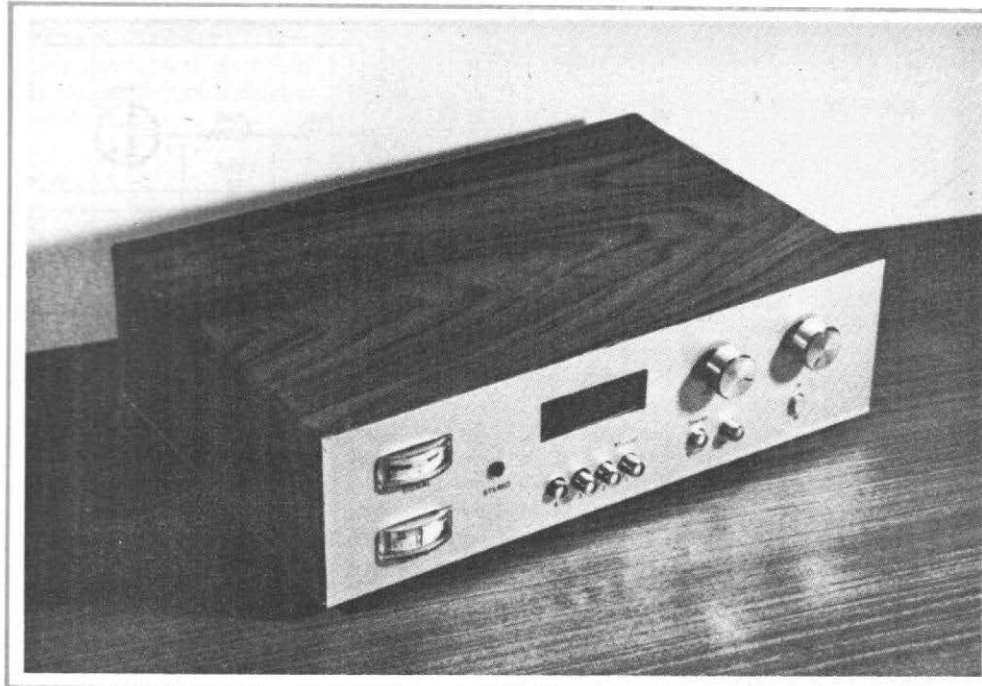
Ce titre assez vague regroupe en fait deux circuits que nous allons étudier brièvement. Le premier est utilisé par tous les procédés d'affi-

chage de fréquence et fonctionne de la façon suivante :

- la relation liant la fréquence reçue à la tension d'alimentation des diodes varicaps est fondamentalement non linéaire ce qui pose certains problèmes. Les réalisations classiques de tuners linéarisent (avec plus ou moins de bonheur) la relation tension d'accord - fréquence reçue et tracent une courbe d'étalonnage qui conduit à des cadrans imparfaitement linéaires en fréquence ou faux en certains endroits. Le procédé choisi ici est totalement différent et est, de plus, imposé si l'on veut réaliser un affichage digital de la fréquence reçue. L'oscillateur local oscille sur une fréquence exactement égale à la fréquence reçue diminuée de la valeur de F_1 qui est, nous le rappelons, une valeur constante; dès lors il suffit de prélever la fréquence de l'oscillateur local pour la traiter ensuite convenablement selon le type d'affichage choisi. Le circuit de la figure 11 effectue ce travail délicat. Il faut en effet, pour ne pas perturber la tête HF, que le couplage avec l'oscillateur local soit très « lâche »; pour ce faire nous utilisons les propriétés d'un transistor à effet de champ qui sont :

- faible capacité d'entrée (de l'ordre du pF);
- très grande impédance d'entrée.

La tension HF de l'oscillateur local est prélevée par quelques spires de fil faiblement couplées au bobinage de l'oscillateur local (voir réalisation pratique) puis appliquée à un transistor à effet de champ monté en source suiveuse et



soigneusement découplé ; le point de fonctionnement est réglable par la résistance ajustable de 10 k Ω (réglage élémentaire à effectuer avec un quelconque contrôleur univer-

sel). L'avantage du circuit est évident ; on peut faire ce que l'on veut sur la sortie du FET ; le fonctionnement de la tête HF ne varie pas du tout. Le deuxième circuit annexe

consiste en un ensemble de deux transistors visible à la figure 12. Il s'agit d'un ampli BF de gain de l'ordre de 4 suivi d'un filtre actif passe bas coupant vers 70 kHz, nous

allons voir pourquoi. Tout d'abord l'ampli de gain 4 est nécessaire car la tension BF issue du CA 3089 est insuffisante pour attaquer convenablement le décodeur stéréo ; ensuite, il faut savoir que le procédé de transmission d'émissions stéréophoniques nécessite une bande passante BF de 53 kHz (avant le décodeur) ; les fréquences situées au dessus de 53 kHz ne servent qu'à produire du souffle par l'entremise du décodeur stéréo ; c'est pour cela que l'on a réalisé un filtre actif coupant vers 70 kHz ; d'autre part l'utilisation d'un filtre actif permet d'avoir une pente d'atténuation de 12 dB par octave (contre 6 pour la cellule RC classique) ; enfin pour économiser les chimiques, l'ampli et le filtre sont à couplage continu. Le mois prochain nous étudierons le décodeur stéréo et les différents procédés d'affichage de fréquence.

C. TAVERNIER

(à suivre)

POUR CEUX QUI PREFERENT LA PRECISION ET LA SECURITE

X25

FER A SOUDER DE PRECISION MINIATURE POUR TRANSISTORS ET MICROSOUDURES ELECTRONIQUES. PANES LONGUE DUREE, Ø 2,4 - 3,2 - 4,7 mm. PANES SPECIALES POUR CIRCUITS INTEGRES, PUISSANCE 25 W. TENSIONS 220/240 V. OU 110 V. EN VENTE CHEZ LES GROSSISTES ET LES REVENEURS.



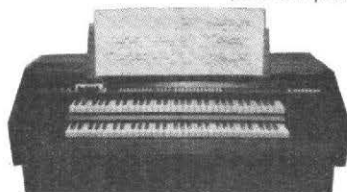
ANTTEX

Agents Généraux pour la FRANCE :
Ets. V. KLIATCHKO
6 bis, rue Auguste-Vitu
75015 - PARIS
Tél. : 577.84.46

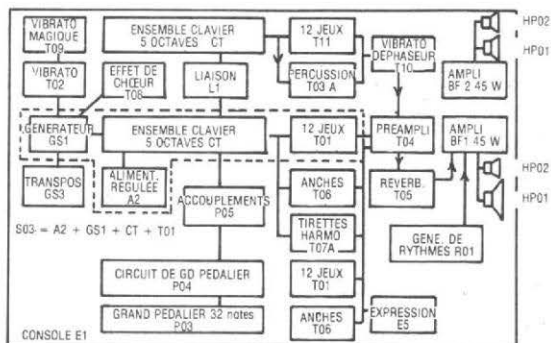
DEMANDE DOCUMENTATION
FIRME ou Nom
Adresse



avec les ENSEMBLES MODULAIRES **KITORGAN**
vous pouvez monter progressivement le plus complet des orgues électroniques



Haute qualité sonore, due aux procédés ARMEL.
Technique d'avant-garde toujours à la pointe du progrès : générateurs à synthétiseur d'octave, circuits intégrés MOS.
Economie importante par la livraison en KITS, en vente directe, sans intermédiaire.
Instruments utilisables aussi bien en classique qu'en variétés.



Constitution d'un grand-orgue à 2 claviers et grand pédalier.

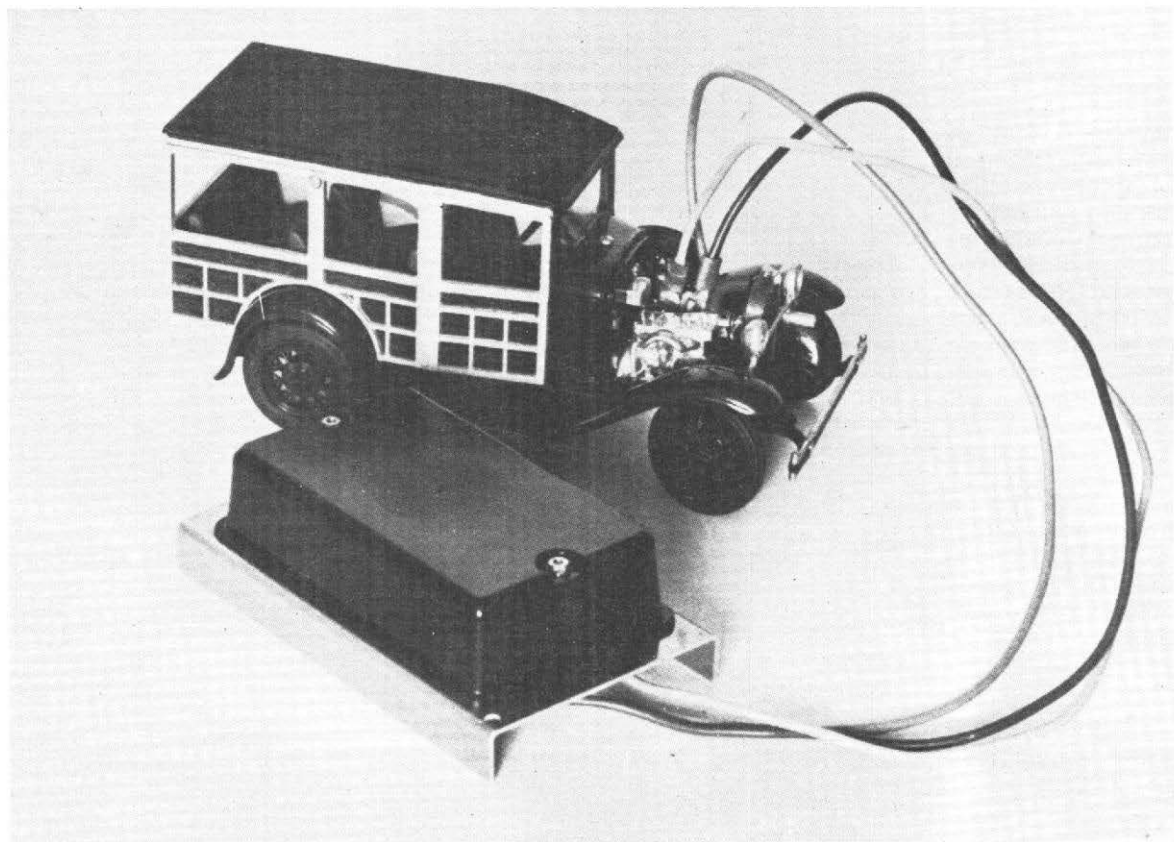
Démonstration des orgues KITORGAN exclusivement à notre studio :
56, rue de Paris, 95-HERBLAY - sur rendez-vous : tél. : 997.19.78

BON POUR UNE BROCHURE
à adresser à :
SA ARMEL
BP 14 - 95220 HERBLAY

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

NOM :
Profession :
Adresse :
Signature :

Construisez vous-mêmes



L'ALLUMAGE ELECTRONIQUE — SIEMENS - ATR —

UN allumage électronique chez Siemens. Il est rare que les grandes maisons — Siemens en est une — se mettent à lancer des kits. Quand ces maisons le font, c'est par l'intermédiaire d'une filiale ou d'une autre société nationale qui dispose d'une relative autonomie par rapport à la maison mère et qui doit ensuite s'intéresser au problème. Cet allumage électronique proposé par Siemens est le fruit de la branche autrichienne de la société. Ce qui est étonnant, c'est que nous

n'avons pas trouvé uniquement des composants de la firme. Nous avons trouvé des diodes Motorola, pourquoi pas ?

Le kit ATR de Siemens propose la réalisation d'un allumage transistorisé pour voiture. Ces allumages sont, en gros, de deux types. Les premiers, du type à commutation proposent de remplacer la commutation du courant de la bobine d'allumage par le rupteur par une commutation de type statique. Le courant de commande est alors délivré

par le rupteur qui n'a plus alors qu'à véhiculer le courant de base d'un transistor.

Le second type d'allumeur fait appel à un oscillateur monté en générateur haute tension et qui charge un condensateur. Le condensateur est alors déchargé sur ordre du rupteur par un thyristor. Ce type d'allumage exige un transformateur oscillateur et de ce fait, est plus complexe que le premier. Par contre, l'énergie qu'il est capable de délivrer aux bougies dépend moins de la valeur de la ten-

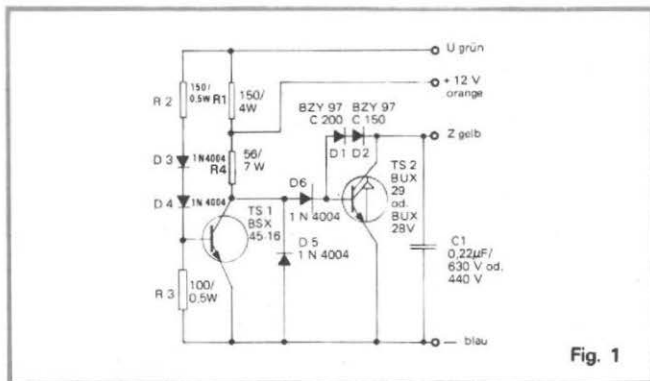
sion de batterie, et pas du tout de la vitesse d'ouverture ou de fermeture du rupteur.

L'allumage électronique de Siemens est construit suivant le schéma figure 1. Ce schéma est simple. Le rupteur met le point commun aux résistances de 150 Ω et 56 ohms à la masse. Lorsque le contact entre masse et point de commande est établi, le transistor TS 1 est bloqué, le transistor de sortie TS 2 est conducteur, le courant de la bobine passe au travers de sa jonction collecteur/émetteur. Lorsque le

rupteur s'ouvre, la base de T 1 est en l'air, elle est alimentée par les deux résistances de 150 Ohms, les diodes D3 et D4, TS 1 court-circuite la jonction base émetteur de TS 2 qui se bloque. La tension induite au secondaire de la bobine provoque l'allumage des bougies.

Le transistor TS 2 est un Darlington haute tension, il est doté d'une protection interne par diode intégrée sur le substrat, cette diode protège la jonction contre une inversion. Pour la protection contre les surtensions nous avons une diode zener composée de deux éléments dont la tension est de 200 et 250 (nous avons eu pour notre kit deux diodes de 160 V, l'effet est pratiquement le même).

Les diodes Zener sont ici utilisées d'une façon particulières, elles font conduire le transistor Darlington qui peut ainsi remédier, grâce à son coefficient d'amplification à la cause de la surtension. La diode D6 sert de diode anti



retour et D5 assure la protection du transistor TS 1 contre les inversions de tension. Un condensateur de 0,22 µF limite les parasites et complète la protection en offrant une impédance basse aux tensions rapides.

LE KIT

Le kit est présenté dans une élégante valise noire thermoformée garnie d'une mousse,

alvéolée. Cette valise pourra vous servir ensuite pour le rangement de composants ou de boîte à outils (miniatures). Tous les composants sont rassemblés dans une pochette de plastique. Avec les composants, nous avons un ensemble de visserie assez complet. Le transistor de puissance, celui d'attaque, un condensateur sont de provenance Siemens, les résistances n'ont pas d'origine déclarée. Quand au reste des composants, ils conservent leur anonymat, étant faits sur mesure.

Le tout est accompagné d'une notice.

Deux parties pour cette notice, une première feuille donne les résultats que l'on peut attendre de l'allumage : « exactitude du point d'allumage-usure pratiquement nulle des contacts du rupteur, démarrage plus facile avec un moteur froid tension d'allumage plus élevée du fait de la forme rectangulaire des flancs de commutation ; moins de pollution (gaz d'échappement moins abondants) – le point d'allumage optimum ne varie pas, aucun parasite créé par le rupteur dans les autoradios, aucun courant fort ne circulant, meilleure accélération et économie de carburant. Les résultats obtenus au cours d'un rallye, poursuit la notice, ont permis d'établir le tableau comparatif que nous vous livrons ci-joint. Quand à l'économie de carburant, ce qui vous intéresse sans doute le plus, elle est de 0,5 à 0,75 l/100 km ».

Une liste d'outillage nécessaire est également jointe, nous y trouvons une perceuse électrique. Nous précisons qu'elle est uniquement là pour percer les deux trous destinés à l'installation dans la voiture, une chignole à main sera parfaite, surtout si vous n'avez pas de garage...

Les autres outils sont classiques. Une liste de composants à consulter avant de commencer le montage indique tout ce que vous devez trouver et que nous avons découverts, à part quelques rondelles éventail qui s'étaient transformées en rondelles plates.

Tous les fils nécessaires sont fournis avec l'appareil. Nous avons trouvé des cosses enfichables pour le raccordement avec la bobine d'allumage, ces cosses se complètent de prises plates enfichables sur les premières et qui permettent de se brancher sur la bobine lorsque cette dernière dispose de bornes à vis. Donc une utilisation universelle est pratiquement assurée.

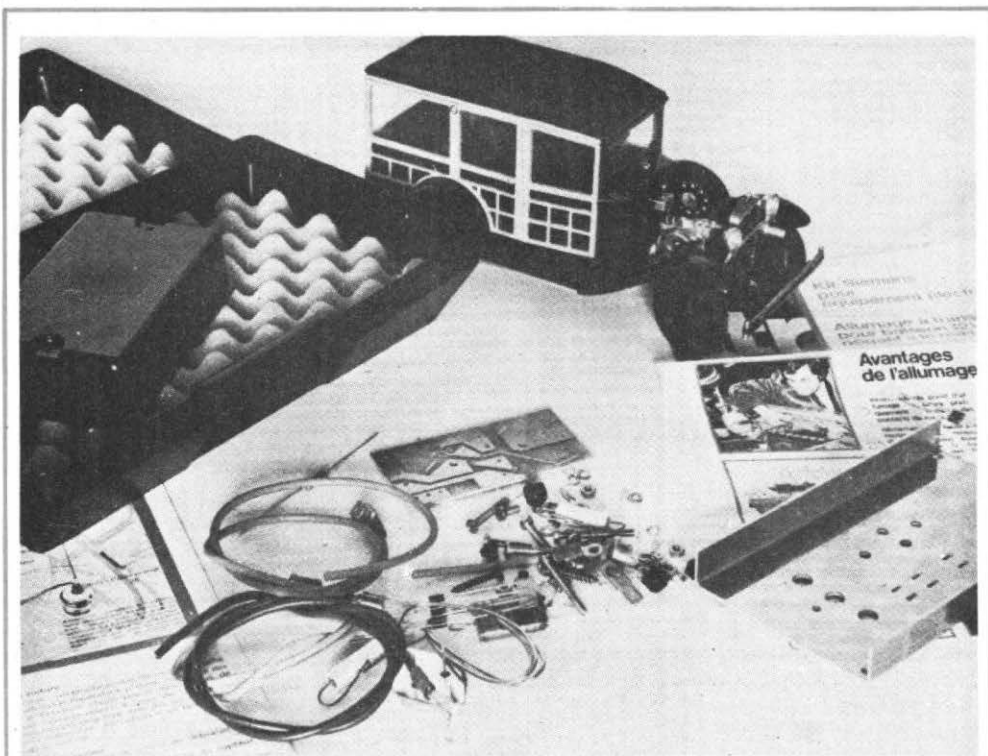


Photo 1. Première étape, le décompte des composants, ils étaient contenus dans cette petite valise bien rembourrée...

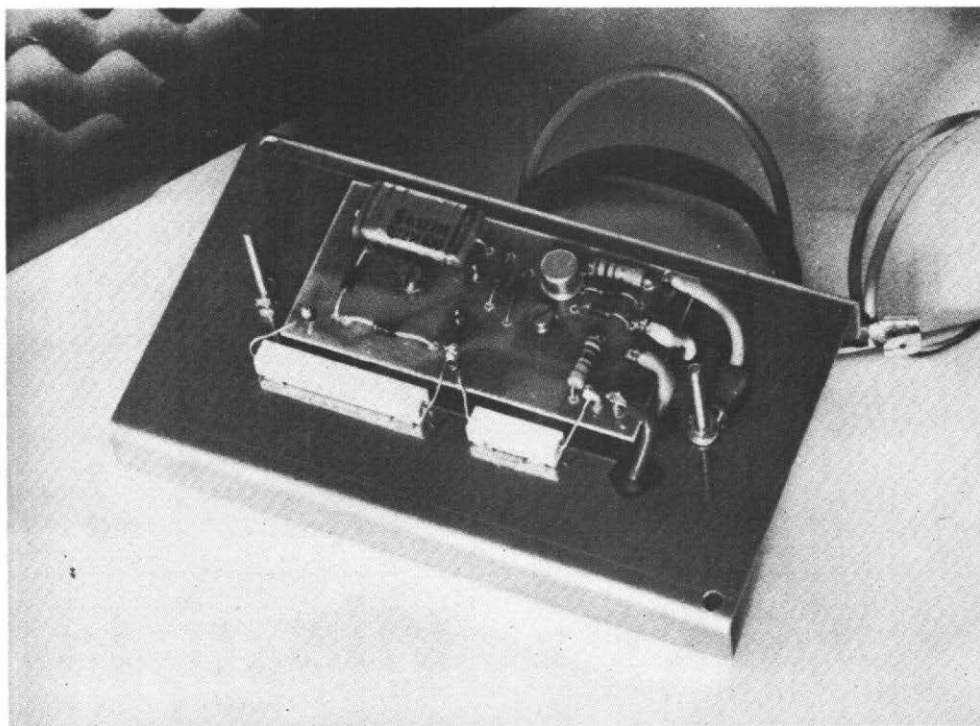


Photo 2. Quelques instants plus tard... Le montage est terminé, il ne reste plus qu'à installer le couvercle.

La fabrication commence par l'installation de picots, ils s'enfoncent à force à l'aide d'une pince plate, la force d'insertion élevée est une garantie à long terme contre les vibrations. L'insertion des composants se fait en se guidant d'après le texte et des photos qui, à vrai dire nous ont semblé un peu obscures, des dessins auraient sans doute mieux fait l'affaire. Attention au respect des sens des diodes. Un point délicat à surveiller : c'est la mise en place relative de la diode 5 et du premier transistor. Le boîtier de ce transistor, au potentiel du collecteur se rapproche dangereusement de la cathode de la diode qui va à sa base. Si le contact se fait, il n'y a pas de destruction mais le passage d'un courant plus important que prévu dans la base de TS 1 et sa saturation, une modification du circuit imprimé serait la bienvenue, ou, dans un avenir plus proche, le montage du transistor sur une rondelle isolante d'un millimètre d'épaisseur. Une simple cale est d'ailleurs suffisante. Le transistor

de puissance est vissé sur un radiateur son collecteur est isolé du radiateur par une rondelle de mica, par contre, nous n'avons pas de protection contre les court-circuits chassés de la voiture boîtier, ce court-circuit reviendrait à alimenter en permanence la bobine d'allumage, pas question d'avoir d'étincelle dans ces conditions. Si vous avez peur de ce type de court-circuit sans danger, rien ne vous empêchera de placer un isolant de matière plastique au-dessus.

Les bornes de sortie du transistor sont réunies au cir-

cuit par des œillets, le contact ainsi réalisé est très bon, électriquement comme mécaniquement.

Les fils passent au travers d'œillets isolants, leurs cosses sont serties d'origine, ce qui oblige à installer provisoirement l'allumage pour mesurer la longueur utile des câbles. S'ils sont trop longs ils ne feront qu'encombrer la cage du moteur.

Les résistances de puissance qui débordent du circuit imprimé sont fixées dans des nervures embouties, le tout est recouvert d'un capot de matière plastique noire, les vis

sont juste un peu courtes, nous avons été obligé de supprimer une rondelle pour que tous aille bien ?

Le montage ainsi réalisé fonctionne tout à fait correctement, il est très simple, la seule erreur possible sur le circuit imprimé étant une inversion des diodes, en se fiant aux instructions qui sont, bien entendu en français, les erreurs sont difficiles à faire. Il ne reste plus alors qu'à brancher l'appareil sur la voiture, à mettre le contact et à partir.

Un kit pour tous, pour vous faire la main. Bonne route et beaucoup d'économies... N'en profitez pas pour pousser sur le champignon !

E.L.

TABEAU 1

Accélération	sans ATR	avec ATR
0- 80 km/h	6,8 sec	6,5 sec
0-100 km/h	11,7 sec	11,3 sec
0-120 km/h	15,2 sec	14,8 sec
40-100 km/h en quatrième	16,9 sec	16,4 sec
1 km départ arrêté	33,8 sec	33,0 sec

Photo de titre : L'installation de l'allumage sur notre prototype...! Le boîtier du transistor est installé sans le radiateur.

LES MICROPROCESSEURS

RÉALISEZ : UN GÉNÉRATEUR
DE SIGNAUX BINAIRES
UN GÉNÉRATEUR DE SALVES
UN GÉNÉRATEUR DE TONS
UNE BOITE A MUSIQUE

NOUS commençons maintenant, comme promis, la description d'applications concrètes de microprocesseurs, accompagnée des commentaires nécessaires à la compréhension. Nous laissons pour l'instant de côté la suite de la boîte à musique à « 6800 », car sa mise en marche nécessite cinq boîtiers, ce type de microprocesseur n'ayant pas a priori une vocation « grand public ». Les programmes-source et objet, déjà décrits, restent parfaitement valables. Nous avons pris cette décision car, de plus, un modèle à horloge incorporée et à RAM-PIA en un seul boîtier doit apparaître prochainement sur le marché. Dans la « vieille » version, nous aurions abouti à une petite « usine » :

— Une horloge à quartz ou en plusieurs boîtiers intégrés pour réaliser un recouvrement partiel des signaux carrés des deux phases ;

— L'unité centrale ;

— Une mémoire pour le programme et (ou) la mélodie ;

— Un boîtier « PIA-6820 » ;

— Un ampli de courant pour le haut-parleur, etc.

Nous décrirons le nouveau-né de Motorola lorsque nous

aurons eu le loisir de l'expérimenter. Ajoutons également que nous passerons en revue des applications simples, lorsque ces modèles seront disponibles.

Commençons, pour l'instant, avec le ISP 8A-500 D de National Semiconductor, plus communément appelé « SCAMP », ce qui s'écrit SC/MP (pour Simple Cost-effective Micro Processeur). Avec ce microprocesseur la boîte à musique se fabrique en deux boîtiers, comme vous le montrent les photos ci-jointes.

Le poisson — juste récompense du labeur de mise au point du programme — est une truite, la même que celle de Schubert, que nous avons emprisonnée dans la mémoire morte du microprocesseur.

Dans un avenir proche, nous vous reparlerons du 6800 ainsi que du microprocesseur 2650 de Signetics, distribué par RTC. L'étude de ce dernier est d'ailleurs bien avancée.

Enfin, par égard à la bourse de nos lecteurs, toutes les réalisations que nous proposerons ne « verrouilleront » pas les microprocesseurs et autres éléments sur les montages. Parfois, les mêmes composants pourront servir à d'autres fins sans modification majeure du câblage.

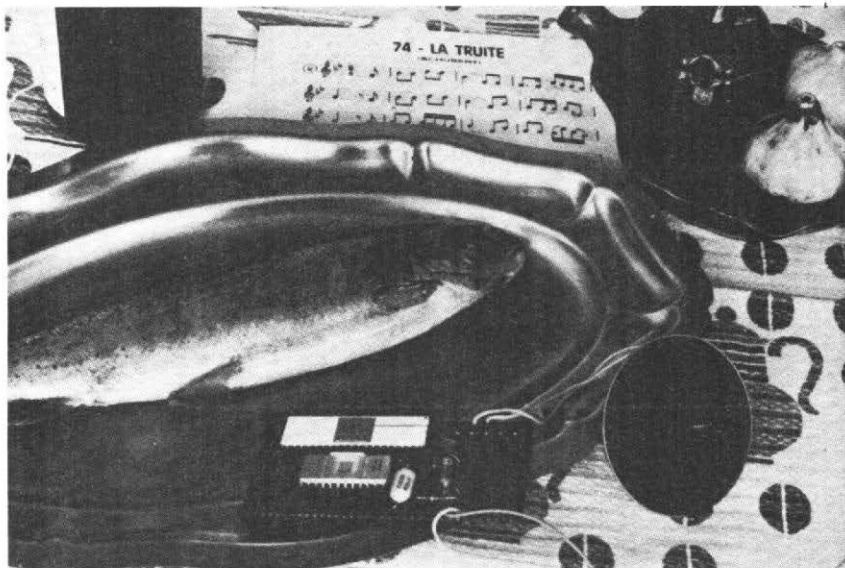


Photo : fig. 1.

GENERALITES

Le SC/MP est un microprocesseur à huit bits, encapsulé dans un boîtier standard DIL à 40 broches conforme au dessin de la figure 2 et à la photographie de la figure 2 bis. Son brochage est indiqué sur la figure 2 ter.

Le modèle que nous utilisons, référencé ISP-8 A/500 D nécessite des alimentations $V_{SS} = +5V$ et $V_{GG} = -7V$, comme le montre la figure 3, mais le constructeur a réalisé et mis sur le marché une version SC/MP-II référencée ISP-8 A/600 qui ne nécessite plus qu'une tension

d'alimentation $V_{CC} = +5V$, le brochage étant inchangé.

Le SC/MP est caractérisé par un fonctionnement entièrement statique à l'exception de quelques registres, tel celui d'adressage, dont le fonctionnement est dynamique. Rappelons qu'un fonctionnement dynamique est caractérisé par la nécessité de « rafraîchir » périodiquement le contenu des registres (ou mémoires) et que par conséquent le SC/MP ne pourra pas fonctionner en l'absence de signaux d'horloge permanents et de fréquence suffisamment élevée.

Ce que nous venons de dire semble indiquer qu'il n'est pas possible de faire fonctionner ce microprocesseur « cycle

par cycle » alors que les modèles à fonctionnement statique le permettent. En fait, et à condition de réaliser une logique externe simple comme celle indiquée sur la figure 4, il est possible d'obtenir ce mode de fonctionnement.

LES BUS D'ADRESSES ET DE DONNÉES

Tout microprocesseur communique avec les circuits et éléments périphériques à l'aide de « bus » destinés à véhiculer les informations d'adresses et de données. Or,

pour représenter ces liaisons sur les schémas, il faudrait dessiner autant de connexions qu'il y a de bits d'adresses et de bits de données, comme l'indique la figure 5a. Dans le cas du SC/MP, cela représenterait 16 fils pour les adresses et 8 fils pour les données. Les schémas deviendraient très rapidement illisibles, aussi a-t-on adopté la représentation de la figure 5b, les n connexions de la figure 5a étant représentées par une flèche large, dans notre exemple, le bus est bidirectionnel et permet aux informations d'aller de X vers Y et Z et réciproquement.

Les figures 5c et 5d représentent d'autres types de représentation des bus.

Les bus d'adresses et de données du SC/MP sont partiellement multiplexés, c'est-à-dire que certaines « lignes » des bus véhiculeront, à tour de rôle, des informations différentes. C'est le cas par exemple des quatre premiers bits du bus de données DB0, DB1, DB2 et DB3. Ces quatre bits représentent à certains moments des données, mais également représentent des adresses AD 12, AD 13, AD 14 et AD 15 permettant d'augmenter la capacité d'adressage du microprocesseur.

Ce multiplexage a permis au constructeur de « gagner » quatre broches sur le boîtier, mais au prix de la perte de deux d'entre elles utilisées

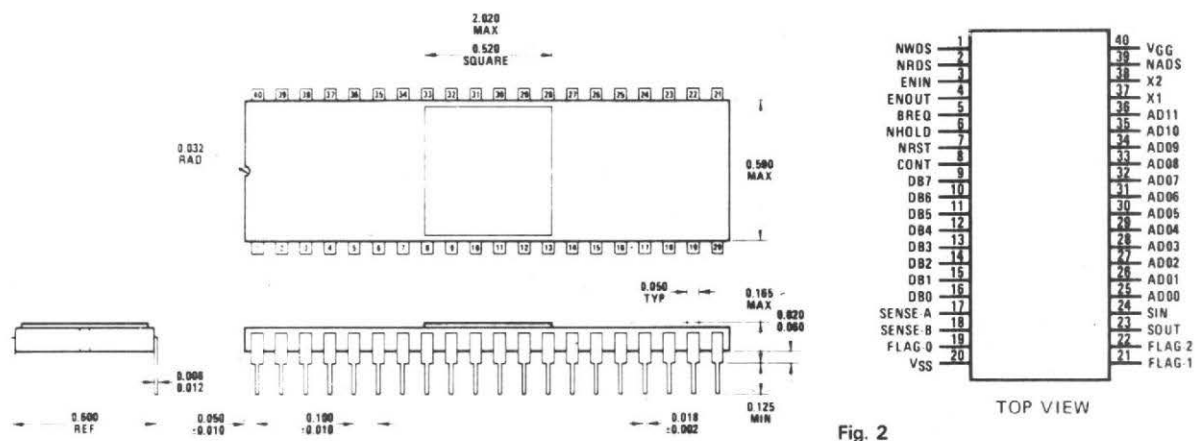


Fig. 2

pour « sortir » les signaux d'identification du multiplexage NRDS et NADS.

Voyons la signification de ces signaux :

— NRDS - Read Strobe Output - est une sortie active à l'état bas qui indique dans ce cas que le microprocesseur est en configuration de lecture des données.

— NADS - Address Strobe Output - est une sortie active à l'état bas qui indique dans ce cas que le microprocesseur utilise les huit sorties de données DB0 à DB7 comme sortie d'adresses (DB0 à DB3) et comme sortie du registre « entrée-sortie » (DB4 à DB7). Le tableau de la figure 6 illustre ces différents cas de figure.

Nous y trouvons également un signal appelé NWDS - Write Strobe Output. Ce signal est utilisé en association avec NRDS et est également actif à l'état bas. Dans ce cas, il indique que le microprocesseur est en configuration d'écriture de données.

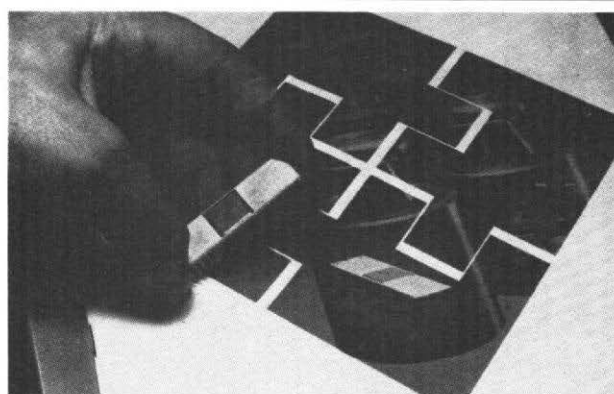


Fig. 2 bis.

LES AUTRES ENTRÉES ET SORTIES

Nous trouverons sur le SC/MP d'autres connexions d'entrée et de sortie :

- deux entrées parallèles : SENSE A et SENSE B
- une entrée série SIN
- une sortie série SOUT « lachée » par un flip-flop

— trois sorties maintenues de drapeaux FLAG 0, FLAG 1 et FLAG 2.

LES FLAGS

Les Flags sont incontestablement les points forts du SC/MP. National Semiconductor a mis à profit « l'économie » de deux broches par le

multiplexage de l'adressage en-deçà des 4096 mots, pour disposer trois FLAG au lieu de un seul.

Les Flags reflètent l'état de trois bits d'un registre interne d'état, le « STATUS ».

Le fait de disposer de trois Flags fait du SC/MP un redoutable concurrent pour l'horlogerie mécanique. S'ils avaient pu être plus nombreux, 8 ou 16 par exemple, on aurait pu supprimer les besoins en encodeurs et décodeurs de claviers ou d'autres circuits intégrés qui se font ressentir dans certaines applications.

Ces trois bits FLAG sont « lachés », se trouvent à même le boîtier de l'Unité Centrale et se manipulent par programme, sans aucun arrêt de déroulement de celui-ci.

Nombre de microprocesseurs nécessitent des boîtiers annexes pour ce genre de sorties, par exemple des « latches » (mémoires bistables) externes, « strobes » (échantillonnées) pour capter les don-

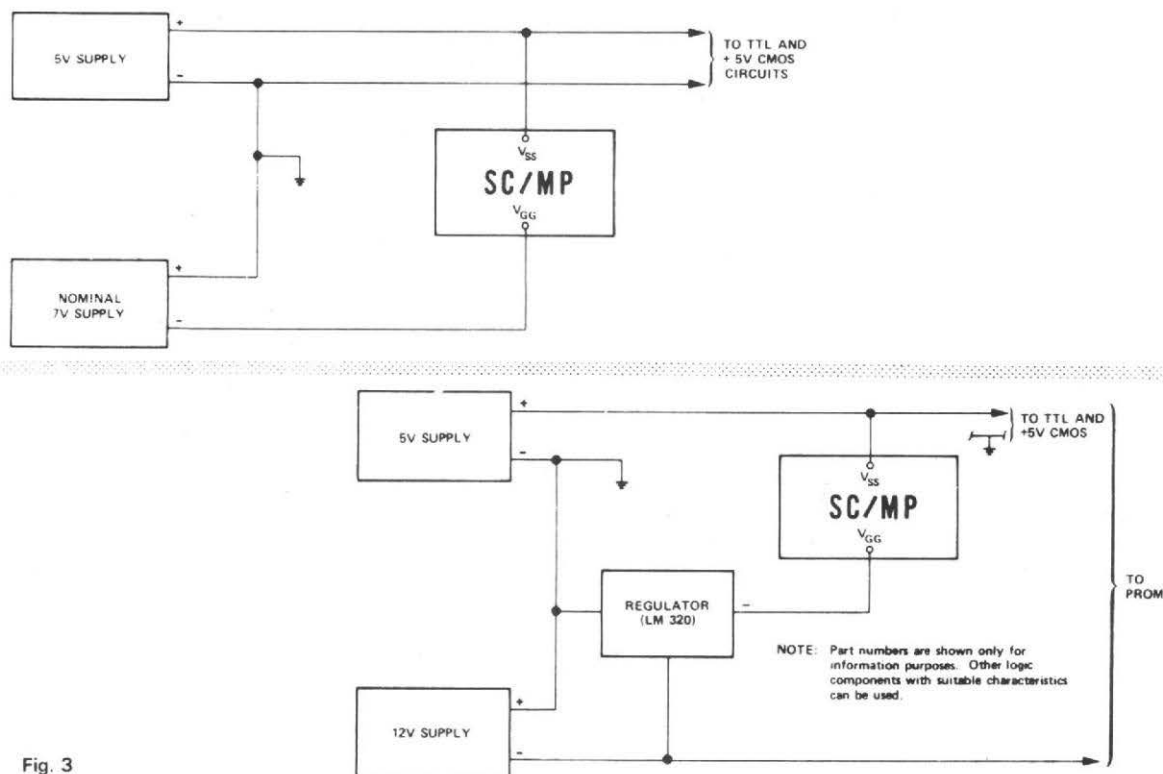


Fig. 3

nées à certains moments, correspondant au décodage d'une adresse spécifique.

Ces trois Flags constituent une avantageuse originalité du SC/MP.

L'HORLOGE

Comme tout microprocesseur, le SC/MP est piloté par une horloge qui, autre originalité, lui est intégrée. Un simple condensateur, si la stabilité de la fréquence n'est pas critique, ou un simple quartz suffisent à le piloter. Il est également possible de le piloter par un générateur extérieur, propriété que nous utiliserons pour réaliser le générateur de salves.

Aucune précaution de recouvrement du carré d'une phase d'horloge par celui de l'autre phase - l'overlap-ing - indispensable au fonctionnement d'autres microprocesseurs, 6800 ou autres, n'est à prendre. Nous sommes également loin de l'horloge à quatre phases du 9900 de Texas par exemple.

La figure 7 indique la relation entre la fréquence de l'oscillateur du SC/MP avec la valeur du condensateur dans le cas de pilotage par condensateur, la figure 8 indique une manière de pilotage de l'oscillateur du SC/MP par un système extérieur.

La figure 9 précise la structure adoptée pour les entrées et les sorties.

ARCHITECTURE INTERNE

La figure 10 montre le « block diagram » du SC/MP tandis que la figure 11 précise l'architecture interne et les entrées et les sorties du SC/MP.

Nous allons y trouver ce que nous avons nommé « les

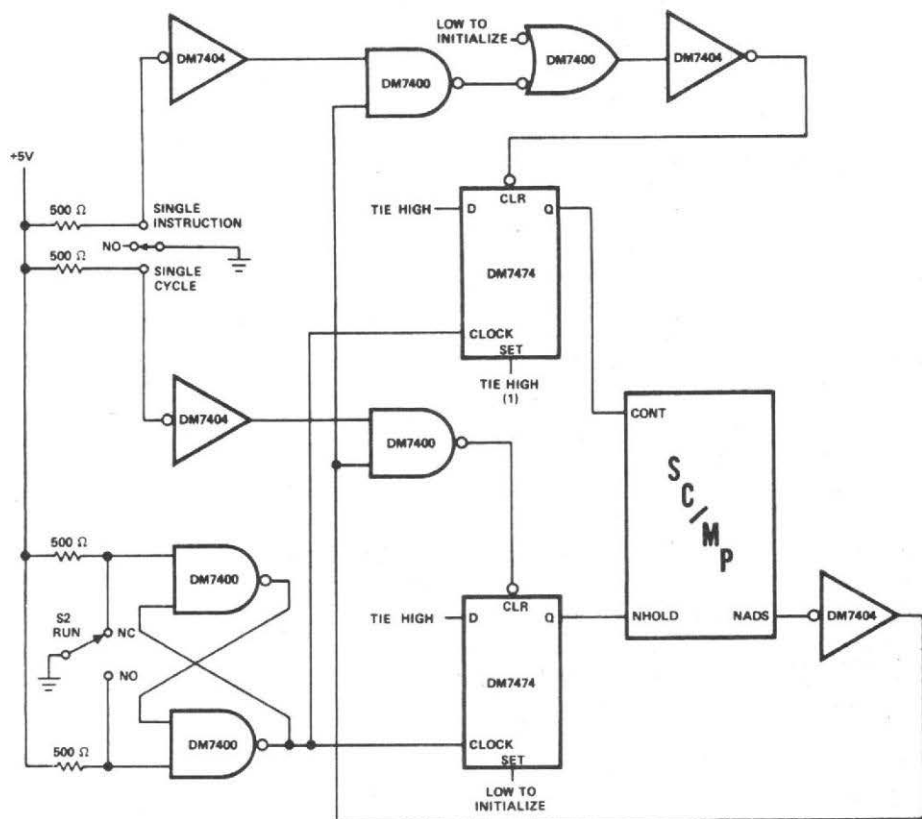
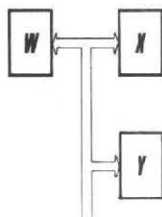
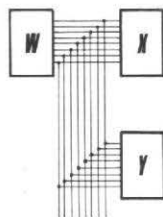


Fig. 4

(a)

(b)



(c)

(d)

Fig. 5

NWDS	NADS	NADS	DB0	DB1	DB2	DB3	DB4	DB5	DB6	DB7
1	0	1	← Lecture Données →							
0	1	1	← Ecriture Données →							
1	1	1	← Tri-state →							
X	X	0	AD12	AD13	AD14	AD15	Read flag	Fetch flag	32V flag	Wait Flag

Fig. 6

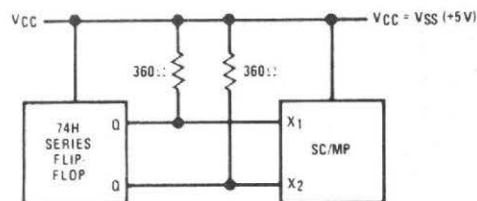


Fig. 8

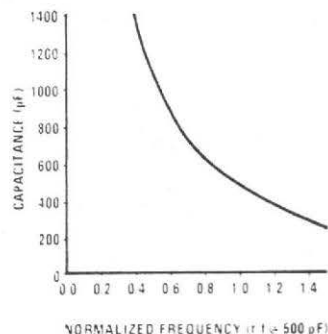


Fig. 7

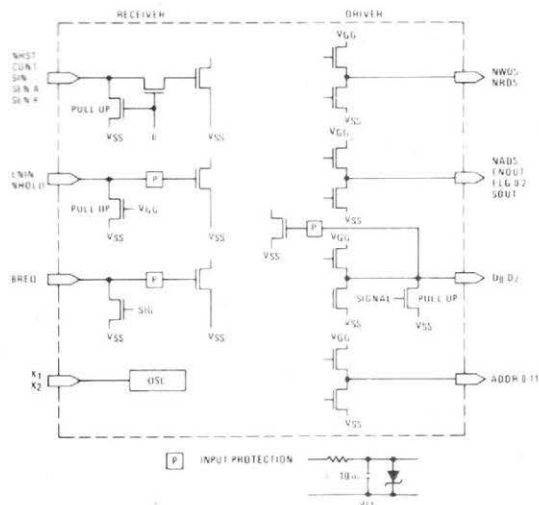


Fig. 9

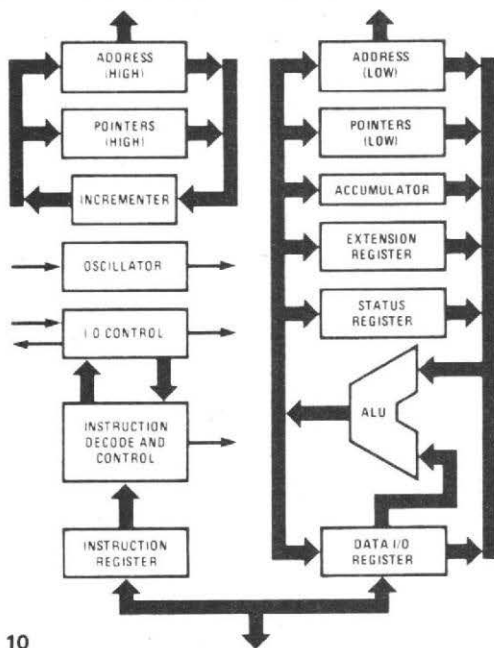


Fig. 10

ressources » du microprocesseur qui sont les suivantes :

- Quatre registres de 16 bits chacun, P0, P1, P2 et P3 respectivement appelés Program Counter (Pointer Register # 0), Pointer Register # 1, Pointer Register # 2 et Pointer Register # 3 sur la figure 11.

Le registre P0 n'étant pas autre chose que le « Compteur Ordinal ».

- Un accumulateur unique de 8 bits.

- Un registre « Extension » également de 8 bits et dont le rôle est notamment de servir aux échanges série avec l'extérieur.

- Un registre d'état ou « Status » de 8 bits, les bits 0, 1 et 2 sont reliés aux FLAG 0, 1 et 2 ; le bit 3 est utilisé lors des séquences d'interruption ; les bits 4 et 5 correspondent aux deux entrées parallèles SENSE A et SENSE B, la première étant testée par microprogramme en tant que requête d'interruption, le bit 6 donne une indication du dépassement de capacité des registres - Overflow (OV) lors de certaines opérations, et le bit 7 - Carry/Link (CY/L) - constitue la retenue lors d'opérations d'addition. La

figure 12 précise l'organisation de ces registres.

Ces **ressources** vont permettre d'effectuer les **actions** suivantes :

- Tous les contenus des registres P0, P1, P2 et P3 peuvent être échangés entre eux.
- Le contenu de l'accumula-

teur AC peut être échangé avec celui des parties hautes (bits 8 à 15) ou basses (bits 0 à 7) de chaque pointeur P0 à P3 ainsi qu'avec le registre auxiliaire « Extension ».

Il peut être partiellement copié dans le registre d'état « STATUS » et ce dernier peut voir son contenu intégral-

lement recopié dans l'accumulateur.

- La totalité des opérations logiques ou arithmétiques ainsi que l'accès-mémoire passent par l'accumulateur.

- Les contenus des pointeurs peuvent également être utilisés pour l'adressage.

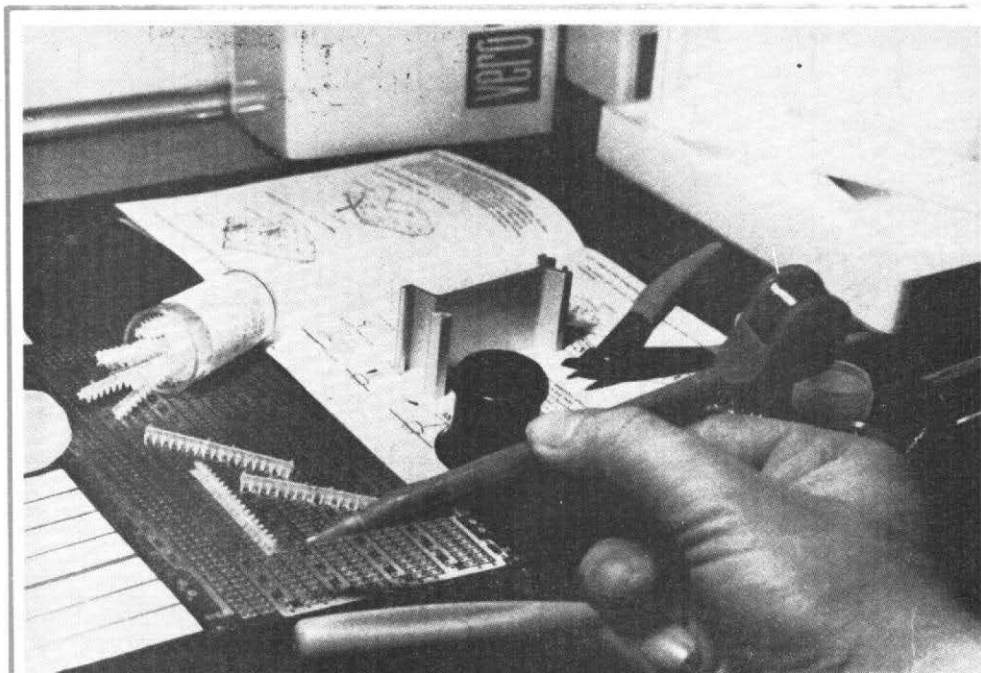
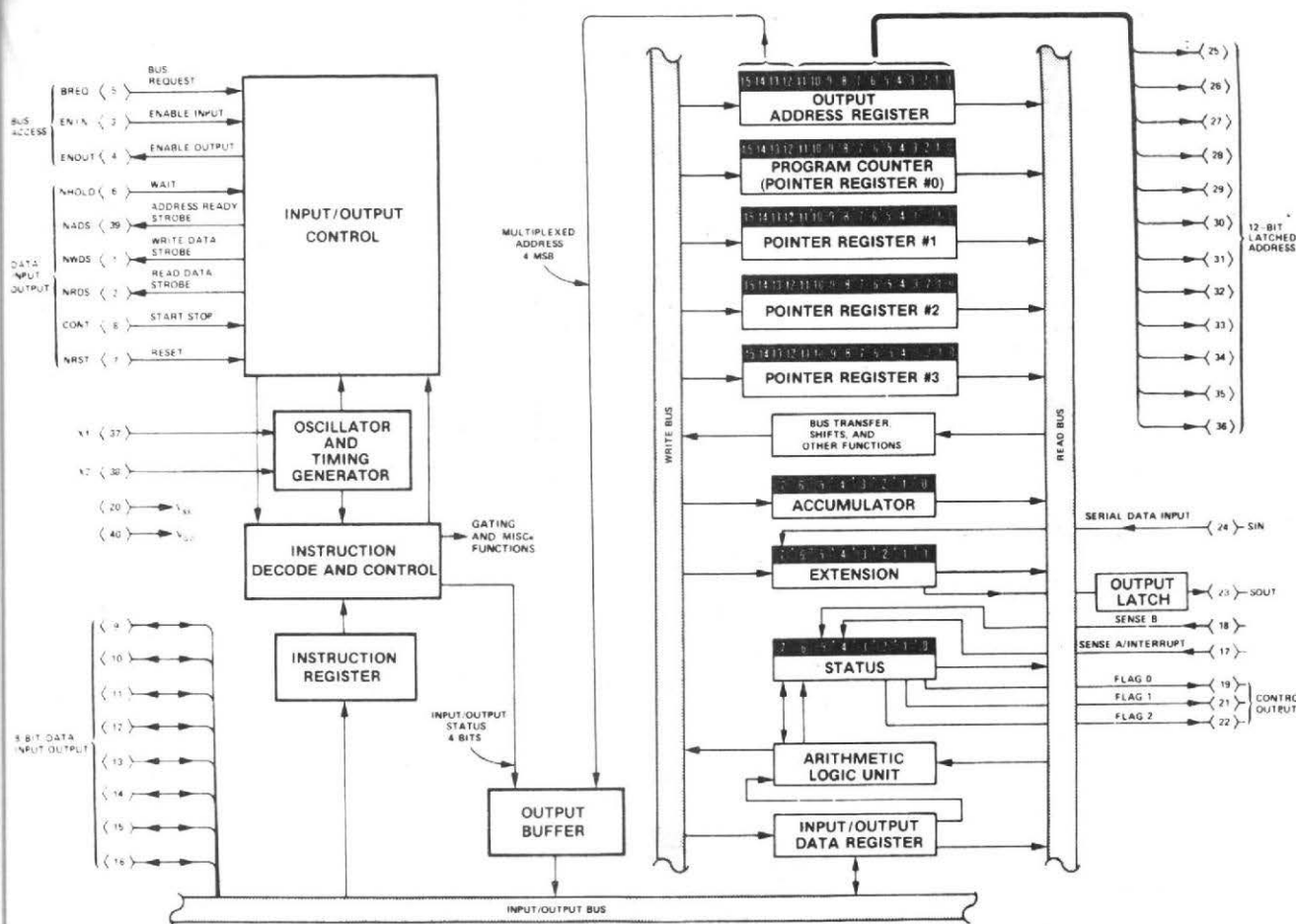


Photo 2.



MODES D'ADRESSAGE

Le SC/MP est riche en modes d'adressage, qui compensent parfaitement le manque d'instructions de saut ou de retour de sous-programme. Avec un peu d'expérience on peut même arriver à fabriquer des piles d'adresses de retour ou de « contextes sauvés » avant interruption, n'importe où dans la mémoire, par un adressage astucieux. Si ce langage vous paraît un peu hermétique, nous ne vous demandons qu'un peu de patience.

L'adressage peut, simplement, se faire de deux manières :

- indexé sur l'un des registres P0, P1, P2 ou P3,
- auto-indexé.

Dans le mode indexé, National Semiconductor distingue deux cas selon que l'on s'adresse par rapport au registre P0 ou aux autres pointeurs P1, P2 ou P3.

L'adresse de l'opérande intervenant dans l'instruction s'obtient en faisant la somme algébrique :

P_n + déplacement

= Adresse Effective, n
caractérisant le numéro du
registre.

L'opération de calcul de l'Adresse Effective en mode d'adressage « indexé » ne modifie en rien le contenu du pointeur choisi.

Par contre, en mode d'adressage « auto-indexé », le contenu du pointeur choisi se trouve modifié de deux manières :

- Si le déplacement est

négalif, le calcul de l'Adresse Effective est réalisé **avant l'exécution de l'instruction** et l'opérande est cherchée à la nouvelle adresse fraîchement calculée.

— Si, en revanche, le déplacement est **positif**, l'adresse de branchement est celle du pointeur considéré, **l'instruction est effectuée à cette ancienne adresse**, puis le pointeur est alors incrémenté de la valeur du déplacement. Son nouveau contenu s'applique donc à l'instruction suivante.

Prenons quelques exemples :

1° Charger dans l'accumulateur AC le contenu du mot mémoire dont l'adresse se trouve dans le pointeur P2 lui-même.

- L'instruction sera C2 00.

— Le contenu de P2 sera inchangé.

2° Charger dans l'accumulateur le mot se trouvant à + 2 positions de l'endroit où pointe P2 (contenu de P2 + 2).
— L'instruction sera C2 02.

- Le contenu de P2 sera inchangé.

3° Charger dans l'accumulateur le mot se trouvant à + 2 positions de l'endroit où pointe P2 (contenu de P2 + 2) mais avec « auto-indexation » c'est-à-dire avec changement du contenu de P2.

- L'instruction sera C6 02.
- Le déplacement « 02 » est

— Après exécution de l'instruction, le pointeur P2 sera incrémenté de +2 et prendra une nouvelle valeur $P2 + 2$.

Fig. 11b

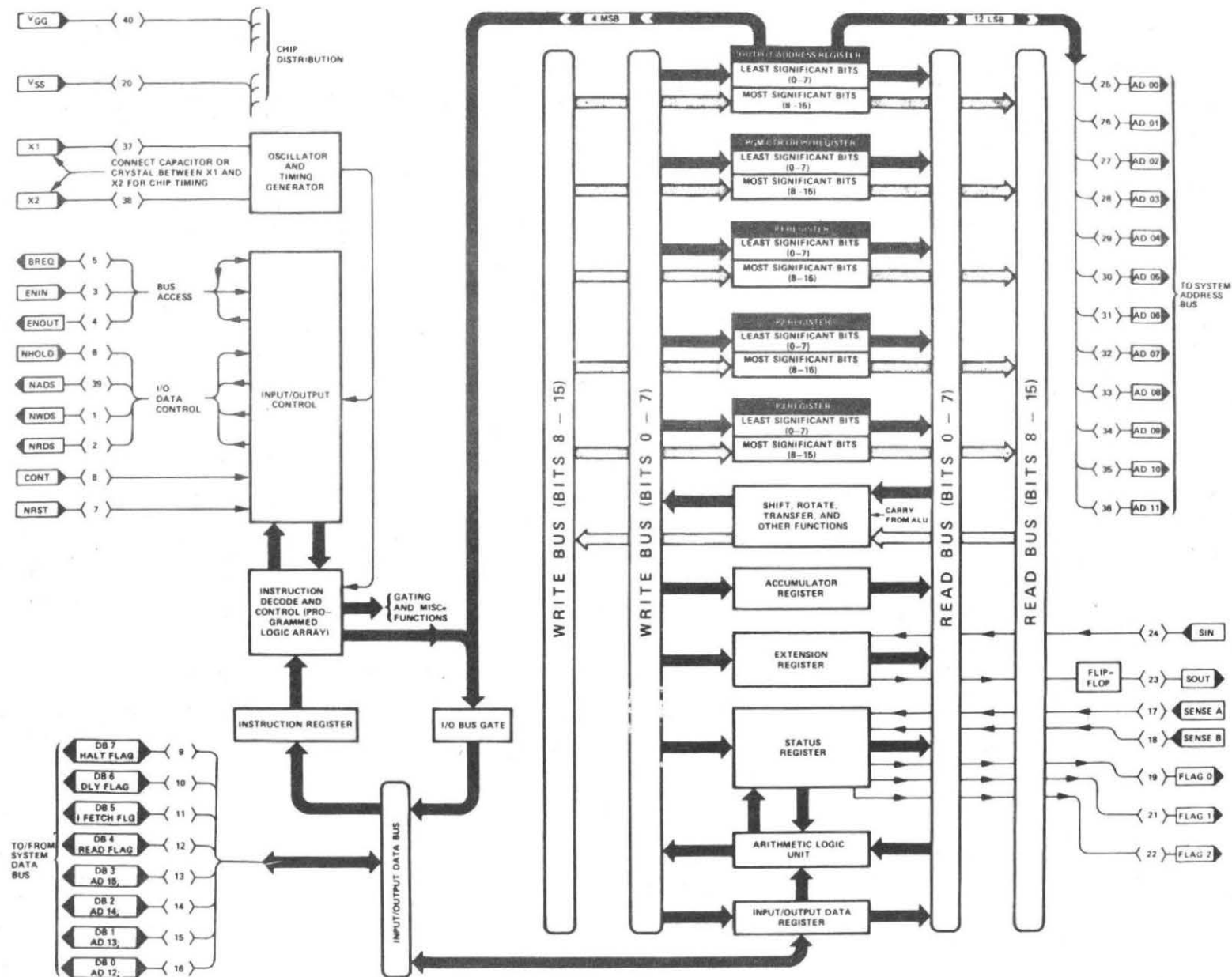


TABLEAU I

PROGRAMME

Mnémonique	Adr.	Mot.
LDI 50	01 C4	
	02 50	
XPAL P ₁	03 31	
LD 1 (P ₁)	04 C1	
	05 D1	
XPAL P ₃	06 33	
LD (P ₁)	07 C1	
	08 00	
XPAL P ₂	09 32	
LD1 07	0A C4	
	0B 07	
CAS	0C 07	
LD1 1C	0D C4	
	0E 1C	
DLY00	0F 8F	
	10 00	
XPAL P ₂	11 32	
ADI FF ₁₆	12 F4	
	13 FF	
CC L	14 02	
JZ + 2	15 98	
	16 02	
JMP -	17 90	
	18 F9	
LDI 0	19 C4	
	1A 00	
CAS	1B 07	
LD (P ₁)	1C C1	
	1D 00	
ADI FF ₁₆	1E F4	
	1F FF	
CCL	20 02	
JZ + 2	21 98	
	22 02	
JMP -	23 90	
	24 F9	
XPAL P ₃	25 33	
ADI FF ₁₆	26 F4	
	27 FF	
CCL	28 02	
JZ + 3	29 98	
	2A 03	
XPAL P ₃	2B 33	
JMP - 38	2C 90	
	2D D9	
DLY 80 ₁₆	2E 8F	
	2F 80	
LD (a) 2 (P ₁)	30 C5	
	31 02	

TABLEAU II

GAMME DE « VERO-WIRING »

Designat.	de	à	Sectionner
+12 V	Q 8	Q33	
	Q33	I28	
	I28	I27	
	I27	C18	I14
	C18	I20	O14
	Q10	K14	O15
	K14	I18	O16
	I18	I21	O17
	I21	I29	E18, J18, O18
AD 0	K29	C27	à
AD 1	K28	C28	E20, J20, O20
AD 2	K27	C29	E21, O21
AD 3	K26	C26*	à
AD 4	K25	I25*	E26, O26
AD 5	K24	I24*	E27, J27, O27
AD 6	K23	I23*	à
AD 7	K22	I22*	O30
AD 8	K21	I21*	E29, J29, O29
DB 0	Q29	C26	à
DB 1	Q28	C25	O33
DB 2	Q27	C24	
DB 3	Q26	C23	
DB 4	Q25	C22	
DB 5	Q24	C21	
DB 6	Q23	C20	
DB 7	Q22	C19	
NRDS - CE	Q15	C14	
	C14	I19	
NRST	Q20	J 9	
FLAG'S (HP)	Q32	K32	
	K32	K33	
	K33	Q 6	

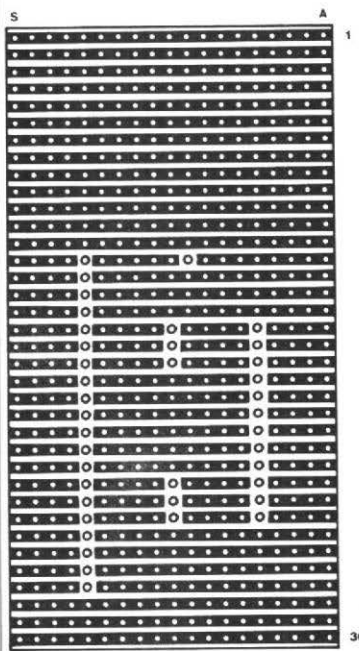


Fig. 13

XPAL P ₁	32	31
XAE	33	01
LDE	34	40
XRI EE ₁₆	35	E4
	36	F0
JNZ + 2	37	9C
	38	02
JMP -	39	90
	3A	C6
LDE	3B	40

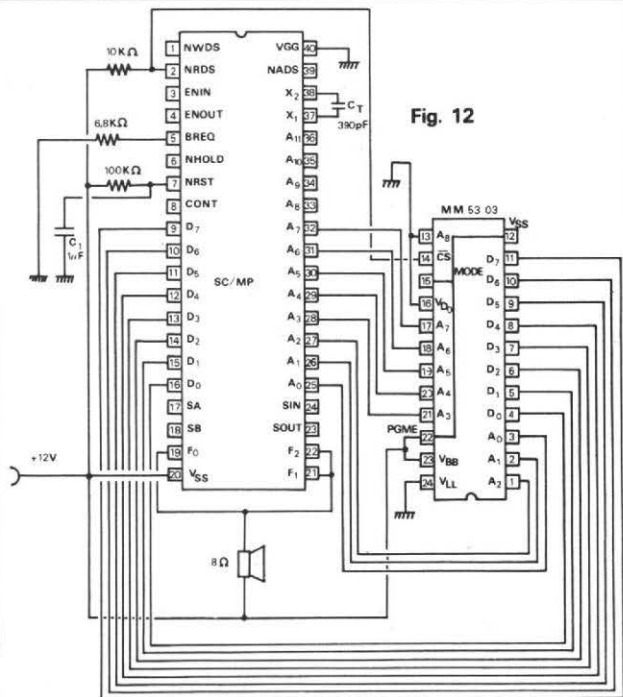


Fig. 12

ABCDEF GHIJ KLMNOPQRS

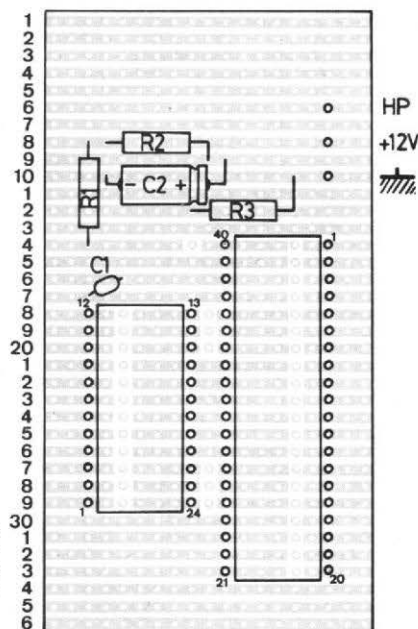


Fig. 14. Chaque petit cercle correspond à une borne « Vero Wire ».

XPAL P ₁	3C	31	CCL	47	02
LD (P ₁)	3D	C1	JZ - 29	48	98
	3E	00		49	E2
JZ + 2	3F	98	JMP - 10	4A	90
	40	02		4B	F5
JMP -	41	90	NOP	4C	08
	42	C1	NOP	4D	08
LD 1 (P ₁)	43	C1	NOP	4E	08
	44	01	NOP	4F	08
ADI FF ₁₆	45	F4			
	46	FF			

(par exemple, si P2 contenait A2₁₆, il contiendra A4₁₆).

— En effectuant alors l'instruction C2 00, nous chargerons enfin, dans l'accumulateur, le mot recherché à l'adresse P2 + 2

Dans ce cas, il faudra deux instructions pour obtenir ce résultat.

4° Charger dans l'accumulateur le mot situé à — 2 positions de l'endroit où pointe P2 (contenu de P2 — 2) mais également avec « auto-indexation ».

— L'instruction sera C6 FE.

— Le déplacement « FE » est négatif, donc le calcul est effectué avant l'exécution de l'instruction.

Dans ce cas, une seule instruction sera suffisante.

La conclusion que nous tirons de ces exemples est que, pour faire des économies de mots-mémoire en instructions, nous aurons avantage à parcourir un tableau de bas en haut dans le sens décroissant des adresses pointées par P2.

LA BOÎTE À MUSIQUE À SC/MP

Le schéma complet de cette boîte à musique est représenté figure 12. Le tableau 1 donne le contenu, en hexadécimal, de la mémoire. Les adresses 00 à 46₍₁₆₎ contiennent le programme de fabrication d'une note et de sa durée. A partir de l'adresse 50₍₁₆₎ on trouve, codée, la mélodie.

Il est virtuellement impossible de donner le dessin d'un circuit imprimé. S'il n'est pas double face et à trous métallisés il nécessiterait une telle quantité de straps qu'il découragerait même les plus persévérants.

Pour le câblage (Fig. 13), nous avons utilisé le procédé « Vero Wire » sur lequel nous avons déjà attiré votre attention dans notre N° 1575. De prochaines réalisations utiliseront le procédé de « Wrapping ».

LA TRUITE

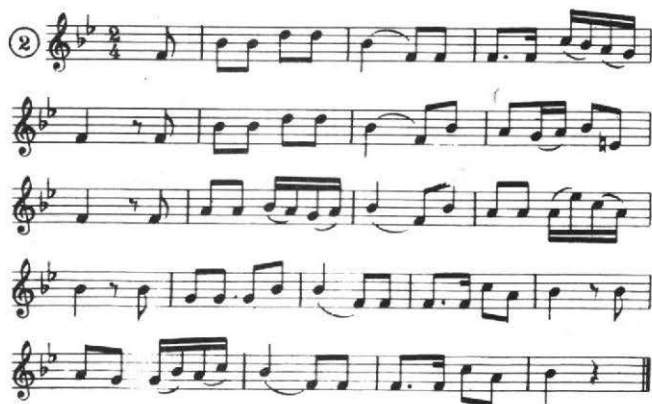


Fig. 12b

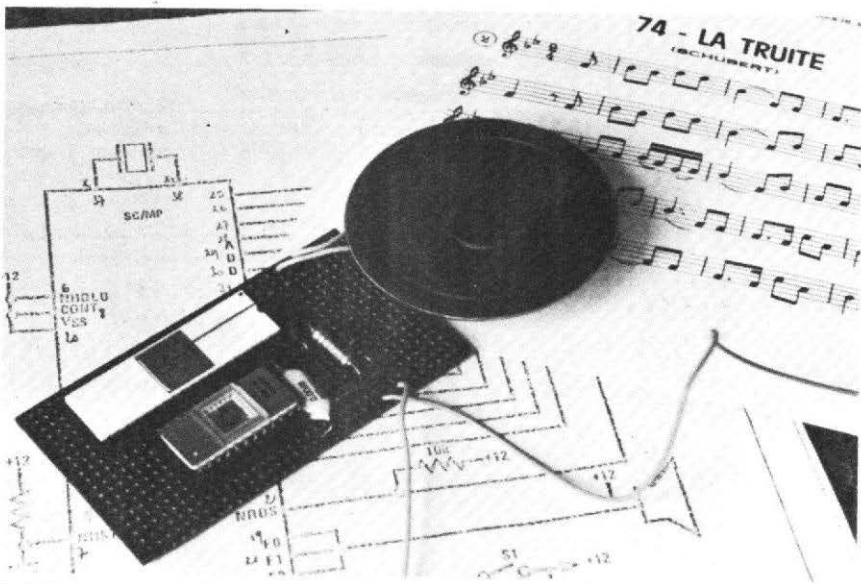
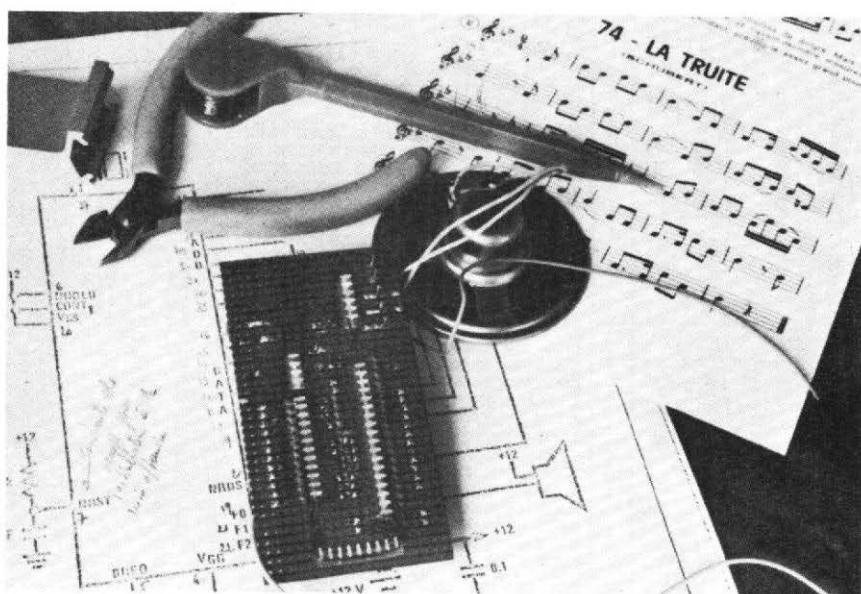


TABLEAU I (suite)

LA TRUITE (SHUBERT)

Note	Durée	Note	Durée	Adresses	Note	Durée	Note	Durée	Adresses
FA	1/8	46	0A	50, 51	DO	1/16	2F	05	AA, AB
Si _b	1/8	36	0D	52, 53	LA	1/16	39	06	AC, AD
Si _b	1/8	36	0D	54, 55	Si _b	1/4	36	1A	AE, AF
RE	1/8	2A	10	56, 57	Pause	1/8	01	07	B0, B1
RE	1/8	2A	10	58, 59	Si _b	1/8	36	0D	B2, B3
Si _b	1/4	36	1A	5A, 5B	SOL	1/8	41	0B	B4, B5
FA	1/8	46	0A	5C, 5D	SOL	1/8	41	0B	B6, B7
FA	1/8	46	0A	5E, 5F	SOL	1/8	41	0B	B8, B9
FA	3/16	46	0F	60, 61	Si _b	1/8	36	0D	BA, BB
FA	1/16	46	05	62, 63	Si _b	1/8	36	1A	BC, BD
DO	1/16	2F	05	64, 65	FA	1/8	46	0A	BE, BF
Si _b	1/16	36	06	66, 67	FA	1/8	46	0A	C0, C1
LA	1/16	39	06	68, 69	FA	3/16	46	0F	C2, C3
SOL	1/16	41	05	6A, 6B	FA	1/16	46	05	C4, C5
FA	1/4	46	14	6C, 6D	DO	1/8	2F	10	C6, C7
Pause	1/8	01	07	6E, 6F	LA	1/8	39	0C	C8, C9
FA	1/8	46	0A	70, 71	Si _b	1/4	36	1A	CA, CB
Si _b	1/8	36	0D	72, 73	Pause	1/8	01	07	CC, CD
Si _b	1/8	36	0D	74, 75	Si _b	1/8	36	0D	CE, CF
RE	1/8	2A	10	76, 77	LA	1/8	39	0C	D0, D1
RE	1/8	2A	10	78, 79	SOL	1/8	41	0B	D2, D3
Si _b	1/4	36	1A	7A, 7B	SOL	1/16	41	05	D4, D5
FA	1/8	46	0A	7C, 7D	Si _b	1/16	36	06	D6, D7
Si _b	1/8	36	0D	7E, 7F	LA	1/16	39	05	D8, D9
LA	1/8	39	0C	80, 81	DO	1/16	2F	05	DA, DB
SOL	1/16	41	05	82, 83	Si _b	1/4	36	1A	DC, DD
LA	1/16	39	06	84, 85	FA	1/8	46	0A	DE, DF
Si _b	1/8	36	0D	86, 87	FA	1/8	46	0A	E0, E1
Mi	1/8	4B	09	88, 89	FA	3/16	46	0F	E2, E3
FA	1/4	46	14	8A, 8B	FA	1/16	46	05	E4, E5
Pause	1/8	01	07	8C, 8D	DO	1/8	2F	10	E6, E7
FA	1/8	46	0A	8E, 8F	LA	1/8	39	0C	E8, E9
LA	1/8	39	0C	90, 92	Si _b	1/4	36	1A	EA, EB
LA	1/8	39	0C	92, 94	Pause	1/4	01	0D	EC, ED
Si _b	1/16	36	06	94, 95	FA	1/4	46	14	EE, EF
LA	1/16	39	06	96, 97					
SOL	1/16	41	05	98, 99					
LA	1/16	39	06	9A, 9B					
Si _b	1/4	36	1A	9C, 9D					
FA	1/8	46	0A	9E, 9F					
Si _b	1/8	36	0D	A0, A1					
LA	1/8	39	0C	A2, A3					
LA	1/8	39	0C	A4, A5					
LA	1/16	39	06	A6, A7					
Mi _b	1/16	29	05	A8, A9					

Peu de chose à dire au sujet de la réalisation pratique. Libérés de la corvée du circuit imprimé, même les novices pourront s'attaquer à la réalisation de cette boîte à musique à microprocesseur, à condition de câbler avec beaucoup d'attention les différentes liaisons, de contrôler minutieusement le câblage et de veiller au sens des circuits intégrés.

Le tour des composants nécessaires est vite fait :

— 3 résistances : 10 k Ω , 6,8 k Ω et 100 k Ω

— 2 condensateurs : 390 pF et 1 μ F/ 15 V

— 2 circuits intégrés : le premier, standard, est l'unité Centrale, le SC/MP proprement dit ; le second, la mémoire EPROM MM 5203 ou MM 5204 demande l'inscription du programme. Ce n'est pas ruineux.

Le programme que nous

avons réalisé joue « La Truite » de Schubert.

En utilisant un tableau de notes et de durées comme celui présenté dans notre numéro 1600, vous pouvez coder n'importe quelle mélodie et demander le programme correspondant. Nos lecteurs intéressés pourront s'entraîner en comparant le tableau des notes à la partition de « La Truite » dont nous donnons un extrait figure 12b.

Pour comprendre le fonctionnement de ce montage et celui des autres applications que nous vous proposerons, il est nécessaire de mieux connaître le microprocesseur et sa programmation. Nous ne saurions assez vous recommander la lecture des précédents articles sur ce sujet dont la publication a débuté dans notre N° 1591.

[A + B] D

RAPPEL SUR LE WRAPPING

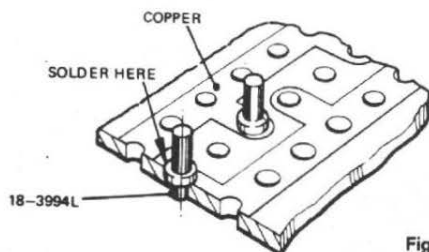
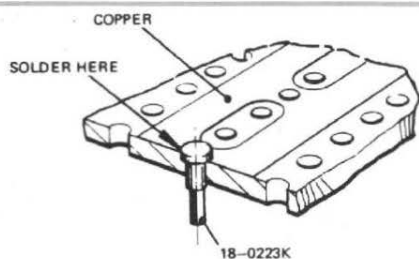


Fig. a

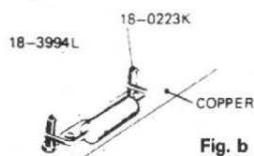


Fig. b

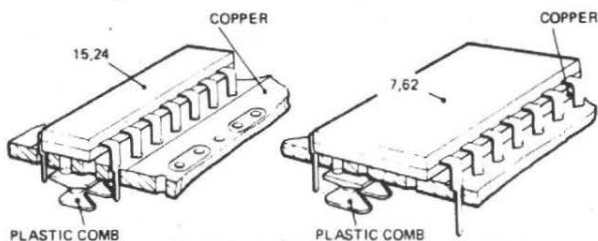


Fig. c

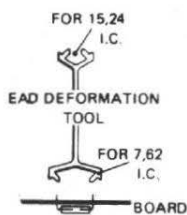


Fig. d



Fig. e

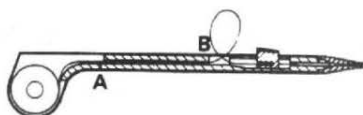
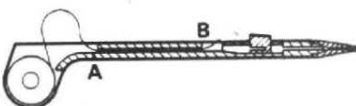
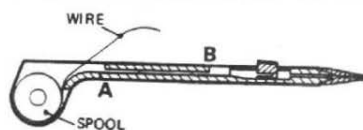
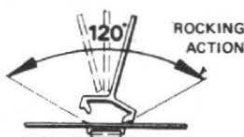


Fig. f

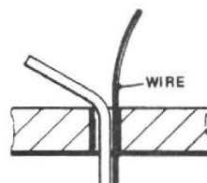
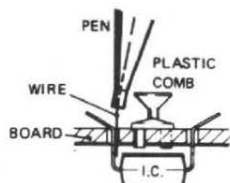
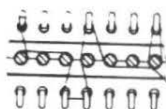
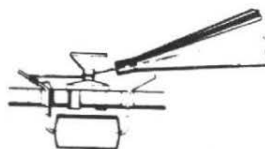


Fig. g

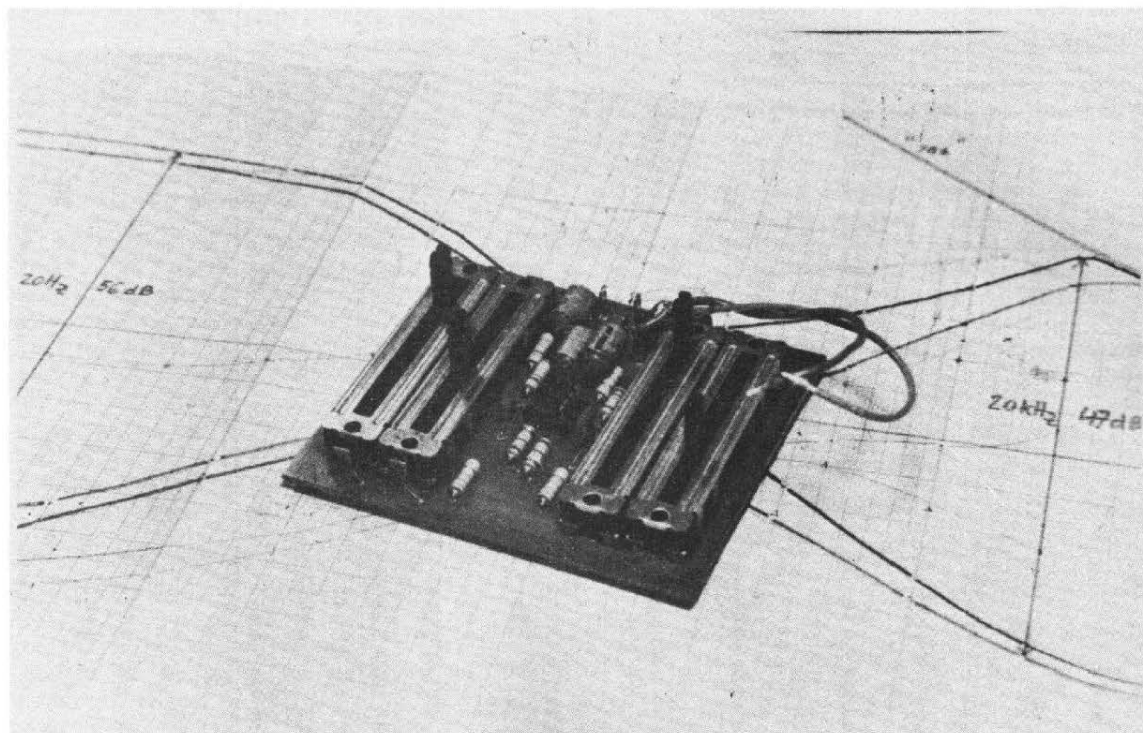


MODE D'EMPLOI DE SYSTÈME VERO-WIRE

1. - Mettre en place les supports de CI (ou le CI lui-même) sur la carte imprimée.
2. - Définir le « trajet » du câblage de façon à éviter de placer des connexions au-dessus de soudures de connexion.
3. - Placer les « relais de câblage » en plastique aux endroits voulus.
4. - Enrouler la connexion de départ comme indiqué sur la figure G et aller chercher via les relais de câblage, les autres connexions à réaliser.

5. - Contrôler au fur et à mesure, la qualité des soudures réalisées.
- a. - Mise en place des plots de connexion.
- b. - Mise en place des composants discrets avec plots et sans plots.
- c. - Positionnement des boîtiers DIL.
- d. - Utilisation de l'outil à cambrer les broches des CI ou des supports.
- e. - Positionnement des relais de câblage en plastique (plastic comb). Copper = cuivre ; solder here = souder ici.
- f. - Chargement du stylo à câbler.
- g. - Indications d'une séquence de câblage.

Réalisez CE CORRECTEUR DE TONALITE



BAXANDALL à amplis opérationnels

L'AVANTAGE de notre circuit sur tous les autres modèles, qu'ils soient à tubes, à transistors ou autres réside en sa simplicité de mise en œuvre. Pour un montage à transistors, par exemple, il est nécessaire de vérifier le bon point de fonctionnement. Un signal sinusoïdal doit s'écrêter symétriquement. Si le point statique de fonctionnement est situé en plein centre des caractéristiques. D'un transistor à l'autre, les caractéristiques varient. En conséquence, un

jeu de résistances de polarisation donné ne correspond pas forcément au parfait fonctionnement. En conséquence à chaque réalisation à base de transistors, le réalisateur doit « personnaliser » à l'aide d'un potentiomètre ajustable son montage. Ce réglage nécessite la connaissance de la technique, un peu de métier. Avec les montages à amplificateurs opérationnels les choses changent. Plus besoin d'une polarisation délicate. Plus besoin d'oscilloscope, distorsiomètre ou autre « artillerie ». Les

plus novices réussissent leurs montages aussi bien que les spécialistes. Le seul outil devient la règle à calcul !

Les montages une fois calculés, n'ont besoin d'aucun réglage sur oscilloscope, même pour des fabrications en milliers d'exemplaires.

L'ampli opérationnel a un gain en boucle ouverte supérieur à 10 000, même pour les modèles les moins performants. Il ne fonctionne qu'avec une forte contre-réaction. Or, cette contre-réaction est le meilleur garant du main-

tien du point de fonctionnement. Elle assure en même temps des coefficients de distorsion jamais vus. Prenons un exemple, devenu classique : le gain en boucle ouverte d'un 741 dépasse 50 000. Quand on le fait fonctionner au gain de 20, par exemple, le taux de contre-réaction est de $50\,000/20$, c'est-à-dire 2 500. Ce chiffre est en même temps le taux de réjection des perturbations ou non linéarités génératrices de distorsions. En faisant les comptes : $1/2\,500 = 0,0004$, ou, exprimés en pour-

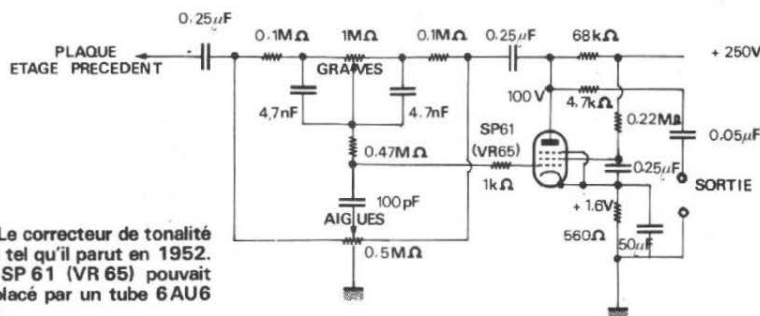


Fig. 1. - Le correcteur de tonalité Baxandall tel qu'il parut en 1952. Le tube SP 61 (VR 65) pouvait être remplacé par un tube 6AU6 miniature.

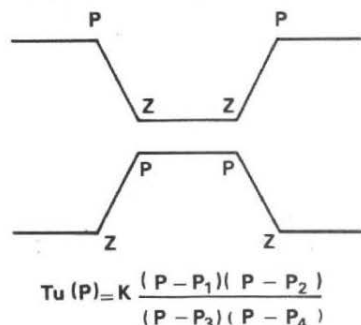


Fig. 2. - La fonction de transfert à deux pôles et deux zéros.

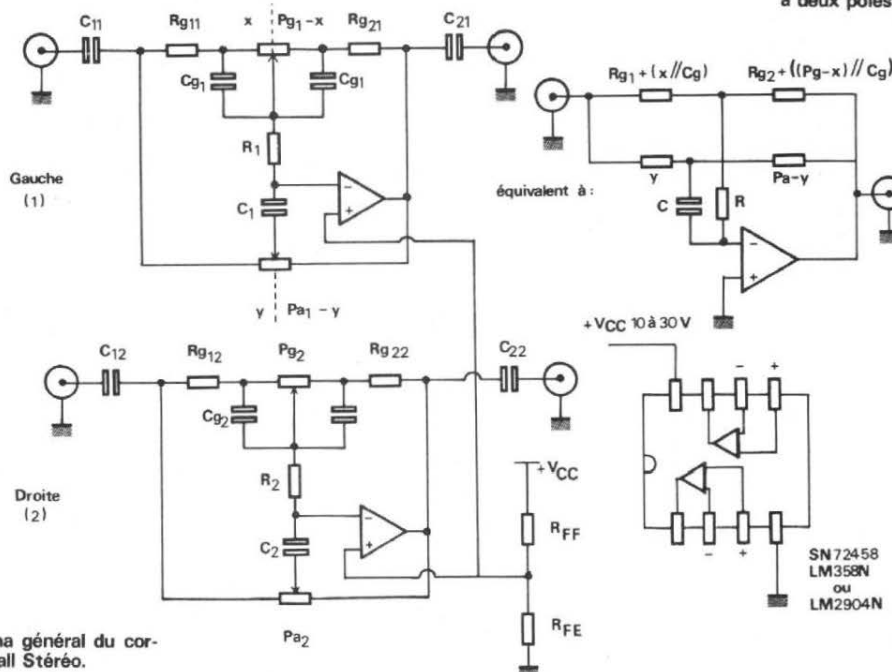


Fig. 3. - Schéma général du correcteur Baxandall Stéréo.

centages : 0,04 %. Ces chiffres représentent le résidu qui resterait à la sortie si les premiers étages d'amplification avaient fourni 100 % de distorsion ! Autrement dit, la réponse d'un tel amplificateur est garantie fidèle à 0,04 % près, pour des signaux de fonctionnement normaux, dans les limites prévues par le constructeur (moins de 1 V_{eff}, par exemple).

Ce préambule concernant la fidélité, ou la super-haute-fidélité d'un ampli opérationnel, aidera à mieux comprendre pourquoi il peut prendre une place privilégiée dans un correcteur de tonalité. La partie correction de tonalité est l'endroit le plus critique d'une

chaîne Hi-Fi. Les constructeurs ne sont jamais gourmands en décibels de correction. Pourquoi ? même si chaque élément d'une chaîne haute-fidélité n'introduit pas plus de 0,1 % de distorsion, l'ampleur des corrections ferait passer les transistors du correcteur de tonalité dans les zones non linéaires. L'amplificateur opérationnel comme les transistors, a des plages de réponse non linéaire, équivalentes à une génération d'harmoniques et à des distorsions. Sans le gain en boucle ouverte de 50 000, nul n'oserait imaginer le franchissement de la ligne des ± 18 dB sans dépasser les 1 % de distorsion fatidique à la haute fidélité. Or,

cette distorsion, avec un ampli opérationnel, se trouvera divisée par 2 500, sinon par 50 000, si l'ensemble est contre-réactionné au gain unitaire. Dans ces conditions nous pouvons enfin, dépasser le bon vieux circuit Baxandall. Avec ce circuit on démontre qu'on peut obtenir n'importe quelle dynamique, ± 25 dB ou bien ± 35 dB ! Sans distorsions.

Le circuit Baxandall *. Au temps des tubes électroniques, il avait l'allure de la figure 1. Il est caractérisé par une parfaite séparation de réglages de graves et d'aigus.

Les corrections s'obtiennent par contre-réaction, ce qui apporte une excellente

montée ou descente des graves ou des aigus, sans distorsions. Avec les transistors, le montage n'a jamais aussi bien fonctionné qu'avec les tubes. L'ampli opérationnel remet, enfin, toutes ses qualités en valeur.

L'allergie des transistors pour ce genre de montage, provient du fait qu'il demande une énorme impédance d'entrée au point G, équivalente à une très faible impédance interne du générateur de signal, comparée à l'impédance d'entrée. Le circuit exige, également, une excellente dynamique en régime linéaire.

La difficulté avec les transistors provient du fait que

l'amplificateur doit avoir un gain négatif quasi infini, le Baxandall étant en réalité un filtre actif de type Rauch à quatre fréquences de coupure, figure 2. Or, si l'on peut facilement réaliser une énorme impédance d'entrée pour un gain positif, proche de l'unité (avec un Darlington), les transistors doivent se mettre à deux, trois ou quatre pour réaliser le gain négatif infini et l'impédance d'entrée nécessaires au bon fonctionnement. La dynamique est difficilement réalisable sans distorsions et des oscillations apparaissent inévitablement. C'est la raison pour laquelle certains constructeurs l'ont abandonné au profit de circuits correcteurs sans boucle de contre-réaction.

Les structures de Sallen et Key, de filtres actifs employant des amplificateurs à gain fini, positif, sont plus du domaine des transistors, mais les constructeurs les ont toujours boudées.

Les transistors à effet de champ auraient pu faire l'affaire. Malheureusement, d'une part, leur gain en tension est loin d'être infini et d'autre part la dispersion de leurs caractéristiques dans un lot est telle qu'ils sont les mal aimés des industriels.

Par ailleurs, on demande à l'amplificateur utilisé, tube, transistor ou autre, non seulement un énorme gain dans l'audio, mais aussi une pente de 6 dB/octave en haute fréquence, pour qu'il puisse être contre-réactionné sans danger d'oscillation. (Une chute plus rapide du gain avec la fréquence, au delà de 12 dB/octave, produirait comme chacun le sait, des oscillations).

Toutes ces considérations font de l'amplificateur opérationnel un leader-ship. Enorme impédance d'entrée, énorme gain, positif ou négatif, caractéristique de fréquence intrinsèquement compensée, font d'un « 741 » ou d'un « 318 », « 747 », « 458 », etc., les favoris de la correction de tonalité.

PRINCIPE

Le schéma de principe et de détail est celui de la figure 2. On remarque immédiatement que la liaison de contre-réaction se fait en continu. On se doute déjà que cela aura une incidence sur l'ampleur des corrections, ne serait-ce qu'aux fréquences graves.

Comme nous pouvons le constater, ce filtre actif comporte un pont à résistances et condensateurs, à l'équilibre pour les positions médianes des potentiomètres et une contre-réaction partant du groupe série R, C sur la diagonale. C'est astucieux et il faut

une bonne dose d'imagination pour en arriver là. Pourtant, à l'époque où est né le « Baxandall », les « Proceedings ou Circuit Théory » ou la théorie des filtres actifs n'existaient pas. Il a été inventé « de toutes pièces », en bricolant.

La fonction de transfert opérationnelle ainsi que les fonctions de transfert pour les quatre cas limites de fonctionnement, utiles au dimensionnement de l'ensemble, se trouvent en annexe. On a désigné par « x » la position du potentiomètre de graves P_G et par « y » celle du potentiomètre d'aigus P_A , dans le sens que un point x « casse » le potentiomètre P_G en deux résistances, de valeur x et $(P_G - x)$.

Les quatre cas limites sont les suivants :

Cas 1 :

x = 0 max. de graves (Mg).
y = 0 max. d'aigus (Ma).

La réponse en fréquence calculée par la formule de la fonction de transfert située en annexe est celle de la figure 4.

Cas 2 :

x = P_G min de graves (mg).
y = 0 max d'aigus (Ma).

La réponse en fréquence est donnée par la figure 5.

Cas 3 :

x = 0 max. de graves (Mg).
y = P_A min. d'aigus (ma).

Réponse en fréquence portée sur la figure 6.

Cas 4 :

x = P_G min. de graves (mg).
y = P_A min. d'aigus (ma).

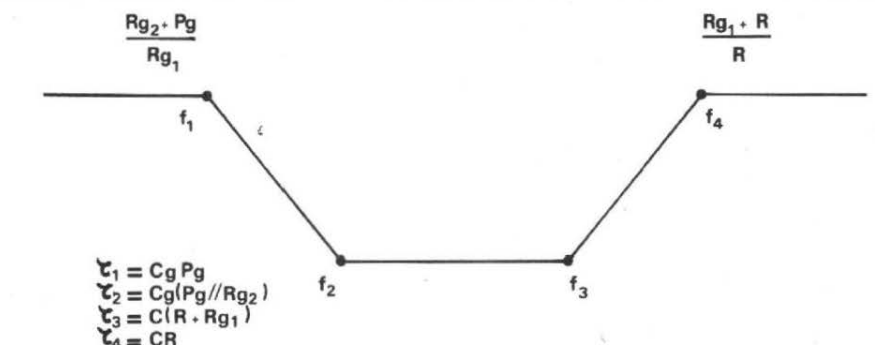


Fig. 4. - x = 0, y = 0

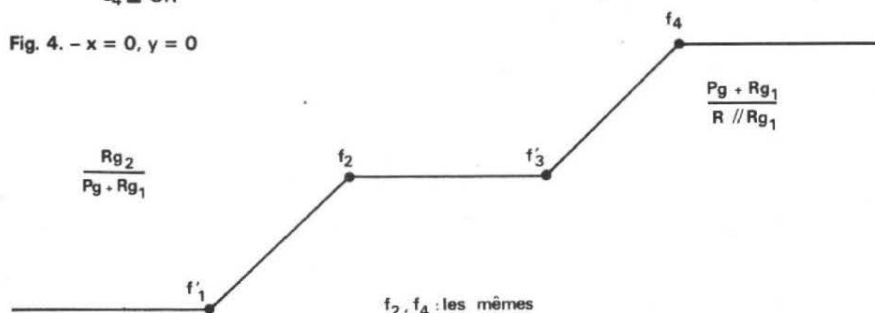


Fig. 5. - x = P_G , y = 0

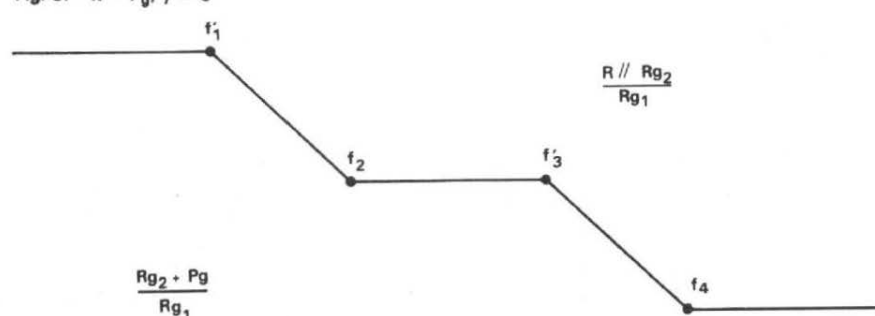


Fig. 6. - x = 0, y = P_A

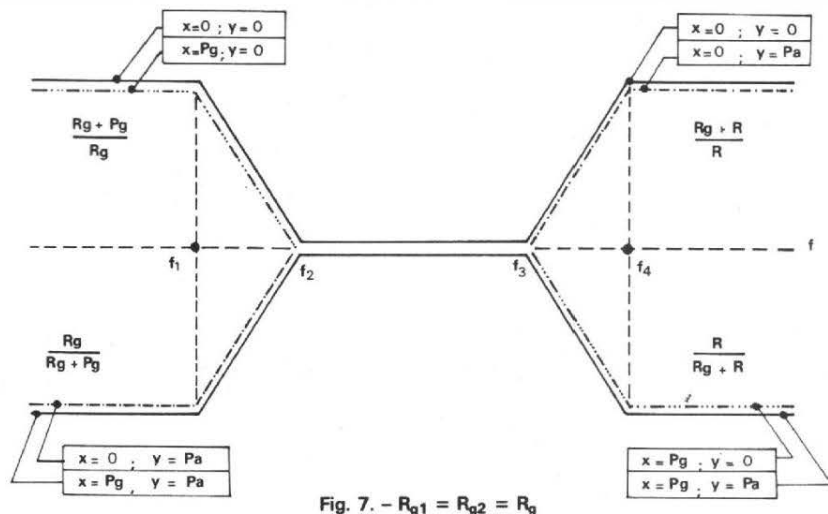


Fig. 7. - $R_{g1} = R_{g2} = R_g$

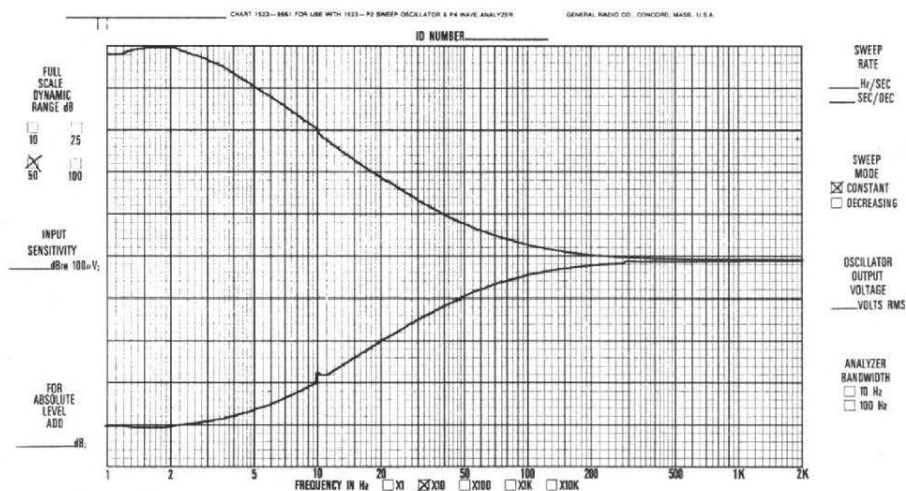


Fig. 8a. - Maxi/Mini graves. Aigus en position médiane.

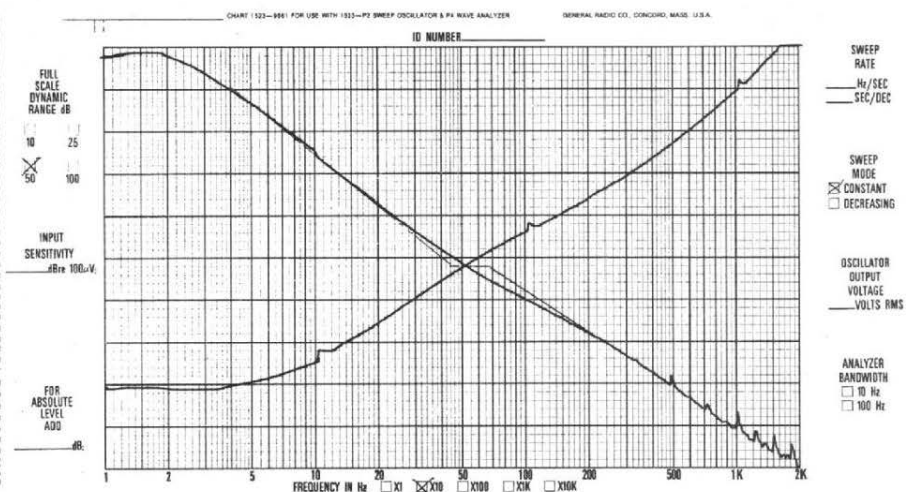


Fig. 8b. - Maxi (mini) de graves. Mini (maxi) d'aigus.

La courbe RIAA manque de palier. Son centre n'est pas à 1 kHz et le plateau n'est pas assez large. Elle demande un ciselage des valeurs des composants.

La figure 7 résume les résultats obtenus, en supposant :

$$R_{g1} = R_{g2} = R_g.$$

Avec ces quatre courbes limites et les formules s'y rattachant, nous pouvons fixer les dynamiques voulues.

Les calculs montrent par ailleurs que dans le cas d'égalité des résistances R_{g1} et R_{g2} , les positions médianes des potentiomètres de graves et d'aigus mènent à une fonction de transfert égale à l'unité (-1), ce qui signifie un plat de bande à 0 dB. Il n'y a ni amplification, ni atténuation. Si les composants étaient d'une qualité idéale, la bande passante plate partirait du continu et dépasserait les quelques MHz.

Si l'on veut obtenir deux paliers à la même hauteur pour les graves et aigus, nous devons choisir, de toute évidence :

$$(R_g + R)/R = (R_g + P_g)/R_g = K_{dB}$$

K est un nombre quelconque de décibels. Par exemple, fixons-nous ± 25 dB de correction, ce qui n'est pas négligeable. Aucun amplificateur ne « vole » si haut sans distorsions. L'ampli-opérationnel le peut. Les ± 25 dB de correction et deux fréquences de palier à 500 Hz et à 2 kHz permettent d'obtenir une correction RIAA par le correcteur de tonalité lui-même !

Concrètement, pour les ± 25 dB partout, nous devrions donc avoir :

$$K = 25 \text{ dB} = 18 \\ (R_g + R)/R = (R_g + P_g)/R_g = 18$$

Fixons nous un potentiomètre $P_g = 1 \text{ M}\Omega$. Il résulte :

$$R_g = P_g/17 = 58,82 \text{ (56 k}\Omega\text{)} \\ R = P_g/17 = 3,46 \text{ (3,9 k}\Omega\text{)}$$

Les courbes d'amplitude que nous obtenons sont translatables en fréquence. Pour un point d'inflexion des caractéristiques à 1 kHz, en plein milieu de la bande audio et même point que celui de la correction RIAA, il suffit de choisir les fréquences de palier à : $f_2 = 500 \text{ Hz}$ et $f_3 = 2 \text{ kHz}$.

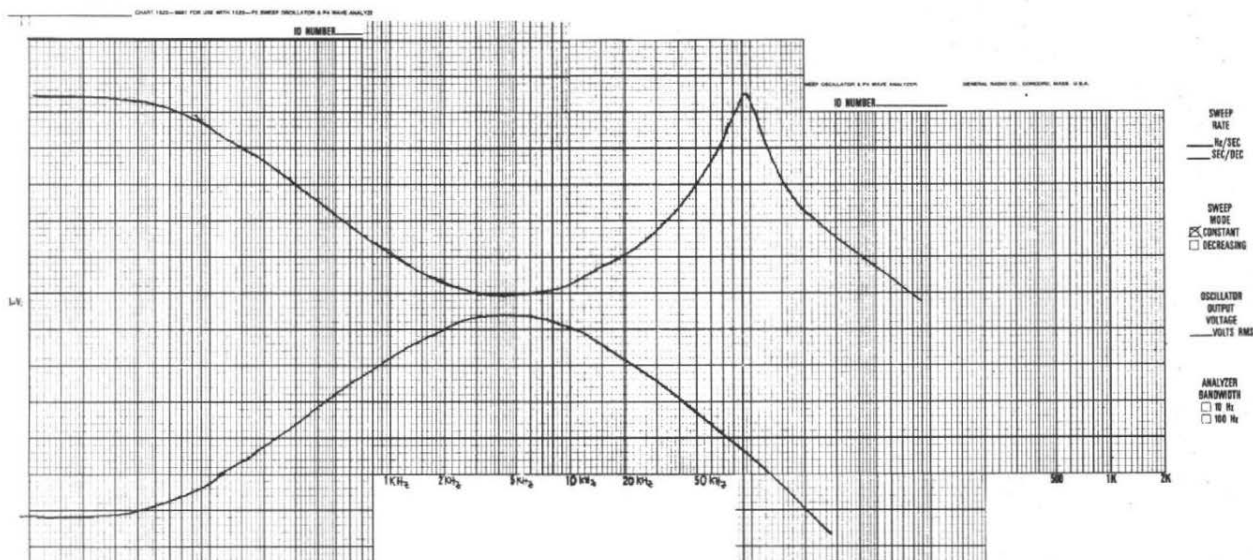


Fig. 8c. - Si l'on centre les réglages à 4 kHz au lieu de 1 kHz, les résultats des graves dépassent les 60 dB de dynamique. Un filtre n'aurait pas fait mieux.

Avec les valeurs des constantes de temps, faisant intervenir les condensateurs d'une part, et les résistances calculées en fonction de la dynamique que nous avons choisie, d'autre part, on arrive rapidement au jeu de résistances et condensateurs qui se prête le mieux aux caractéristiques de fréquence désirée.

La difficulté n'est pas dans le plus d'algèbre du calcul, mais dans le choix de valeurs normalisées. A chaque choix du potentiomètre P_g , chef de file qui pourrait être remplacé tout aussi bien par un autre élément, correspond un jeu de valeurs plus ou moins normalisées. Après quelques tâtonnements nous avons choisi :

$$P_g = 1 \text{ M}\Omega; R_g = 56 \text{ k}\Omega;$$

$$R = 3,9 \text{ k}\Omega$$

$$C_g = 3,9 \text{ nF}; C = 2,7 \text{ nF}$$

« Modestement » nous nous sommes contentés de 50 dB de dynamique pour les graves et les aigus. On peut obtenir plus, mais en diminuant la largeur du palier F_2 , F_3 , sinon les montées des courbes se feront au delà de l'audible. Inutile de préciser que les calculs seront, dans ce cas, à refaire. Pour les savants calculateurs de Baxandall que

nous devenons, il faut rappeler que les meilleurs amplis du commerce font ± 18 dB de dynamique...

Les graves et les aigus se règlent séparément et sans aucune interaction. Avec les potentiomètres au point médian on obtient un plat de bande,

$$x = P_g - x$$

$$y = P_a - y$$

donnent une fonction de transfert :

$$T_u(P) = -1 = \text{cte}$$

Le signal traverse l'étage sans amplification ni atténuation. Entre les extrêmes il y a une infinité de positions intermédiaires.

Nos mesures, faites dans les laboratoires du Haut-Parleur et devant des confrères plus que méfiants, donnent les résultats des figures 8a, b et c. La courbe de maximum et minimum de graves par laquelle nous avons commencé, figure 8a, montre une dynamique d'environ 46 dB à 20 Hz. A 4 dB près, la concordance entre les mesures et la dynamique de ± 25 dB que nous nous étions proposés, est « écrasante ».

Sur la figure 8b on voit le comportement en haute-fré-

quence, qui est parfaitement symétrique. La courbe RIAA manque légèrement de palier. Les asymptotes à 6 dB/octave donnent un palier entre 440 et 700 Hz. Le point de croisement lui-même n'est pas à 1 kHz, mais à 500 Hz. Cela est du au choix d'un condensateur à trop grande tolérance.

L'amplitude des paliers n'est pas égale non plus, pour les mêmes raisons de tolérances des composants. Aux aigus nous dépassons légèrement les 50 dB de dynamique. Cela est du peut-être aussi au potentiomètre d'aigus qui fait 470 k Ω au lieu de 500 k Ω .

La figure 8c montre l'effet d'un décentrage net de la fréquence d'intersection. Le jeu de composants est dans ce cas :

$$R_g = 33 \text{ k}\Omega$$

$$C_g = 2,7 \text{ nF}$$

$$R = 12 \text{ k}\Omega$$

$$C = 270 \text{ pF}$$

$$P_g = 1 \text{ M}\Omega$$

$$P_a = 500 \text{ k}\Omega$$

On constate une dynamique d'environ 60 à 70 dB aux graves. Nous ne pouvons la préciser davantage parce que l'appareil enregistreur était débordé. Son échelle ne dépassait pas 50 dB de dynamique.

REALISATION PRATIQUE

Quatre potentiomètres linéaires, un double ampli-Op, quelques résistances et condensateurs et vous obtenez un correcteur stéréo, à réglages séparés ou couplés de graves et aigus pour chaque canal, gauche ou droit.

Le circuit imprimé est celui de la figure 9. Attention à la position du curseur du potentiomètre que vous aurez choisi. Il faut le positionner exactement comme montré sur la figure 10, l'implantation des composants. (les rectangles que forment les bornes des potentiomètres linéaires prêtent à confusion et le curseur pourrait court-circuiter l'emplacement du potentiomètre en cas de mauvaise implantation).

En suivant fidèlement le plan de la figure 10, vous obtiendrez un montage prêt à l'emploi, ne demandant aucun réglage. Des photos côté cuivre et côté pièces vous aideront pour les détails oubliés.

Ce circuit se monte directement sur une face avant, métallique, d'amplificateur. La fixation se fait par quatre

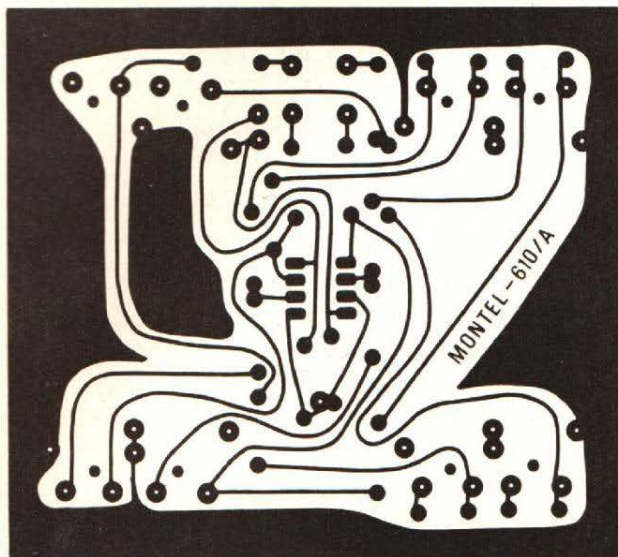


Fig. 9. - Le circuit imprimé (stéréo).

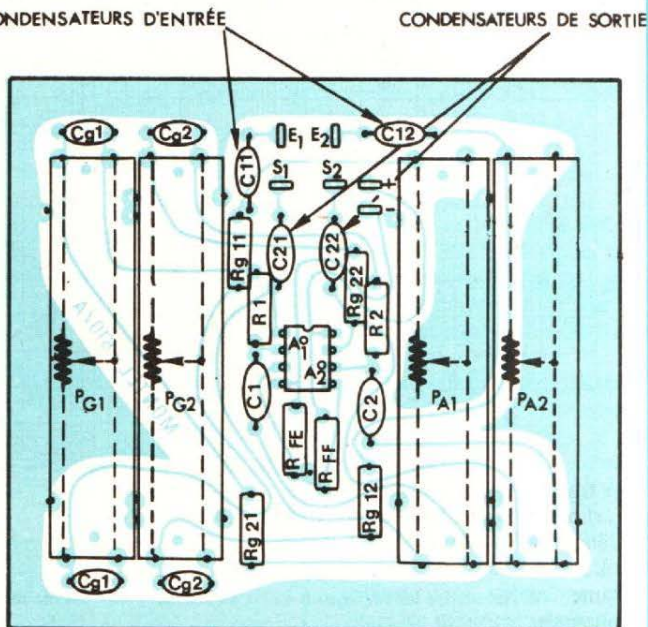


Fig. 10. - Implantation des composants (stéréo).

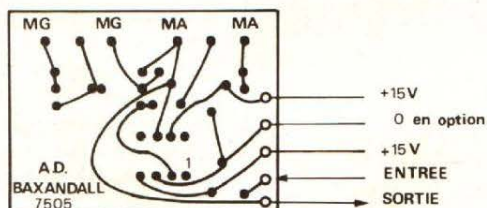


Fig. 11. - Le circuit imprimé (mono) du côté cuivre.

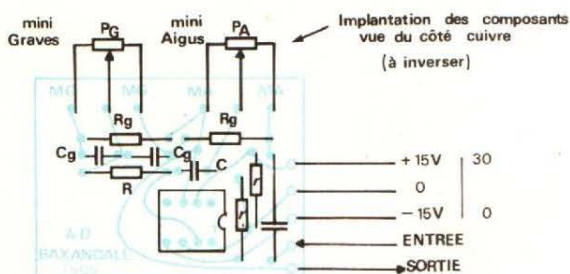
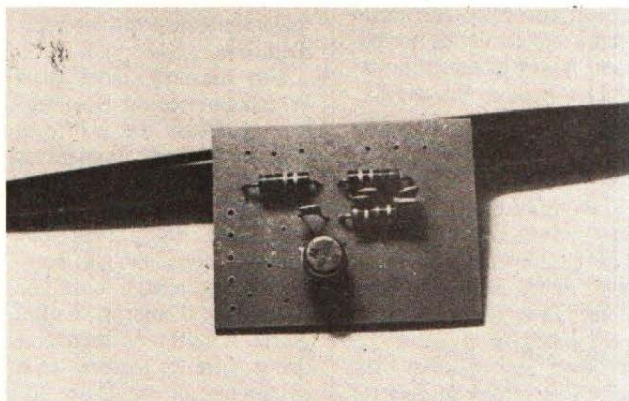


Fig. 12. - Implantation des composants (mono).



Baxandall à une voie (côté pièces). Les deux groupes de trois trous correspondent aux potentiomètres. Les quatre trous restants reçoivent



deux résistances égales pour une double polarisation. Le condensateur de découplage en entrée n'y figure pas.

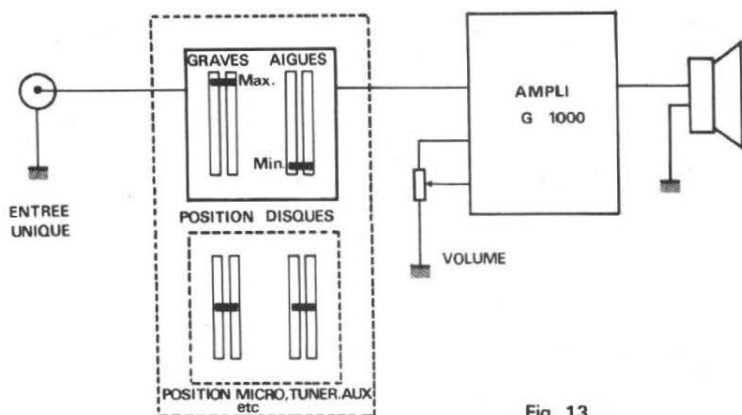


Fig. 13

vis qui traversent les potentiomètres linéaires. Les carcasses métalliques des potentiomètres et la face avant forment alors une cage de Faraday et diminuent le facteur de bruit.

Après une analyse similaire d'une table de mixage utilisant les mêmes potentiomètres linéaires, l'ensemble devra fonctionner dans un amplificateur Hi-Fi qui sera décrit très prochainement.

Pour ceux qui n'aiment pas les potentiomètres linéaires, nous sommes en mesure de donner une version monocal, utilisant des potentiomètres à variation linéaire, mais à curseur circulaire.

Les figures 11 et 12 montrent dans ce cas le circuit imprimé côté cuivre et l'implantation des composants. Pour plus de détails,

consulter les photos correspondantes.

Une particularité, qui nous vaudra du courrier, concerne l'alimentation du circuit intégré. Les détails de polarisation continue se trouvent en annexe. (pour l'éventuel courrier, n'oubliez pas des enveloppes timbrées à votre adresse).

La figure 13 est une idée d'application du Baxandall à

± 25 dB. Il remplace le commutateur de fonctions d'entrée dans un ampli pouvant recevoir tant les platines tourne-disque que les tuners, micros, etc. Le même circuit d'entrée peut fournir le plat de bande ou la courbe RIAA. Seule compte la comptabilité des brochages.

Une dernière remarque, avant de passer aux détails techniques et théoriques, concerne les deux versions mono et stéréo, du correcteur de tonalité que nous venons de décrire.

Le réglage des graves est très « vieux jeu » : Cela parce que nous étions partis d'une vieille convention, respectée sur les amplis à tubes, où la clé de fa était dessinée devant le bouton de graves, dont le maximum s'obtenait en tournant vers la gauche et la clé de sol, correspondait au réglage des aigues dont le maximum s'obtenait en tournant vers la droite. Le maximum des graves s'obtient en abaissant les curseurs et inversement pour les aigues. C'est une affaire de goût.

Seule compte en définitive la possibilité de réglages à volonté, pour trouver « musique à son oreille ». Ce correcteur en permet plus que tous les autres.

André Doris

LISTE DES COMPOSANTS BAXANDALL

$R_{g1, 21, 22, 12} = 56 \text{ k}\Omega$; 0,5 W; 5 %

$C_{g1, 2} = 3,9 \text{ nF}$; 5 %

$C_{1, 2} = 2,7 \text{ nF}$; 5 %

$P_{g1, 2} = 1 \text{ M}\Omega$, linéaire,

$P_{a1, 2} = 500 \text{ k}\Omega$, linéaire,

Double ampli-Op

SN72458 Texas

LM358 National Sc

MC1558P Motorola

* Baxandall P.J. « Negative feedback tone control independent variation of bass and treble without switches ». Wireless World 58.10 (Octobre 1952) 402 et 58.11 (Novembre 1952). 444.

Photo C : Vue du circuit câblé.

POLARISATION CONTINUE DES AMPLIS OPÉRATIONNELLS

Normalement, un tel amplificateur est alimenté avec deux tensions d'alimentation : +15 V, par rapport à la masse et -15 V. Dans ce cas, normal, nous ne pouvons pas parler d'une polarisation continue comme ce fut le cas pour les transistors ou les tubes.

Les niveaux continus d'entrée sont amplifiés au même titre que les variations alternatives et le gain de l'ensemble contre-réactionné est :

$$G \neq -R/r \text{ pour l'entrée inverseuse, et} \\ G \neq 1 + R/r \text{ pour l'entrée non inverseuse}$$

La figure A donne un exemple d'alimentation d'un « 741 ». Ce chiffre représente une racine qu'on doit à la firme Fairchild, qui la première a inventé le circuit intégré. L'anecdote mérite d'être racontée, car elle est typique du-comment avance la technique.

Le premier circuit intégré est le résultat d'une rencontre à la cantine entre une équipe qui fabriquait des circuits en éléments discrets et une

équipe qui faisait des couches épitaxiales-fabricants de cristaux en quelque sorte. Entre deux cuillerées de soupe, en s'écoulant parler d'une équipe à l'autre, l'idée leur est venue de mettre en commun leur savoir et de fabriquer des circuits complets par épitaxie. Avant, l'épitaxie servait à la fabrication des transistors uniquement.

Fairchild a donc sorti des circuits amplificateurs intégrés qu'elle avait nommé pompeusement « $\mu A...$ » du « micro-amplifier ». Depuis,

le $\mu A 709$ de Fairchild est devenu Lm709 chez National Semiconductor, MC1741 chez Motorola, SN72741 chez Texas Instruments, SFC2741 chez SESCO, etc. etc.

Il y a donc un moyen de reconnaître les équivalences entre les modèles fournis par divers constructeurs.

Le circuit de polarisation de la figure B montre comment faire quand on ne dispose que d'une seule tension d'alimentation. Il part du principe que le courant d'entrée d'un ampli opérationnel, qu'il s'agisse de l'entrée inverseuse ou non-inverseuse, est infime, ne dépassant pas dans bien des cas, 100 nA. En faisant circuler un courant de l'ordre de 1 mA dans les deux résistances r , le taux d'une éventuelle contre-réaction positive, due à un couplage par la tension d'alimentation qui faisait tant osciller les montages à tubes et transistors, est d'environ :

$$0,1 \mu A / 1 \text{ mA} = 10^{-4}$$

Le taux de contre-réaction négative dépasse dans la majorité des cas ces 10^{-4} et l'ensemble reste stable. Sans le découplage par un condensateur de l'une ou l'autre des résistances r . En fonctionnement, l'entrée et la sortie se trouvent à la tension moitié de celle d'alimentation. Il faut donc les découpler par des condensateurs qui peuvent être électrochimiques, de forte valeur, pour atteindre une fréquence de coupure très basse. Dans le cas d'une double alimentation, $\pm 15 \text{ V}$, l'entrée et la sortie peuvent être à couplage direct.

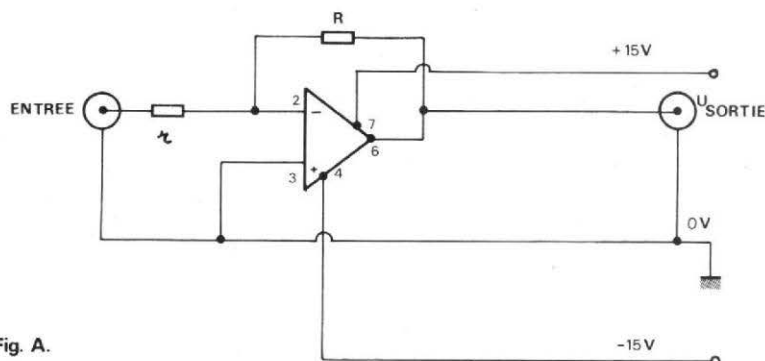


Fig. A.

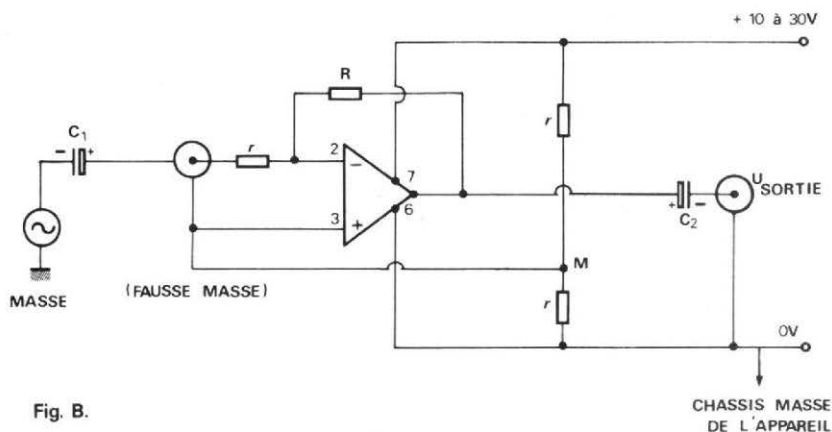


Fig. B.

CALCUL DES FREQUENCES DE COUPURE

La fonction de transfert générale, pour n'importe quelle position x du potentiomètre de graves et y pour celle du potentiomètre d'aigus, est donnée par la relation :

$$T_{U(P)} = - \left(\frac{1 + p C_g x}{(R_{g1} + x)(1 + p C_g (x/R_{g1}))} + \frac{p C (P_a - y)}{P_a (1 + p C (R + y/(P_a - y)))} \right) \left(\frac{1 + p C_g (P_g - x)}{(R_{g2} + P_g - x)(1 + p C_g (P_g - x)/R_{g2})} + \frac{p C y}{P_a (1 + p C (R + y/(P_a - y)))} \right)$$

écrite sous cette forme, il est évident que si

$$x = \frac{1}{2} P_g \text{ et } y = \frac{1}{2} P_a,$$

$$T_u(P) = -1$$

La réponse serait donc plate pour les positions médianes des potentiomètres.

En prenant un seul des cas particuliers : $x = 0$, $y = 0$, correspondant à des maximums aux graves et aigus, la fonction de transfert devient :

$$T_{U(P)} = - \frac{R_{g2} + P_g}{R_{g1}}$$

$$\times \frac{(1 + p C (R + R_{g1}))(1 + p C_g (P_g/R_{g2}))}{(1 + p C R)(1 + p C_g R_g)}$$

Elle a deux pôles et deux zéros. Pour fixer, par exemple, une fréquence de coupure à 20 Hz, suivie d'une chute à 6 dB/octave jusqu'à 500 Hz, d'un palier jusqu'à 2 kHz et d'une remontée à 6 dB/octave jusqu'à un palier à 20 kHz, il suffit donc de dimensionner les pôles à 20 Hz et 20 kHz et les zéros à 500 Hz et 2 kHz. De proche en proche on arrive, dans les quatre cas particuliers, à un ensemble de relations fixant les valeurs des composants. Compte-tenu des relations donnant les valeurs

des corrections d'amplitude en dB souhaitées, on se retrouve fatalement avec plus d'équations que d'inconnues et même avec des demandes contradictoires. Une optimisation a été faite dans cet article concernant les paliers à ± 25 dB. Une autre pourrait être faite pour élargir le palier, qui est relativement étroit et mal

centré vers 1 kHz, et en faire un segment d'une courbe de correction RIAA. Dans ce cas, il ne faudrait pas s'étonner si les paliers devenaient inégaux en ampleur. D'ailleurs les calculs seraient parfaitement inutiles s'ils ne tenaient pas compte, en plus des équations dont nous venons de parler, des valeurs standardisées des composants. Une erreur de 10 % sur un condensateur, par exemple, déplace la fréquence de coupure d'autant.

Les erreurs cumulées peuvent mener à un écart encore plus grand.

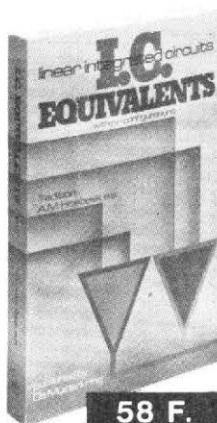
A.D.

Agence Parisienne de Distribution

NOUVEAUTÉS

Collection de Muiderkring

EQUIVALENCES DES CIRCUITS LINÉAIRES



58 F.

Grâce à un tableau synoptique, le lecteur trouvera facilement la façon d'utiliser ce guide et la façon de lire les tables d'équivalences.

Dans ces tables, des types de circuits intégrés linéaires ont été répertoriés avec leurs équivalences ou équivalences proches de remplacement.

La sélection, repérée à la pratique, a été faite à partir des documents de fabrication de 17 fabricants en

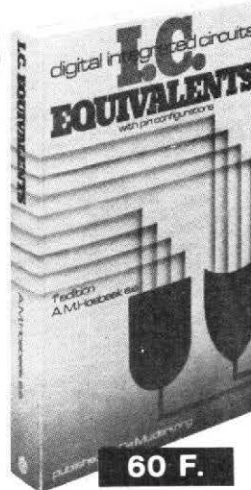
Europe et aux Etats-Unis.

La deuxième partie du volume, plus de 170 pages, comprend uniquement les brochages des types mentionnés dans les tables.

Un ouvrage de 328 pages, format 145 x 215.

Prix : 58 F.

EQUIVALENCES DES CIRCUITS INTÉGRÉS DIGITAUX



60 F.

Dans ce livre figurent des tableaux de circuits intégrés quelque 7300 exemples y sont répertoriés avec la correspondance équivalente ou des exemples presque équivalents applicables pour des solutions de remplacement.

Comme l'application des circuits intégrés est d'un usage courant de nos jours, chacun dans cette branche y trouvera une référence de travail des plus pratiques.

Un ouvrage de 326 pages, dont 52 pages de schémas de brochages, format 145 x 215.

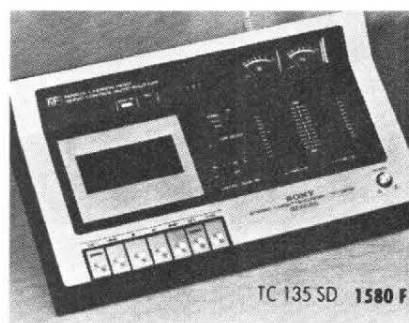
Prix : 60 F.

En vente : chez votre libraire habituel ou à la

LIBRAIRIE PARISIENNE de la RADIO

43, rue de Dunkerque - 75010 Paris

TOUT LE MATERIEL **SONY**® NOUVEAUTES HI-FI 77



INTERNATIONAL VIDEO



57 av. des Ternes 75017 PARIS

Tél. : 574.00.90 - 01.48 - 02.74 - 02.95

Parking assuré

Autres magasins 340-342 rue des Pyrénées 75020 Paris

LA NOUVELLE TECHNOLOGIE des composants électroniques

LES ALLIAGES FERREUX À FAIBLE HYSTÉRÉSIS

Les aimants temporaires doux doivent posséder une perméabilité élevée avec une perte faible par hystérésis et une grande résistance électrique aux courants de Foucault, de telle sorte que des flux magnétiques élevés peuvent être créés avec une excitation produite par un bobinage comportant peu de spires, avec le minimum de perte d'énergie électrique.

Le fer pur et le cobalt ont été utilisés au début pour obtenir ce résultat ; mais, à partir de 1920 environ, on a commencé à préparer un certain nombre d'alliages ferreux contenant 35 % à 80 % de nickel et pouvant présenter une perméabilité très élevée après un traitement thermique convenable.

Les progrès obtenus avec ces différents alliages sont indiqués sur les courbes de la figure 2, dans lesquelles les alliages représentés contien-

nent 50 % de nickel, 50 % de fer 78 % de nickel, 22 % de fer.

On peut les comparer avec le fer pur non traité et avec les alliages contenant 4 % de silicium et 96 % de fer. Les avantages obtenus en utilisant le fer-nickel pour des forces magnétiques faibles apparaissent clairement sur les courbes.

D'autres additions et variations de la composition fer-nickel ont été proposées depuis. Le cuivre est ainsi employé dans certains alliages pour stabiliser la composition, le cobalt pour réduire l'hystérésis, le manganèse pour faire varier la force coercitive et parfois le molybdène avec certains alliages pour augmenter la perméabilité.

Un développement intéressant de l'emploi des alliages ferreux a constitué un progrès dans la préparation des alliages magnétiques en poudre destinés à la fabrication des noyaux des bobinages par la méthode du frittage. Cette poudre est produite par décomposition des carbonyles de nickel et de fer dans certaines conditions suivant le degré de finesse recherché.

tournez la page

infra
vous
informe

Pour combiner les alliages les proportions convenables de chaque poudre sont mélangées ensemble et ensuite, si cela est nécessaire, le mélange est effectué avec des liants servant de support.

Les noyaux magnétiques de ce genre sont ainsi utilisés dans les bobinages électroniques de toutes sortes, et pour les électro-aimants à haute sensibilité, au même titre, d'ailleurs, que les ferrites doux qui sont indiqués plus loin.

Les aciers au nickel-chrome possèdent plutôt une très grande résistance à l'oxydation et, au moyen de certaines additions, une résistivité élevée, qui les font employer comme éléments chauffants électriques.

Les résistances chauffantes contiennent 65 % de nickel, 15 % de chrome, 20 % de fer. Ces alliages ont une résistance spécifique d'environ $110 \mu\Omega$ par cm^3 , et leur gamme d'utilisation est importante, en tenant compte du fait que le coefficient de température du nickel-chrome est inférieur à celui du fer-nickel-chrome.

Il est possible d'établir des alliages ferreux présentant des coefficients de température plus élevés que ceux des autres alliages. Ces alliages contiennent de grandes quantités de nickel, en général, entre 45 à 70 % de nickel avec de petites additions de manganèse et de silicium, pour augmenter la sensibilité à la température. Les additions de ces éléments ont une influence directe sur la résistance spécifique de l'alliage.

LES ALLIAGES FERREUX À HAUTE PERMÉABILITÉ

Une grande variété d'alliages fer-nickel de perméabilité élevée sont de plus en plus utilisés en électronique pour constituer des circuits magnétiques de toutes sortes.

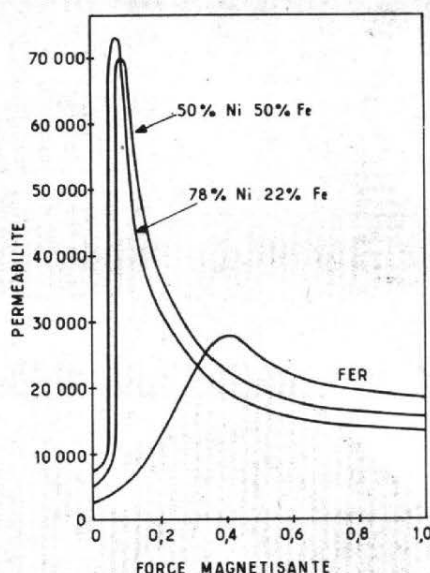


Fig. 2

Le tableau 4 montre les propriétés de quelques uns de ces alliages à haute perméabilité.

Le Mu-métal est ainsi composé pour posséder une perméabilité initiale élevée avec de faibles pertes par hystérésis, ce qui le rend particulièrement apte à constituer des blindages magnétiques et à d'autres applications exigeant

le minimum de pertes par la formation de courants de Foucault. On l'utilise ainsi pour constituer les équipages mobiles des appareils de mesure, et pour les transformateurs. Il présente des avantages par rapport au fer et au silicium, en particulier, en ce qui concerne la persistance des effets de traînage dans les circuits.

Le Radio-métal possède une densité de flux maximal très élevée, avec de faibles pertes électriques. Il possède une perméabilité augmentant rapidement, ce qui constitue une qualité intéressante pour l'emploi des appareils à courant faible à haute fréquence, dans des conditions inférieures à la saturation.

Le Rhométal est appelé ainsi en raison de sa résistivité élevée (Rho) avec une perte par hystérésis très faible par rapport à l'alliage Armco ou à l'acier au silicium. Il conserve sa perméabilité effective avec une très faible variation jusqu'à 50 kHz et elle est même considérable pour des fréquences jusqu'à 5 MHz.

L'alliage 2129 a été développé primitivement pour constituer des blindages magnétiques économiques; il remplace le mu-métal pour les conditions dans lesquelles la densité de flux est élevée, et il possède de bonnes propriétés mécaniques.

Il y a deux catégories de permalloys : le Permalloy « B » présente une perméabilité élevée sous l'action d'excitations faibles et le Permalloy « C » a une perméabilité ini-

Tableau 4
Propriétés d'alliages ferreux à haute perméabilité

Propriétés	Mu-métal	Radio-métal	Rho-métal	Alliage 2129	Permalloy B	Permalloy C	Fer Armco	Acier silic.
Densité	8,8	8,3	8,1	8,3	8,3	8,6	7,85	7,55
Résistance électrique $\mu\Omega/\text{cm}$	42	55	90	80	52	55	10,7	55
Perméabilité initiale	10 000-30 000	2 000	250-1 000	1 600	2 000	10 000-30 000	250	400
Perméabilité maximale	60 000-100 000	15 000-25 000	1 200-8 000	8 000	10 000-20 000	50 000-100 000	3 000	9 000
Force magnétisante en œersteds par μ maximum	0,0025-0,04	0,3-0,4	0,5-3	0,35	0,35	0,025-0,04	1,2	0,5-0,75
Force coercitive en œersteds pour B max = 5000 gauss	0,03	0,15	0,29	0,37	0,25	0,03	0,8	0,6
Rémanence en gauss pour B max = 5000 gauss	3 500	4 000	3 700	3 700	4 000	3 500	-	3 750
Perte totale en watts/kg pour B = 5000 gauss 50 Hz	0,10	0,30	0,30	0,280	0,22	0,08	-	0,36

tiale et maximale, mais qui est moins sensible aux excitations faibles.

Le Permalloy a des propriétés comparables à celles du mu-métal ; il est utilisé pour des applications dans lesquelles des perméabilités très élevées sont nécessaires.

L'Armco est un fer de grande pureté. La résistance spécifique très faible de cet alliage lui permet d'être utilisé pour quelques applications spéciales, dans lesquelles on peut envisager une combinaison de la conductivité électrique élevée, et de la perméabilité.

Le fer-silicium a été un des premiers alliages efficaces permettant de réduire les pertes élevées par hystérésis du fer pur ; mais, en général, la production des alliages à hautes performances a nécessité une élévation importante des prix.

L'ALUMINIUM ET SES ALLIAGES

Le symbole chimique de l'aluminium est Al, sa densité de 2,7, son point de fusion de 658 °C, sa résistivité de $2,9 \times 10^{-8} \Omega$ mètre, et son potentiel de sortie de 3 électrons/volts.

Ce métal est surtout recherché en raison de sa grande légèreté et de sa faible résistivité, mais sa dureté est faible et il se recouvre à l'air libre d'une couche d'oxyde d'aluminium ou alumine, qui le protège de la corrosion, mais rend sa soudure difficile.

Il présente cependant un certain nombre d'avantages, qui le font employer dans certaines conditions, tout au moins en électricité : réduction du poids pour une résistance électrique égale de la même longueur par rapport aux autres conducteurs, résistance à la corrosion, économie d'utilisation, facilité d'usinage, propriétés non magnétiques, résistance à la tension, et qua-

lités spécifiques particulières.

Par exemple, l'aluminium peut être anodisé, c'est-à-dire traité électrolytiquement de sorte que le film d'oxyde naturel peut avoir une épaisseur augmentée artificiellement.

LES MÉTAUX FRITTÉS

Nous avons signalé précédemment les procédés de frittage des métaux, ou métallurgie des poudres. On peut ainsi préparer la poudre de tungstène ou wolfram. Ce métal a un symbole chimique W, sa densité est de 18 à 19, son point de fusion de 3 400 °C, sa résistivité est de $7 \times 10^{-8} \Omega$ mètre, et son potentiel de sortie est de 4,56 électrons-volts.

On traite le molybdène de la même façon. Le symbole chimique est Mo, la densité de 10, le point de fusion de 2 630 °C, la résistivité de $4,8 \times 10^{-8} \Omega$ mètre, le potentiel de sortie de 4,37 électrons-volts.

Le tantale fritté est très employé en électronique, parce qu'il est mécaniquement facile à travailler et se soude aisément. Il a pour symbole chimique Ta ; sa densité est de 16,6, son point de fusion de 2 996 °C, sa résistivité de $15,5 \times 10^{-8} \Omega$ mètre, et son potentiel de sortie de 4,10 électrons-volts.

Il y a d'autres métaux frittés d'un emploi plus limité en électronique que nous étudierons en même temps que les composants fabriqués grâce à eux.

LES MÉTAUX PLAQUÉS

Les métaux sont également utilisés sous la forme de plaques, de façon à obtenir des

caractéristiques techniques particulières propres à chacun des métaux ou alliages composants, et souvent incompatibles entre elles pour un seul métal ou alliage.

Le placage peut être effectué sur une face ou deux faces, et les applications des métaux plaqués sont très nombreuses. Il y a ainsi des placages d'aluminium sur acier, en particulier, pour les transistors, du zinc plaqué sur l'aluminium, et du bronze phosphoreux plaqué sur du cuivre pour assurer l'élasticité.

Le placage peut être effectué sur les deux faces. On obtient ainsi des placages aluminium-fer-aluminium ou acier-cuivre-acier. On fabrique également des fils plaqués par la chaleur et la pression ; l'acier doux peut être ainsi plaqué de cuivre pour les broches, le cuivre plaqué de nickel pour les fils conducteurs, le cuivre plaqué de tivar (alliage fer-nickel-cobalt) pour les fils de scellement aux verres durs.

On utilise le placage d'or, sinon d'argent, pour les contacts plus résistants, et sur les appareils de qualité.

LES MATÉRIAUX DES CONTACTS

Les systèmes de contacts électriques constituent souvent des éléments essentiels des composants et la fiabilité dépend essentiellement de leurs qualités.

Un contact électrique peut être constitué, en fait, comme un conducteur discontinu et, par suite, il est soumis aux mêmes limitations qu'un conducteur quelconque. L'intensité admissible d'un courant qui peut le traverser varie ainsi avec sa résistance ohmique et la possibilité de la dissipation de la chaleur produite par effet Joule.

Dans les connexions, les problèmes posés concernent le passage du courant ; les fac-

teurs à considérer sont la chaleur produite par le passage du courant à travers des contacts fermés et l'altération des matériaux constituant les surfaces actives.

Les principaux phénomènes à étudier peuvent être l'échauffement et la dissipation de la chaleur produite par le passage du courant à travers des contacts fermés et l'altération des matériaux constituant les surfaces actives.

Les principaux phénomènes à étudier peuvent être l'échauffement et la dissipation de la chaleur produite. La section transversale d'un conducteur électrique traversé par un courant intense doit « être assez grande » ; en fait, le flux électrique constituant le courant électrique n'exige pas une voie de passage très large.

S'il était possible de maintenir facilement un conducteur très fin à la température ambiante, il pourrait laisser passage à un courant de milliers d'ampères, et la question essentielle demeure presque toujours l'efficacité du refroidissement.

De même, le courant qui peut traverser des contacts dépend essentiellement de la chaleur dissipable. Les pertes électriques éventuelles produisant cet échauffement dépendent elles-mêmes d'un certain nombre de facteurs : la résistance ohmique des conducteurs d'amenée du courant, la résistivité des matériaux de contact, la résistance des connexions reliant le contact, et, enfin, la résistance des surfaces de contact.

L'intensité du courant qui peut traverser un contact dépend de la nature de ce courant, continu ou alternatif, et de son importance, de la chaleur due au passage du courant à travers la résistance du contact fermé, de l'érosion des matériaux constituant les surfaces, s'il y a ouverture ou fermeture de circuits.

De toute façon, les contacts permanents ou non permanents seront toujours les

points délicats de tous les assemblages électriques ou électroniques. Le problème des contacts permanents est le plus facile à résoudre, car on n'est pas limité habituellement par les surfaces au contact et les pressions de serrage à assurer. L'étude des contacts non permanents exige, par contre, un contrôle approfondi des dispositions adoptées et du choix des matériaux à mettre en œuvre.

Le conducteur idéal pour contact devrait présenter une bonne conductibilité électrique pour diminuer la résistance du contact et, par suite, la chaleur produite, une conductivité thermique élevée pour dissiper la chaleur, une bonne réaction à l'ambiance pour éviter la formation d'oxydes, de sulfures et d'autres composés. Il ne devrait pas subir des érosions de transfert du soudage et du collage, sa tension de vapeur devrait être importante pour réduire l'érosion, sa dureté devrait être élevée et sa ductilité suffisante pour permettre une fabrication facile.

Aucun métal, aucun composé ne présente ces propriétés ; des compromis sont donc nécessaires, et on fait généralement appel aux matériaux suivants, d'abord au cuivre et à ses alliages utilisables dans la plupart des cas simples dans lesquels l'oxydation ne constitue pas une gêne. L'argent et ses alliages sont nécessaires lorsque l'oxydation limite l'utilisation des cuivreux ; le tungstène et, plus rarement, le molybdène sont employés pour des points de fusion élevés. Le platine, le palladium ou l'or équipent les contacts des relais ou des appareils spéciaux pour intensités et pressions de contacts faibles et pour certaines ambiances oxydantes.

Ces métaux et alliages sont utilisés sous leur forme habituelle ou associés à d'autres métaux dans les dépôts électrolytiques, des placages et

matériaux frittés avec des bases réfractaires.

L'aluminium ne peut être utilisé pour des contacts dans l'air en raison de la production des couches d'alumine, du bas point de fusion et de l'érosion par arc ; lorsqu'on l'emploie pour des raisons de légèreté, il faut qu'il soit gainé ou plaqué de cuivre ou d'argent.

Le cuivre présente toujours des avantages essentiels électriques et thermiques, mais sa tenue est assez faible à l'oxydation dans l'air, et il faut limiter la température de fonctionnement à environ 60 °C.

L'argenteure des surfaces évite l'oxydation des parties actives ; des plaquettes ou plots d'argent peuvent être brasés ou sertis dans des pièces de cuivre.

Pour éviter les phénomènes de fusion locale, le cuivre pur est désormais assez souvent remplacé par un complexe cuivre-tungstène ou cuivre-carbone.

L'argent est spécialement utilisé pour les contacts, pur ou en alliage, car il possède les plus hautes conductivités électrique et thermique. Il résiste plus spécialement à l'oxydation dans l'air ; l'oxyde d'argent se décompose lentement à 180 °C et disparaît sous l'effet de l'arc.

L'argent est vulnérable aux attaques du gaz sulfureux et l'oxyde sulfuré peut être résistant pour les faibles valeurs de tension, mais, en courant continu, la couche reste conductrice.

Les contacts en argent ont, en général, une faible résistance, s'échauffent lentement dans les appareils supportant de fortes intensités, sont utilisables à l'extérieur jusqu'à une température de l'ordre de 115 °C.

L'argent, cependant, est relativement mou au point de vue mécanique ; il se soude, se colle, et se creuse. On l'utilise surtout en alliage avec addition de cuivre, de platine, et de cadmium. On obtient une meilleure résistance au collage

et au soudage qu'avec l'argent pur ; une faible addition de nickel améliore encore le résultat, et permet des pressions de contact élevées.

On emploie souvent l'argent en surface pour constituer uniquement le contact avec un support de base en cuivre ; l'argent est fixé par brasure, soudure, ou dépôt électrolytique.

Le tungstène est surtout utilisé pour les contacts subissant des arcs répétés dans les circuits à faible intensité, par exemple, pour les vibreurs. Mais sa conductivité électrique est de l'ordre du tiers de celle du cuivre, et sa conductivité thermique est également faible ; la résistance ohmique est élevée.

Pour les contacts de forte intensité, le tungstène est utilisé sous la forme de fritté et le molybdène est peu employé pour les contacts dans l'air, mais plutôt pour le fonctionnement sous vide.

Le platine, le palladium et l'or offrent une résistance élevée aux ternissures, à l'oxydation et à la sulfuration ; leur prix élevé les réserve cependant aux contacts de faible intensité. Le carbone est peu employé en raison de sa fragilité et de sa conductivité électrique faible ; le rhodium, plus blanc et plus dur que le platine, peut être utilisé sous des pressions élevées dans des connecteurs spéciaux et les potentiomètres de précision.

On emploie désormais bien souvent ces différents métaux sous forme d'alliages comportant généralement une base de cuivre ou d'argent combinée à d'autres métaux, et choisie suivant le but à atteindre ; mais, si les métaux ne peuvent se mélanger en phase liquide, on a recours au frittage.

On peut ainsi obtenir des composés multi-couches, dont certains peuvent être riches en tungstène pour les surfaces exposées aux coupures d'arc et les autres riches en argent à haute conductivité pour les contacts eux-mêmes.

Les matériaux pour contacts ont généralement des compositions uniformes dans leur masse, mais dans certains cas on peut les utiliser sous forme de supports homogènes recouverts d'une couche permettant de résister aux effets de l'ambiance.

Il y a ainsi des traitements de surfaces appropriés et, en particulier, des revêtements électrolytiques de métaux précieux, or, argent, platine, rhodium. Ces métaux « nobles » assurent la protection des métaux ou alliages dans la mesure où ils ne comportent ni fissures ni porosités.

Dans les composants électroniques, les revêtements des métaux inaltérables ne supportent que de faibles intensités, ce qui permet d'assurer des fonctionnements à haute fiabilité ; en particulier, pour les courants haute fréquence, le revêtement est le plus souvent en or.

Ce métal précieux n'offre pas toujours des caractéristiques voulues de dureté ou de résistance aux hautes températures ; on l'utilise alors allié à d'autres composants ; le nickel, l'indium, le cobalt ou l'antimoine, avec des épaisseurs de quelques micromètres sur des sous-couches de nickel ou d'argent.

Ainsi, dans les appareils de télécommunications très divers les appareils de commande basse fréquence, les téléviseurs, etc., où la résistance de contact doit être assez basse, sans usure ni érosion, et sans perte dans la transmission, les métaux les plus employés sont le cuivre, le nickel, l'or, le tungstène, le palladium, le platine et l'iridium.

Pour les micro-contacts, avec des pressions au maximum de quelques grammes et des intensités basse tension de l'ordre du milliampère, on emploie l'argent et ses alliages, le palladium ou le platine-iridium.

Technique et Télévision

13 rue du 11 Novembre
93 Drancy - 834.47.30

vend L'APPAREIL DE MESURE (en parfait état) QUE VOUS RECHERCHEZ

- GÉNÉRATEURS HF Férisol
- GÉNÉRATEURS HF Métrix
- GÉNÉRATEURS BF Philips
- GÉNÉRATEURS D'IMPULSION Férisol
- GÉNÉRATEURS D'IMPULSION Philips
- GÉNÉRATEURS D'IMPULSION Ribet Desjardins
- VOLTMÈTRES ÉLECTRONIQUE Férisol
- MILLIVOLTMÈTRE continu et alternatif Philips
- MILLIVOLTMÈTRE AMPLIFICATEUR alternatif CRC
- LAMPE-MÈTRE Métrix
- TRANSISTOR-MÈTRE Métrix
- FRÉQUENCE-MÈTRE Hewlette-Packard
- FRÉQUENCE-MÈTRE Général Radio
- MÉGA-MÈTRE Jarre-Jacquín
- PONT D'IMPÉDANCE Métrix
- MÉGATRON 3000 MHZ
- PONT DE MESURE Condensateurs électrolytique QUENTIN
- PONT de PRECISION de condensateurs SULLIVAN
- PYROMÈTRE-POTENTIOMÈTRE portatif Méci
- ENREGISTREUR MULTIVOIES ACB
- BOÎTES : résistances, condensateurs, Self AOIP

LES NOUVEAUX MATÉRIAUX ET LES QUESTIONS D'ÉCONOMIE

Il s'agit, avant tout, de réaliser des composants présentant les qualités techniques les plus élevées, assurant la fiabilité, mais, en même temps, permettant d'obtenir des prix de revient admissibles.

C'est ainsi, que l'emploi de l'or pour les supports et les composants discrets est devenu très souvent difficile et même impossible, à cause de son prix en augmentation considérable. Parmi les solutions envisagées, une première idée consiste à utiliser un métal moins coûteux ayant des possibilités acceptables, tel que l'argent.

Un procédé d'argenture a été ainsi mis au point et utilisé industriellement par Sescossem. Il s'agissait de réaliser un dépôt d'argent parfaitement adhérent sur un support en cuivre ou en fer nickel. On a cherché initialement à passer par l'intermédiaire d'un placcage d'or, mais on est arrivé à déposer directement de l'argent par la voie électrolytique. Cette solution était difficile à appliquer, car, à première vue, il est impossible de déposer l'argent sur des métaux tels que le cuivre, le nickel, et le fer-nickel. Il a fallu imaginer des procédés particuliers, allier la cathode, utiliser de très fortes densités de courant, des bains de cyanure, et de fortes densités de courant. L'opération de revêtement est complexe, et s'effectue en quatre temps.

Dans le même domaine, on a cherché à remplacer l'or dans les contacts électriques de connecteurs, en particulier, de circuits imprimés. On a essayé d'utiliser des métaux non alliés, le cadmium et l'étain, des alliages d'étain-plomb, étain-cuivre, et étain-nickel, des étains avec sous-couche de cuivre, de nickel, et de cadmium. Ce sont les alliages d'étain, qui semblent don-

ner de bons résultats, le meilleur revêtement est l'alliage étain-plomb avec sous-couche d'alliage étain-nickel.

Une autre firme a étudié les résultats obtenus avec des revêtements de nickel de différentes formes, d'étain-nickel, d'étain-cuivre, d'étain-plomb et différents matériaux massifs tels que le cupro-nickel. Les revêtements étain-plomb, les revêtements de nickel dans une certaine mesure, et éventuellement certains matériaux massifs sont acceptables dans des conditions d'environnement qui ne sont pas trop sévères.

R.S.

Interrogez-nous

SELECTION DE CHAINES HIFI



La chaîne Pioneer SA5300

Cette chaîne comprend :

- Un amplificateur Pioneer SA5300
- Une table de lecture Garrard 1255B
- Deux enceintes acoustiques BST XL200

L'amplificateur Pioneer SA5300

Puissance : 2 x 10 W
 Distorsion harmonique : < 0,8 %
 Distorsion d'intermodulation : < 0,8 %
 Bande passante : 15 à 100 000 Hz
 Rapport signal/bruit : phono : > 70 dB ;
 Aux : > 85 dB
 Sensibilité des entrées :
 Phono : 2,5 mV/50 k Ω

Tuner, Aux : 150 mV/50 k Ω
 Dimensions : 350 x 125 x 282 mm.

La table de lecture Garrard 125 SB

Table de lecture à entraînement par courroie
 Vitesses : 33 et 45 tours/mn.
 Rapport signal/bruit : 39 dB
 Fluctuation de vitesse : 0,16 %
 Dimensions : 421 x 360 x 168 mm.

L'enceinte acoustique BST XL200

La chaîne Pioneer SX650

Cette chaîne comprend :
 — Un tuner amplificateur Pioneer SX650
 — Une table de lecture Pioneer PL115D
 — Deux enceintes acoustiques 3A Apogée

Le tuner amplificateur Pioneer SX650

Partie Tuner

Gammes : PO-FM
 Sensibilité FM : 1,7 μ V
 Rapport signal/bruit : 70 dB
 Sensibilité AM : 15 μ V

Partie amplificateur

Puissance : 2 x 35 W
 Distorsion harmonique : 0,3 %
 Bande passante : 5 à 50 000 Hz.
 Sensibilité des entrées :
 Phono : 2,5 mV/50 k Ω
 Micro : 7 mV/50 k Ω
 Tuner, Aux : 150 mV/50 k Ω
 Dimensions : 480 x 149 x 371 mm

La table de lecture Pioneer PL115D

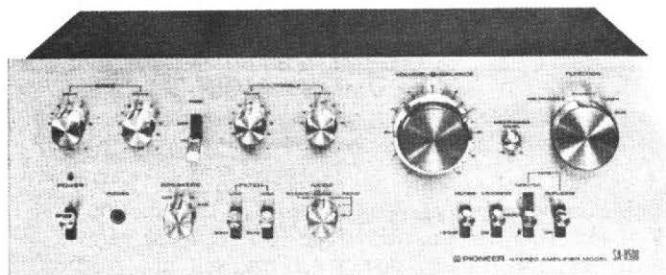
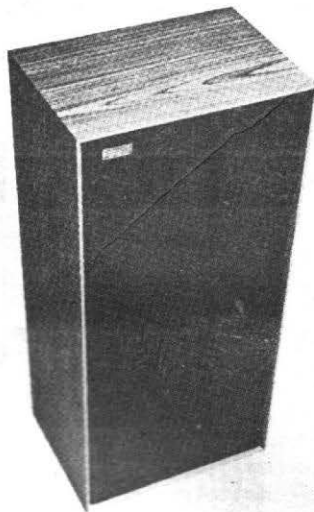
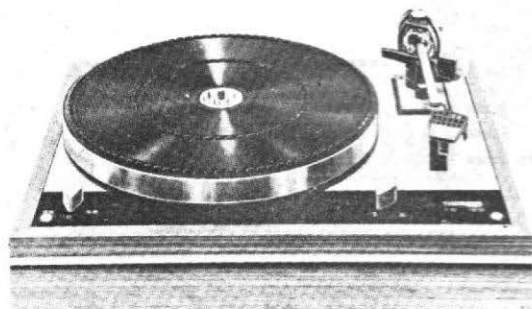
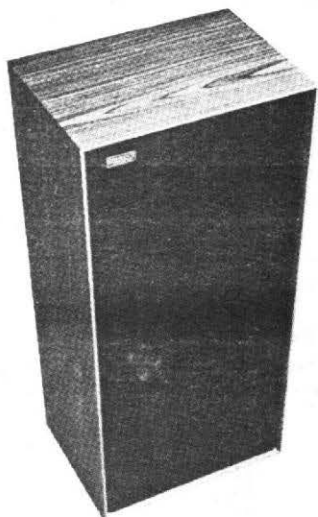
Moteur synchrone 4 pôles

Entraînement du plateau par courroie

Vitesses : 33 1/2 et 45 tours/mn.
 Ronronnement : > 63 dB
 Pleurage et scintillement : 0,1 %
 Dimensions : 440 x 159 x 362 mm

L'enceinte acoustique 3A Apogée

Puissance : 50 w.
 Impédance : 8 Ω
 Bande passante : 35 à 35 000 Hz.
 Distorsion : < 1 %
 Dimensions : 260 x 630 x 320 mm.



Chaîne Pioneer SA8500

Cette chaîne comprend :

- Un amplificateur Pioneer SA8500
- Une table de lecture Technics SL2000 ou Thorens TD166 MKII
- Deux enceintes acoustiques Siare Fugue 50.

L'amplificateur Pioneer SA8500

Puissance : 2 x 60 W/8 Ω Distorsion harmonique : < 0,1 % Distorsion d'intermodulation : < 0,1 %

Bande passante : 5 à 40 000 Hz (avec 0,1 % de distorsion harmonique).

Rapport signal/bruit : phono : > 70 dB ;

Aux : > 90 dB

Sensibilité des entrées : Phono : 2,5 mV/50 k Ω

Tuner, Aux : 15 mV/50 k Ω

Micro : 7,5 à 15 mV/85 k Ω

Dimensions : 420 x 150 x 345 mm

Poids : 11,5 kg.

La table de lecture Technics SL2000

Platine à entraînement direct. Moteur CC sans balais.

Plateau en aluminium moulé, 30 cm.

Changement de vitesse à système électronique.

Réglage fin de vitesse.

Pleurage et scintillement : 0,045 %.

Ronflement : - 47 dB.

Dimensions : 430 x 125 x 346 mm.

La table de lecture Thorens TD166 MKII

Vitesses : 33 1/2 et 45 tours/mn.

Moteur 16 pôles à vitesse lente, polie à embrayage pour démarrage instantané.

Plateau en alliage de zinc.

Pleurage et scintillement : 0,06 % (pondéré).

Ronronnement : - 43 dB (non pondéré), - 65 dB (pondéré).

Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.

L'enceinte acoustique Siare Fugue 50

Puissance : 35 W

Impédance : 4/8 Ω

Bande passante : 20 à 30 000 Hz.

Dimensions : 600 x 390 x 285 mm.

Chaîne Pioneer SX450

Cette chaîne comprend :

- Un tuner amplificateur Pioneer SX450

— Une table de lecture Akai AP001

— Deux enceintes acoustiques 3A Alphase ou Phonia BR250.

Le tuner amplificateur Pioneer SX450

Partie tuner :

Gammes : FM-PO

Sensibilité FM : 1,8 μ V

Rapport signal/bruit : 70 dB

Distorsion harmonique : 0,3 %

Sensibilité AM : 15 μ V

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 15 W/8 Ω

Distorsion harmonique : < 0,5 %

Bande passante : 7 à 70 000 Hz.

Sensibilité des entrées :

Phono : 2,5 mV/50 k Ω

Micro : 7,5 mV/50 k Ω

Tuner, Aux : 150 mV/50 k Ω

La table de lecture Akai AP001

Platine à entraînement du plateau par courroie.

Pose du bras et relèvement du bras hydraulique.

Plateau : diamètre 300 mm ; poids : 1,1 kg en aluminium moulé.

Moteur : 4 pôles synchrone.

Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn. Pleurage et scintillement : < 0,09 % WRMS.

Signal/bruit : > 47 dB.

Longueur du bras : 220 mm.

Echelle de pression : 0 à 4 g.

Poids de cellule admis : 4 à 15 g.

Relève-bras hydraulique.

Dimensions : 445 x 350 x 140 mm.

L'enceinte acoustique 3A Alphase :

Puissance nominale : 35 W.

Impédance : 6 Ω

Réponse en fréquence : 40 à 35 000 Hz.

Distorsion harmonique : 0,7 %

Dimensions : 260 x 520 x 260 mm

L'enceinte acoustique Phonia BR250

Enceinte à 2 voies

Fréquence de coupure 2 000 Hz

Bande passante : 45 à 16 000 Hz $\pm$ 6 dB

Puissance : 40 W

Impédance : 8 Ω

Dimensions : 550 x 320 x 290 mm

DÉTERMINATION DES ÉLÉMENTS UTILISÉS DANS LES MONTAGES

(Suite voir N° 1606)

COMMENT UTILISER CE MONTAGE « COLLECTEUR COMMUN »

Pour ne pas rester dans le domaine théorique, donnons tout de suite une application pratique de ce montage.

Soit (fig. 26) un générateur de dents de scie bien linéaire. Son schéma est fort classique. Le transistor T_1 est monté en générateur de courant constant (environ $230 \mu A$) puisque la diode Zener maintient sa base à 5,6 V en dessous du potentiel du +24. Il y a donc 0,6 V de plus sur l'émetteur (voir le principe 6), donc il y a une tension constante de 5,6 - 0,6 = 5,0 V aux bornes de R_1 , ce qui fait passer un courant de l'ordre de $230 \mu A$ dans cette résistance. Comme (principe n° 2) le courant collecteur est pratiquement égal au courant émetteur, nous pouvons dire que le courant allant du collecteur de T_1 vers la masse est pratiquement constant et égal à $230 \mu A$.

Ce courant charge C à une vitesse de 2300 V/s (un courant de $1 \mu A$ soit $10^{-6} A$ charge un condensateur de $1 \mu F$, soit $10^{-6} F$, à une vitesse dV/dt qui vaut i/C , soit 1 V/s ; donc, un courant de n microampères

charge un condensateur de $1 \mu F$ à une vitesse dV/dt de n V/s, et, si le condensateur vaut dix fois moins, soit $0,1 \mu F$, le courant de n μA le charge à la vitesse de $10 \times n$ V/s).

Le transistor unijonction T_2 décharge le condensateur quand la tension aux bornes de ce dernier atteint la tension de pic de l'U.J.T., soit ici environ 14 V. I_1 le décharge jusqu'à la tension « de vallée » de l'U.J.T. (environ 4 V).

Entre deux décharges successives, le condensateur se charge de 4 à 14 V, soit de 10 V, à une vitesse de 2300 V/s. Il faut donc un temps de

$$10 / 2300 =$$

$$0,00435 \text{ s (4,35 ms)}$$

entre deux décharges successives. Cela correspond à une

tension en dent de scie aux bornes de C, d'une amplitude de 10 V, et d'une période de 4,35 ms, soit une fréquence de :

$$1 / 4,35 \cdot 10^{-3} = 230 \text{ Hz.}$$

Que l'on ne s'étonne pas de ne voir aucune résistance dans la base B_1 de l'U.J.T., ni dans sa base B_2 : il fonctionne tout de même ainsi (la stabilité par rapport à la température est moins bonne, mais le montage est plus simple).

Comme générateur de courant constant, le transistor T_1 est excellent : il y a moins de $0,5 \mu A$ de variation de son courant collecteur quand le potentiel de ce collecteur passe de 4 V à 14 V, soit une constance de courant meilleure que 0,22 %. Comme le courant qui charge C est parfaitement constant, nous som-

mes tranquilles, nos dents de scie sont parfaitement linéaires.

Un bon oscilloscope, branché aux bornes de C sur le montage de la figure 26 nous montre, en effet, des dents de scie splendides.

Bien, nous allons donc utiliser notre générateur. Il se trouve que la dent de scie qu'il produit est appliquée à un montage qui présente, sur la borne où l'on applique la dent de scie, une résistance de $100 \text{ k}\Omega$. Oh, horreur, les dents de scie sont devenues affreuses ! Elles sont abominablement courbées, elles n'ont plus rien de commun avec ce que nous avait montré notre oscilloscope.

QUE LE COUPABLE SE DÉNONCE... !

D'où vient cette destruction de la belle forme d'onde que nous avions admirée plus tôt ? Tout simplement du courant consommé par le montage qui « utilise » la dent de scie.

Nous avons dit qu'il présentait une résistance d'entrée de $100 \text{ k}\Omega$. Donc, quand la tension de sortie de notre générateur est à son point le plus bas (4 V), il consomme $140 \mu A$.

Vous devinez facilement la

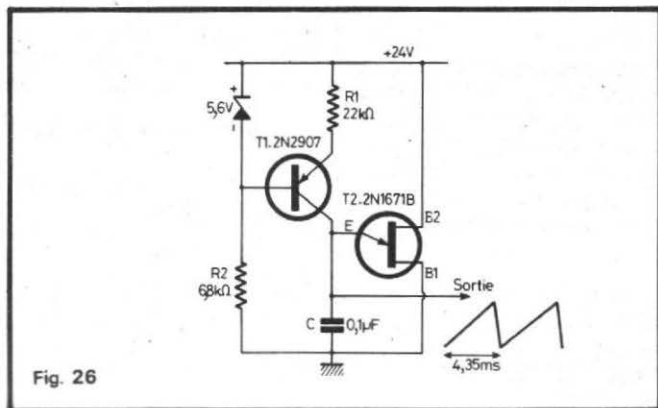


Fig. 26

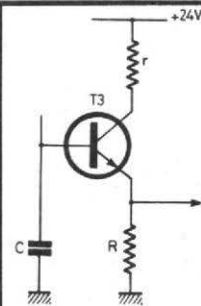


Fig. 27. — Pour pouvoir utiliser la tension aux bornes du condensateur C de la figure 26 sans perturber le fonctionnement de ce montage, il faut employer cet étage collecteur commun en liaison à la sortie.

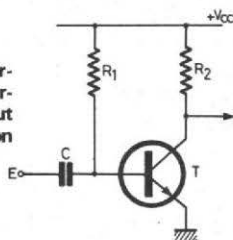


Fig. 28. — Dans ce montage, l'application d'une impulsion positive en E donnera naissance, en S, à une impulsion commençant quand l'impulsion en E finit.

conséquence : le courant qui charge le condensateur n'est plus constant :

— pour 4 V aux bornes de C, il vaut

$$230 - 40 = 190 \mu A$$

— pour 14 V aux bornes de C, il vaut

$$230 - 140 = 90 \mu A.$$

Autrement dit, pendant la charge du condensateur, il varie dans un rapport qui dépasse un peu 2 ! Rien d'étonnant, dans ces conditions, que nous trouvions une dent de scie courbée : sa pente, au départ, est de 1900 V/s et, à l'arrivée, de 900 V/s.

Le mal est-il sans remède ? Bien sûr que non. Nous allons tout simplement, comme le montre la figure 27, intercaler un étage collecteur commun (ou émetteur-suiveur, si vous préférez) entre le condensateur C et le montage qui doit « utiliser » la dent de scie.

Si R vaut, par exemple, 39 k Ω , comme il faut compter que la résistance de 100 k Ω (entrée du montage utilisant la dent de scie) est en parallèle avec R, nous trouvons, entre l'émetteur de T₃ et la masse, une résistance équivalente de l'ordre de 28 k Ω .

La tension de sortie, sur l'émetteur de T₃, variera de 3,4 V à 13,4 V (elle reste inférieure de 0,6 V à la tension aux bornes de C, en raison des 0,6 V entre base et émetteur de T₃). Le courant émetteur de T₃ varie donc de 121 μA à 479 μA .

Admettons un gain de 200 pour T₃, son courant base va donc varier de 0,6 μA à 2,4 μA , soit une variation de 1,8 μA .

Donc, le courant qui reste pour charger C, une fois que

l'on en a soustrait le courant base de T₃, va varier de :

$$230 - 0,6 = 229,4 \mu A \text{ à}$$

$$230 - 2,4 = 227,6 \mu A$$

Évidemment, il n'est pas rigoureusement constant, mais, tout de même, il ne varie que de 0,8 % : la dent de scie redevient parfaite.

Nous ne faisons qu'appliquer ici le « principe n° 9 » qui dit que, quand une résistance R non découplée est placée entre émetteur et masse dans un transistor de gain β , elle produit l'équivalent d'une augmentation de la résistance d'entrée de l'étage égale au produit de R par β . Donc, notre transistor T₃ se comporte, sur son entrée, comme si sa résistance d'entrée était augmentée de

$$28\,000 \times 200 = 5\,600\,000 \Omega, \text{ soit } 5,6 \text{ M}\Omega$$

Pour que notre schéma soit complet, parlons un peu de la résistance r dans la figure 27. Son but, nous le savons, est d'empêcher une destruction de T₃ en cas de court-circuit entre émetteur de T₃ et masse. Supposons que T₃ ne puisse dissiper que 300 mW. Il faudra que r soit telle que, avec 24 V aux bornes, elle ne dissipe pas plus de 4 x 300 mW, soit 1,2 W.

On trouve facilement que r doit être supérieure à 480 Ω , ce qui ne gêne en rien le fonctionnement de T₃ : la chute maximale de tension dans cette résistance est de 0,23 V (courant maximal 479 μA).

On voit que le simple fait d'ajouter un étage collecteur commun à un montage transforme ce dernier en un instrument tout à fait utilisable, que

l'on peut employer à fournir une belle dent de scie parfaitement linéaire, même si le montage qui l'utilise consomme un peu de courant (l'oscilloscope, avec son impédance d'entrée de 10 M Ω , ne perturbait pas du tout notre montage).

CONTINUONS À APPLIQUER LES PRINCIPES

Cette étude du montage collecteur commun a eu l'avantage de nous familiariser avec les « principes ». Nous allons maintenant donner d'autres exemples, en allant du plus simple au plus complexe, pour montrer comment on calcule les éléments des montages en utilisant les-dits principes.

Commençons par un montage simple, quoique fort peu connu : le retard-dateur de signal qui n'est pas un monostable.

On dispose d'une impulsion de largeur T, commençant au temps t₀ et se terminant au temps t₁, et l'on désire produire une impulsion de largeur T', commençant quand la première se termine (au temps t₁) et se terminant, par conséquent, au temps t₂ = t₁ + T'.

Le montage est extrêmement simple : la figure 28 indique comment on le réalise.

Le transistor T est normalement saturé (R₁ est suffisamment faible pour cela) et le potentiel de sa base est égal à environ +0,6 V, celui de son collecteur étant pratiquement négligeable.

Au temps t₀, l'impulsion arrivant en E charge le condensateur C, rendant son armature de gauche positive par rapport à celle de droite. Le potentiel de la base de T ne monte pratiquement pas, puisque la jonction base-émetteur de T, déjà conductrice, l'en empêche.

Donc, au temps t₀, le potentiel collecteur de T, qui était nul avant, reste nul.

Mais, au temps t₁, comme C est chargé, quand le potentiel de son armature de gauche, qui était +U, retombe à zéro, il y a une impulsion négative qui arrive sur la base de T. Comme un condensateur transmet intégralement tout flanc raide (il ne peut se décharger ni se charger pendant le temps négligeable du dit flanc), on retrouve sur son armature de droite la même amplitude que sur celle de gauche.

La base de T descend donc à un potentiel voisin de 0,6 - U (on peut dire pratiquement -U).

Comme on le voit sur les formes d'ondes la figure 29, le transistor se bloque au temps t₁ et le potentiel de son collecteur monte à +V_{CC}.

Le potentiel de la base ne reste pas constant : le courant passant dans R₁ tend à décharger le condensateur, faisant remonter le potentiel de la base de T vers une valeur de +V_{CC}. Mais cette base n'atteindra pas ce potentiel : dès que le potentiel de la base arrive à environ +0,6 V, le transistor se resature et le potentiel de son collecteur retombe à zéro.

Contrairement au cas du montage « monostable » en

circuit intégré ou en éléments discrets, il n'y a pas ici d'effet « cumulatif ». Autrement dit, le re-déclenchement de T s'effectue en principe progressivement, puisqu'il n'y a pas de chaîne de réaction positive précipitant un « basculement » quelconque. En réalité, comme il suffit d'une fraction de volt (moins de 0,1 V) de variation du potentiel-base d'un transistor pour amener celui-ci du blocage à la saturation, la redescende de potentiel du collecteur sera très rapide.

Un premier calcul : la détermination des résistances R_1 et R_2 .

Le choix de R_2 est lié à la valeur maximale de courant collecteur que nous souhaitons utiliser. Si, par exemple, $V_{CC} = 6$ V et que nous désirions un courant collecteur maximal de 2 mA, nous prendrions $R_2 = 3$ k Ω , puisque 6 V dans 3 k Ω donnent 2 mA (et, suivant le principe n° 5, quand un transistor est saturé, il faut considérer que son collecteur est en court-circuit avec son émetteur).

Maintenant, nous voulons que, au repos, T soit saturé. Il doit donc avoir un courant base supérieur au quotient de 2 mA par le gain en courant. Si ce dernier est, par exemple, certainement supérieur à 150, il nous faudra donc un courant base supérieur à

$$2 \cdot 10^{-3} / 150 = 1,33 \cdot 10^{-5} \text{ A,}$$

soit 13,3 μ A.

Ce courant passe dans R_1 , avec une tension aux bornes

$V_{CC} - 0,6$ (les sempiternels 0,6 V entre base et émetteur que rabâche le principe n° 6).

Nous avons donc, avec 5,4 V aux bornes de R_1 , un courant de 13,3 μ A. La résistance doit donc être inférieure à

$$5,4 / 1,33 \cdot 10^{-5} = 4,05 \cdot 10^5 \\ = 405 \text{ k}\Omega$$

Nous prendrions, par exemple, $R_1 = 390$ k Ω .

Nous allons maintenant supposer que l'amplitude U de l'impulsion appliquée à l'entrée est, elle aussi, égale à V_{CC} , soit 6 V.

UN TOUT PETIT PEU DE LOGARITHMES...

... cela ne doit pas trop effrayer les lecteurs. Nous supposons maintenant que nous désirions une durée T' de 120 ms et nous cherchons à déterminer la capacité de C.

Pour tous les calculs concernant une décharge de condensateur, il y a une règle d'or invariable : il faut tracer la courbe en prenant comme axe des temps la droite correspondant à la valeur de tension que l'on obtiendrait au bout d'un temps infini, en supposant que rien n'a perturbé la décharge entre temps.

Ici, la tension que l'on aurait sur la base au bout d'un temps infini serait +6 V (si l'écrêtage par la diode base-émetteur de

T n'avait pas arrêté le phénomène avant).

Au début, la base de T est arrivée à un potentiel de

$$0,6 - 6 = -5,4 \text{ V}$$

Nous allons tracer la courbe de décharge (fig. 30) en prenant comme nouvel axe des temps la droite qui correspond à la valeur finale du potentiel de base, soit +6 V.

Les anciennes valeurs de tensions, référées à la masse, sont indiquées en encadré sur la figure 30; les nouvelles valeurs, référées à +6 V, sont notées en caractères gras. Ce qui était +6 devient 0, ce qui était 0 devient -6, ce qui était -5,4 devient -11,4 et de qui était +0,6 devient -5,4.

Le temps T' est donc celui que met le condensateur C pour se décharger dans la résistance R_1 depuis la tension 11,4 V jusqu'à la tension 5,4 V.

Que les lecteurs nous excusent, mais il faut y passer : ce temps est donné par la formule :

$$T' = 2,3 \times R_1 \times C \log \frac{11,4}{5,4}$$

Le terme 2,3 vient du fait que les tables donnent les logarithmes dits « décimaux », alors que la formule théorique parle d'un logarithme dit « népérien ».

Une petite calculatrice de poche nous dit que $\log(11,4/5,4) = 0,32$.

Nous aurons donc un temps

$$T' = R_1 \times C \times 2,3 \times 0,32 \\ = 0,75 R_1 \times C$$

Comme nous souhaitons que T' soit égal à 120 ms = 0,12 s, nous avons :

$$R_1 \times C = 0,12 / 0,75 = 0,16$$

Nous savons que $R_1 = 390$ k Ω , soit $3,9 \cdot 10^5 \Omega$, donc nous aurons C en divisant 0,16 par $3,9 \cdot 10^5$, ce qui nous donne $4,1 \cdot 10^{-7}$ F, ou 0,41 μ F.

Cette valeur ne doit pas être facile à trouver. Il vaut mieux réduire un peu R_1 (la valeur de 390 k Ω est une valeur maximale) : si on prend 330 k Ω , on trouve $C = 0,48 \mu$ F, très près de la valeur normalisée 0,47 μ F.

ET SI L'ON METTAIT DEUX CIRCUITS BOUT À BOUT ?

Il est tout à fait possible d'utiliser la tension de sortie S du circuit de la figure 28 pour commander l'entrée E' d'un circuit identique, à la valeur du condensateur près, par exemple. Nous arrivons alors au schéma de la figure 31.

On y retrouve celui de la figure 28, constitué par C, R_1 , R_2 et T. Il donnera donc, sur le collecteur de T un signal positif de 6 V d'une durée de 120 ms.

Nous allons utiliser ce signal pour commander l'entrée du second circuit identique au premier, composé de R_3 , R_4 , C' et T'. Nous supposons que les valeurs de R_3 et

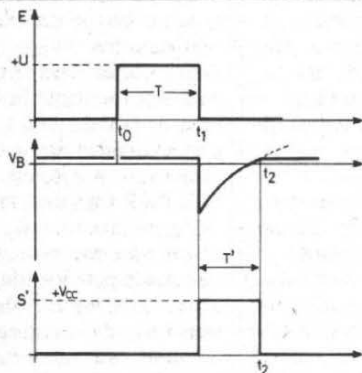


Fig. 29. - Formes d'ondes du montage de la figure 28.

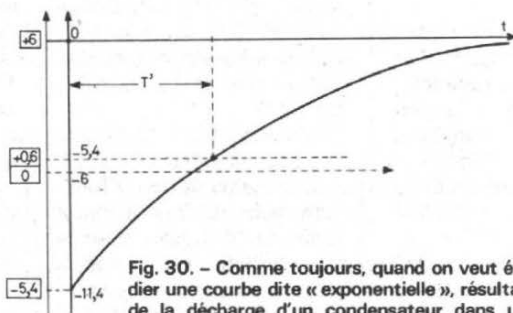


Fig. 30. - Comme toujours, quand on veut étudier une courbe dite « exponentielle », résultant de la décharge d'un condensateur dans une résistance, on doit prendre comme axe des temps celui qui correspond à la valeur finale de tension, ce qui peut nécessiter un décalage de toutes les tensions.

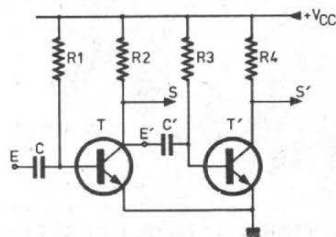


Fig. 31 - Nous avons placé ici deux montages analogues à celui de la figure 28, la sortie du premier commandant l'entrée du second.

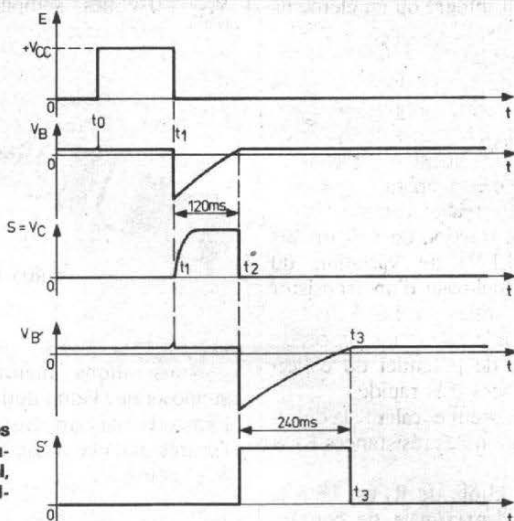


Fig. 32 - Comme on le voit sur les formes d'ondes du montage de la figure 31, nous pouvons maintenant obtenir un troisième signal, commençant quand finit le second (tension collecteur de T).

de R_4 sont respectivement égales à celles de R_1 et R_2 , mais que nous avons donné à C' une capacité environ double de celle de C , pour avoir une durée de signal égale à $2 \times 120 = 240$ ms sur le collecteur de T' après la fin du signal retardé apparaissant sur le collecteur de T . Il faudra donc une valeur de C' de l'ordre du microfarad.

Si nous appliquons maintenant un signal E à l'entrée du premier montage, nous aurons, sur les différents électrodes, les signaux indiqués sur les formes d'ondes de la figure 32.

La détermination des formes d'ondes sur la base B' (de T') et en S' (collecteur de T') ne pose pas de problème : nous répétons le même raisonnement que plus haut à propos du montage de la figure 28.

Autrement dit, nous trouvons sur la base B' une tension qui reste positive et de l'ordre de 0,6 V jusqu'au temps t_1 (où le potentiel collecteur de T commence à monter). Elle reste positive, même un petit peu plus, pendant que le potentiel du collecteur de T monte, puisque le condensateur C' se charge à travers R_2 et à travers la jonction base-émetteur de T' .

Le potentiel de B' ne commence à descendre que lorsque le potentiel collecteur de T

descend, c'est-à-dire au temps t_2 . On bloque alors T' pendant un temps T'' (que nous avons choisi égal à 240 ms), et cela dure jusqu'au temps t_3 .

Nous remarquons toutefois un petit détail : la forme d'onde apparaissant sur le collecteur de T n'a plus cette montée raide que l'on avait vue sur les formes d'onde de la figure 29. En effet, maintenant, il faut utiliser la tension collecteur de T pour charger le condensateur C' , à travers R_2 et la jonction base-émetteur de T' comme nous l'avons déjà indiqué. La charge de C' n'est pas instantanée, il y a donc une montée progressive du potentiel collecteur de T' .

Comme la résistance de la jonction base-émetteur de T' peut être considérée comme négligeable, nous avons donc une charge de C' à travers la résistance R_2 , qui vaut 3 k Ω . Cela correspond à une constante de temps de charge de $R_2 \times C' = 3 \times 10^3 \times 10^{-6} = 3.10^{-3}$ s ou 3 ms.

On sait que, après 0,7 fois la constante de temps (environ 2 ms dans notre cas), le condensateur est chargé à moitié. Il est chargé à 95 % au bout de trois fois la dite constante de temps, soit 9 ms. Comme la durée du signal apparaissant sur le collecteur de T est de 120 ms, on voit

que la partie utilisée pour la charge de C' est très faible (9 ms par rapport à 120 ms).

POURQUOI NE PAS CONTINUER AINSI ?

On serait tenté de ne pas s'arrêter en si beau chemin : la tension collecteur de T' pourrait très bien commander la base d'un troisième transistor T'' , via un condensateur C'' , T'' étant normalement saturé et ne se bloquant qu'à la fin du temps t_3 . Il nous donnerait un troisième signal rectangulaire, commençant quand finit celui du collecteur de T' .

De telles chaînes de transistors, donnant des signaux rectangulaires « adjacents », ou, plus exactement, qui se suivent, sont réalisées. On les emploie, entre autres, dans la réalisation des « batteries électroniques », donnant des successions de signaux décalés les uns par rapport aux autres, chaque signal commandant l'ouverture d'une « porte » par où passe le signal d'un générateur adéquat. On fait ainsi se succéder un « grr » pendant 120 ms, un « BZZZ » pendant 240 ms, un « kss » pendant 310 ms, par exemple. On a la succession des rythmes qui donnent

le rythme d'un orchestre de jazz.

Notre ambition est, pour le moment, plus modeste.

Quand on regarde les formes d'ondes de la figure 32, on peut avoir l'idée suivante : « Pourquoi ne pas commander l'entrée E , autrement dit la base de T , par le signal apparaissant sur le collecteur de T' ? ».

En effet, pourquoi pas ? Essayons : le système, alors se « mord la queue » : il fonctionne spontanément, puisque la fin du signal sur le collecteur de T' déclenche le commencement du signal sur le collecteur de T , alors que la fin du signal sur le collecteur de T déclenche le commencement du signal sur le collecteur de T' .

Nous pensons que, malgré toutes les précautions que nous avons prises pour le « camoufler », les lecteurs ont bel et bien reconnu le montage : il s'agit du classique « multivibrateur astable », celui d'ABRAHAM & BLOCH. Car c'est bien ainsi qu'il est monté.

On voit que, sans avoir l'air d'y toucher, nous avons déterminé tous les éléments d'un tel multivibrateur, calcul que certains estiment relever des possibilités des hyper-spécialistes de haut vol !

L.G. MESTRON

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 05.21 - M. Pierre ROUCHOUZE, 35 Saint-Malo, nous demande des précisions complémentaires concernant le schéma du temporisateur à usage photographique décrit dans le N° 1482.

Les renseignements que vous sollicitez ont déjà fait l'objet de la réponse RR-5.55-F publiée à la page 388 du N° 1517.

Nous vous rappelons :
Secondaire transformateur = 12 V eff.

$R_6 = 500 \Omega$
Cellules de remplacement :
LDR 03/05 ; RPY18, 19 ou 10.

RR - 05.22 - M. Jacques VIALATTE, 16 Jarnac, sollicite des renseignements complémentaires au sujet du temporisateur à circuits intégrés décrit dans notre N° 1450, page 220.

1) Brochage du circuit intégré $\mu A 741 C$: voir N° 1454, page 314. Ce circuit intégré peut être remplacé par d'autres 741 de marques différentes ou de présentations différentes ; voir N° 1473 (Courrier Technique)

2) Le circuit intégré SFC2201 peut se remplacer par le SFC2301, bien que les

valeurs d'offset soient légèrement différentes (ainsi que les boîtiers d'ailleurs).

3) Vous pouvez acquérir un milliampèremètre $2 \times 1 \text{ mA}$ à zéro central chez Centrad, 59, avenue des Romains, 74000 Annecy (ou par l'intermédiaire d'un radioélectricien de votre région qui le commandera pour vous si vous n'êtes pas professionnel).

4) Vous pouvez essayer de remplacer la résistance - talon de $2 \text{ k}\Omega$ par 10 résistances de 200Ω commutables ; mais la précision vers les temps courts ($1/10$ de s) n'est généralement pas très bonne.

5) Sur la figure 4, page 221, le condensateur électrochimique de temporisation présente une capacité de $500 \mu F$.

RR - 05.23 - M. Marcel NOYER, 32 Auch, nous demande par quel transistor européen, il est possible de remplacer le transistor type D29 A4 utilisé dans le montage de variateur décrit à la page 120 du N° 1215.

Le transistor D29 A4 peut se remplacer par BC159, BC179, BC259, BC239, BC309, BC253, BC263, etc.

RR - 05.24 - M. André PUGIN, 33 Hourtin, nous demande des renseignements concernant l'alignement d'un récepteur « ondes courtes ».

1) Un outpûmètre est un voltmètre pour courant alternatif (généralement pour les signaux BF) ; dans nos outillages modernes, cela peut donc être un voltmètre électronique muni de sa sonde redresseuse pour courant BF.

2) Le générateur HF utilisé pour l'alignement des circuits doit évidemment fournir un signal HF modulé en amplitude. Par le réglage des circuits, on recherche donc à obtenir la déviation maximale du voltmètre de sortie (outpûmètre).

3) La fréquence d'alignement MF n'est pas rigoureuse à 1 kHz près... à moins que le récepteur ait un filtre à quartz ou un filtre mécanique. Mais cela se voit, en faisant varier la fréquence du générateur, lorsqu'on passe sur celle du filtre.

D'autre part, vous pouvez toujours vérifier l'étalonnage de votre générateur sur 456 kHz en observant où tombe l'harmonique 2 (soit 912 kHz) dans la gamme PO d'un récepteur ordinaire, par rapport aux stations de radio-diffusion voisines en fréquences.

RR - 05.25 - M. Henri LAPEYRE, 38 Saint-Martin-d'Heres, nous demande une précision concernant le module 5 du montage de fondu enchaîné décrit dans le N° 1507.

Dans ce module, le condensateur C_{22} présente une capacité égale à celle de C_{23} , c'est-à-dire de $0,1 \mu F$.

RR - 05.26 - M. André PITIOT, 38 Fontaine, nous demande conseil au sujet d'une modification sur un récepteur « ondes courtes », et concernant l'utilisation de ce dernier.

1) De la manière dont est conçu votre récepteur, il n'est pas possible d'utiliser le milliampèremètre incorporé comme un véritable « S-mètre » indépendant (c'est-à-dire que la position de l'aiguille à zéro, en l'absence de signal, ne soit pas modifiée par le réglage du potentiomètre de gain HF). Il faudrait réaliser une détection auxiliaire séparée après le dernier transformateur MF, suivie d'un étage amplificateur de courant continu pour la commande du milliampèremètre indicateur « S-mètre ».

2) Il est normal que plus on monte en fréquence, plus le décodage SSB devient diffi-

cile... dans le cas d'un récepteur non prévu pour cela. Naturellement, il importe que le BFO soit extrêmement stable et que son réglage en fréquence soit très souple ; il faut utiliser un condensateur variable de très faible capacité pour le réglage en fréquence du BFO (une variation de 3 kHz pour la rotation complète de ce condensateur variable est suffisante). Il faut aussi que la commande de cadran pour la recherche des stations soit elle-même très étalée, très démultipliée et sans jeu de renversement. En outre, il serait certainement souhaitable de monter un détecteur de produit sur votre récepteur (voir HP N° 1499, page 347).

RR - 05.27 - M. Bernard JURINE, 52 Chaumont, nous demande conseil pour la mise au point d'un téléviseur dont les images ont parfois tendance à être, soit ternes, soit au contraire trop contrastées avec virage au négatif.

1) Nous vous conseillons de vérifier les circuits ou éléments suivants :
Étage vidéo-fréquence.
Circuits de commande de luminosité et de commande de contraste.
Antiparasite-image.
Tube cathodique.

Faute de pouvoir examiner le schéma de votre appareil, nous regrettons de ne pouvoir être davantage précis.

2) Le dispositif « antenne-secteur » pour téléviseur auquel vous faites allusion n'est qu'une publicité mensongère, un attrape-sous... pour ne pas dire une escroquerie.

RR - 05.28 - M. Claude BARNACHON, 46 Cahors, nous demande où se procurer

en France un transistor du type 2 SB 474.

Nous ne pensons pas que vous puissiez vous procurer facilement un transistor 2 SB 474 en France.

Cependant, ce transistor peut se remplacer par l'un des types suivants : AD148, AD162, AD152, AD130 V, AD262, 2N 5893.

RR - 05.29 - M. Camille DREVON, 47 Marmande, nous demande conseil pour l'établissement d'une alimentation simple destinée à un amplificateur à lampes avec étage de sortie en push-pull ultra-linéaire.

Le montage d'alimentation dont vous nous soumettez le schéma n'est pas valable.

On peut employer une alimentation du genre de celle que vous proposez, c'est-à-dire sans bobine de filtrage, dans un montage conçu de la façon suivante : L'anode du tube final est alimentée directement par la sortie du redresseur ; l'écran de ce même tube, ainsi que les autres lampes, sont alimentés en tension filtrée par une simple résistance découplée par un condensateur électrochimique. Nous avons proposé un montage de ce genre lors d'une précédente réponse publiée dans cette rubrique (voir réponse RR-04.10-F).

Mais dans votre cas, il s'agit du montage ultra-linéaire où les écrans sont alimentés par l'intermédiaire de prises effectuées sur l'enroulement primaire aboutissant aux anodes des lampes en push-pull final. Il importe donc que l'alimentation anodique soit parfaitement filtrée, les écrans s'y trouvant connectés du point de vue alimentation en courant continu. En conséquence, il est donc indispensable d'utiliser, à la sortie du redresseur,

une cellule de filtrage complète avec bobine à fer, et c'est seulement à la sortie de cette cellule que l'alimentation anodique du push-pull devra être prélevée.

RR - 05.30 - M. André LUGNIER, 45 Orléans, nous demande divers conseils au sujet des haut-parleurs et des enceintes acoustiques.

1) Dans des enceintes du type « baffle infini » ou du type « bass-reflex », il faut nécessairement utiliser des haut-parleurs que l'on peut qualifier de normaux du point de vue de la suspension de la membrane. Les haut-parleurs à suspension extra-souple, nécessitant un amortissement pneumatique, doivent être utilisés exclusivement en enceintes closes de petit volume ; dans les enceintes précédemment citées, ils ne seraient pas suffisamment amortis, freinés, et ils « talonneraient ».

2) Votre amplificateur étant susceptible de délivrer 2 x 15 W, il suffit d'employer des haut-parleurs d'une puissance au moins égale, sinon légèrement supérieure (par exemple, 20 W pour avoir une marge de sécurité suffisante).

3) Toutes les solutions sont possibles au point de vue groupement des haut-parleurs ; ce n'est qu'une question de prix de revient... Il est cependant recommandé d'exclure le cas du haut-parleur unique (par enceinte).

Quant au filtre à utiliser, cela dépend du nombre de voies (de haut-parleurs) et de la gamme de fréquences de réponse de chaque haut-parleur. Veuillez vous reporter à notre article général publié sur ce sujet à partir de la page 228 du N° 1433.

RR - 05.31 - M. Domini-que LANGLOIS, 91 Orsay, nous soumet une très longue liste de diodes et de transistors dont il souhaite connaître les caractéristiques.

Les diodes et les transistors cités dans votre lettre sont extrêmement connus et tout-à-fait courants.

Notre rubrique « Courrier Technique » ne peut s'occuper que des semi-conducteurs spéciaux, rares, étrangers, etc. qui ne figurent pas dans les documentations classiques.

Dans votre cas, il vous suffit par exemple d'acquiescer n'importe quel lexique de transistors, voire n'importe quel catalogue de fabricant, et vous trouverez tous les renseignements que vous désirez. Voyez également les tableaux qui ont été publiés dans nos revues « Electronique Pratique » et « Radio-Plans ».

RR - 05.32 - M. Raymond MARCONNET, 972 Fort-de-France, sollicite nos conseils pour réaliser l'adaptation, par un moyen aussi simple que possible, entre la sortie « son » TV et l'entrée d'une chaîne Hi-Fi.

Etant donné que l'impédance d'entrée de la chaîne Hi-Fi est relativement faible, et que d'autre part, l'amplitude moyenne du signal BF d'attaque est très largement suffisante, la solution consiste tout simplement à intercaler en série dans la liaison une résistance de l'ordre de 100 k Ω à 200 k Ω . Si vous constataiez une perte d'aiguës trop importante, il suffirait de shunter cette résistance par un condensateur de très faible capacité (20 à 50 pF à expérimenter).

DANS le cadre de l'intérêt qu'il porte aux petites et moyennes entreprises, M. Valéry Giscard d'Estaing a longuement visité, le 9 juin 1977, l'entreprise SIARE qu'il est inutile de présenter ici. Les lecteurs du « Haut-Parleur » se souviendront en particulier de la réalisation d'une enceinte acoustique en Kit (numéros 1598 et 1602) qui était en fait la mise à la portée de l'amateur bricoleur d'une réalité industrielle : la DELTA 200 de SIARE.

Notons aussi que SIARE fait partie des firmes qui ont créé plus de 20 % d'emplois nouveaux en 1976, malgré la conjoncture en général défavorable.

Sur notre photo, le Président de la République se faisant présenter la fabrication des haut-parleurs par Mme Cagniard (à droite), P.D.G., et Mme Nonest (à gauche), directrice de la firme française.

LE PRÉSIDENT DE LA RÉPUBLIQUE EN VISITE CHEZ SIARE



RR - 05.33 - M. Jean PEUVERGNE, 90 Belfort, nous demande si notre revue a publié le schéma d'un oscilloscope utilisant le tube cathodique du type DG7 - 31.

Le tube cathodique DG7 - 31 est très ancien, et il faut remonter au N° 1006 du Haut-Parleur pour trouver un montage d'oscilloscope équipé d'un tel type de tube ; de plus, ce numéro est maintenant épuisé.

D'autre part, nous vous déconseillons totalement de poursuivre votre projet. En effet, un tube cathodique est loin d'être éternel... Or, si vous construisez un oscilloscope avec ce tube, dans quelque temps lorsqu'il vous faudra le remplacer, il vous sera impossible de vous en procurer un autre (neuf).

RR - 05.35 - M. Louis Roche, 95 Argenteuil, nous demande des renseignements au sujet d'un petit « émetteur » de radio fonctionnant dans la bande PO dont il nous soumet le schéma.

1) Le transistor AF 118 est tout de même un composant très répandu.... Il peut cependant se remplacer par les types SFT 162 ou SFT 357 A.

2) Le bobinage oscillateur est un enroulement en nids

d'abeilles dont la confection nécessite une machine à bobiner adéquate. La solution la plus simple consiste donc à utiliser une bobine d'accord PO récupérée sur un ancien récepteur de radio.

3) Le microphone est du type dynamique à basse impédance.

4) Nous attirons cependant votre attention sur le fait que des montages de ce genre sont normalement interdits du fait de la gêne ou des brouillages

RAM

131, BD DIDEROT, PARIS (12^e) - Métro NATION

TEL. : 307-62-45

SERA FERME EN AOUT

Hâtez-vous pour commander !

AVIS

**Pendant la période des
VACANCES JUILLET et AOUT**

*nous conseillons à nos clients
de se reporter à nos publicités parues*

COMPTOIR MB RADIOPHONIQUE

160, rue Montmartre - 75002 PARIS

Tél. : 236.41.32 - 236.91.61

qu'ils risquent de provoquer dans les réceptions radio de votre voisinage.

RR - 05.36 - M. Jacques PERRIN, 83 Draguignan, sollicite des renseignements complémentaires au sujet d'un compresseur publié à la page 188 du N° 1469.

Concernant la figure 5, page 188, N° 1469, le circuit intégré est du type MFC4010 A de Motorola.

Nous avons d'ailleurs repris ce montage présente une réalisation décrite à la page 373 du N° 1526; toutes valeurs sont données à la page 374.

Bien sûr, ce compresseur présente son souffle propre; mais il est négligeable.

Son intercalation, telle que vous le projetez dans votre installation, est correcte; en effet, nous vous rappelons qu'en BF, on peut toujours connecter une sortie à faible impédance sur une entrée à haute impédance (alors que l'inverse est à rejeter).

L'alimentation sous 12 V ne pose aucun problème; la consommation étant faible, on peut prélever cette alimentation sur l'amplificateur voisin.

RR - 05.37 - M. Bernard TOURNAIRE, 81 Albi, nous pose diverses questions se rapportant à la BF.

1) Dans la conception d'un préamplificateur, il est préférable de prévoir l'utilisation de transistors du genre BC109 (ou similaires) plutôt que un ou deux circuits intégrés; le souffle est beaucoup moindre.

2) Le réglage manuel de timbre est une chose; les filtres de voies pour haut-parleurs en sont une autre; l'un ne remplace pas l'autre. Il s'agit de deux fonctions totalement différentes qu'il ne faut pas confondre.

(suite page 118)

UNE OFFRE INCROYABLE...
TELEVISEURS D'OCCASION
49 et 59 cm toutes marques



3 CHAINES
Révisés et garantis
6 mois
Prix :
à partir de
250 F

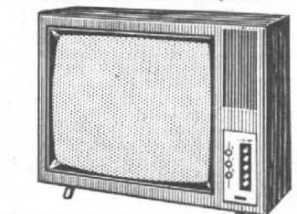
(Présentations sensiblement identiques à la gravure ci-dessus)

LA TELEVISION EN COULEUR POUR TOUS



ECRAN 66 cm. 90°
Clavier de sélection des programmes UHF-VHF
5 touches pré-réglables sur tous programmes français ou luxembourgeois
TABLEAU DE COMMANDES
A POTENTIOMETRES LINEAIRES
Comprenant : Volume du son - Réglage de tonalité - Contraste image - Lumière et intensité de coloration.
Ébénisterie bois vernis, polyester avec porte de sécurité fermant à clé
Dim. : 757x550x500 mm
Prix INCROYABLE **2 590 F**
— QUANTITE LIMITEE —
GARANTIE USINE : 1 AN

TELEVISEURS 61 cm
GRANDE MARQUE FRANÇAISE



ENTIEREMENT AUTOMATIQUE
Sélecteur Varicap - de présélection sur 5 programmes.
Dim. : 690x525x250 mm **880 F**
Modèle luxe : ébénisterie vernie **980 F**
Modèle super-luxe, avec porte fermant à clé **1 080 F**

DERNIERE MINUTE
TELEVISEUR 61 cm
MULTISTANDARD (français et européens). Prix **980 F**
Jusqu'à épuisement du stock

Quelques appareils NEUFS avec défauts d'ébénisterie
A PARTIR DE 590 F

TUBE COULEUR
49 cm 300 F
56 cm récup. 300 F
63 cm neuf 890 F
66 cm 890 F
67 cm 890 F

TUBES TELE
neufs et garantis
28 cm 14 W 260 F
31 cm 110" 160 F
31 cm 90" 160 F
41 cm 110" 280 F
44 cm 110" 160 F
49 cm 140 F
51 cm 110" 160 F
54 cm 90" 120 F
A59 - W 200 F
A61 - W 200 F

Tubes de récupération avec garantie UN AN dégressive
Dans la types
A PARTIR DE 80 F

COMPTOIR RADIO ELECTRIQUE
243, rue Lafayette
75010 PARIS - Tél. : 607-57-98

ET TOUJOURS NOTRE PETIT ELECTROMENAGER

Thermo-ventilateur
Un modèle de luxe équipé d'une soufflerie axiale et de tous les avantages techniques. Interrupteur à bascule avec signal lumineux pour air frais, 1 000 et 2 000 watts de puissance de chauffe, thermostat. Poignée de transport et déplacement vertical de l'appareil sont combinés 220 V
1 000/2 000 watts Prix **85 F**

Moulin à café de sécurité
Carrosserie 2 couleurs, verrouillage du couvercle, contenance 50 g de café 220 V
Prix **48 F**

Sèche-cheveux
Carrosserie en plastique isolant et incassable, couleur rouge, grille de protection noire, commutateur marche/arrêt, protection de surchauffe, commutateur de 220 en 110 volts. Le HTH 24 est équipé d'un peigne, d'une brosse adaptables et d'une tresse
300 watts Prix **59 F**

Aspirateur auto
Un aspirateur auto de grande classe, design élégant, carrosserie bicolor, très grande puissance d'aspiration, 12 V sur prise allume-cigares, interrupteur marche/arrêt, filtre permanent, nombreux accessoires (tuyau droit, embout plat, embout de soufflerie de matelas pneumatiques, etc.), puissance d'aspiration 500 mm à la colonne d'eau, 130 watts
Prix **58 F**

ALIMENTATIONS SECTEUR
Universelles multiprise
Entrée : 110/220 V
3, 4, 5, 6, 7, 5, 9 et 12 V
500 mA 88 F
Entrée : 110/220 V
Sortie : — ou — à la masse
Sortie : 3, 6 ou 9 V
300 mA, avec multiprises 46 F
Modèle 100 mA 26 F

TUNERS UHF
A transis. Commande clavier 4 touches présélectionnées
Prix **59 F**

« RTC » Philips. Type 6370/30 50 F
Type AT 6370/30 50 F
Type AT 6382/30 50 F

« OREGA »
12 volts - 1/4 d'onde
Démodul. extérieur - Type 513 50 F
Type 553 - 180 volts 50 F
Type 8730 - 180 volts - 1/2 onde
Démodul. extérieur 50 F
En 12 volts 50 F

VIDEON
Transistorisé - Démodul.
Incorporé
Aliment. 12 volts 50 F

Pour TELEAVIA
PATHE-MARCONI
DUCRETET-THOMSON, etc.
Prix **50 F**

« ARENA »
UHF à transistors
Alim. 12 ou 180 V
Démodul. incorp. 50 F
Modèle CCIR 50 F
En VHF 50 F

TUNERS à transistors UHF de récupération
Toutes marques, garantis en bon état de fonction., 12 V ou 180 V 30 F
Modèle CLAVIER 5 touches 40 F

TUNERS UHF/VHF

MECANIQUE
Type TELEFUNKEN
5 touches (4 présélection, + 1 réglage canal), NEUF, 120 F
7 touches (6 présélection, + 1 réglage canal), récup. 80 F

EN ETAT DE MARCHE
ARENA
Type G. 134 HH 1 VD
6 touches présélectionnées + touche marche/arrêt
NEUF 150 F

TUNER VARICAP OREGA
UHF/VHF
Monté à circ. imprimé pour couleurs noir et blanc
L'ensemble 120 F

TUNER VHF « Varicap »
OREGA - Type 1113-01
NEUF 80 F

TUNER UHF « Varicap »
OREGA - Type 0575-05
NEUF 80 F
(+ port 10 F) Les 2 150 F

TUNER UHF/VHF
Tête « Varicap »
OREGA
Type 2025/30 80 F
TUNER UHF à lampes
TUNER VARICAP de démontage
Réf. 0508, garanti 50 F

Les T.H.T. ne figurant pas dans cette rubrique peuvent être fournis sur demande en nous précisant leurs type et référence

« ARENA » Ancien modèle 110" 30 F
« OREGA » 30/54 3044 60 F
« RTC » 30/61 60 F
2026/056 50 F 30/16 50 F
Réf. 31/05 30/75 50 F
30/61 - 1734 31/25 60 F
« ARENA » 5107 100 F
1010 5107 100 F
Série T52 50 F 31/05 60 F
Série T52 50 F 30/13 50 F
T.H.T. UNIVERSELLES
30/85, Philips, Radiola, etc. 60 F
30/68, Téléavia, Thomson, Pathé, etc. 60 F
30/87 - 31/25, Océanic, etc. 60 F
T.H.T. 1732, 1734, 3008, 3029, 3108, 2320
Prix **60 F**

« PATHE » CINEMA
« PIERRE » pour GRANDIN BRANDT PHILIPS etc.
T 632 70 F
T 637 70 F
T 642 70 F

« OREGA » P.C.I. 3075 50 F
« ARENA » 1101-1010 Série 900 etc. + 1200 et 2000, 70 F
« PHILIPS » 3119 - 108 30791 50 F
3111 - 108 3036 50 F
(sans sup. de valve)

TOUTES LES TYPES EN STOCK
(voir nos précédentes publicités)

ROTACTEURS
MATERIEL NEUF
VIDEON - PHILIPS - OREGA - GRANDIN
Avec lampes
ECF 801 - ECC 189
PCF 801 - PCC 189 50 F
ECF 801 - EC 900
PCF 801 - PC 900
Modèle à transistors 50 F
En MULTISTANDARD - OREGA 50 F



(Suite voir N° 1604)

DANS les années 60, les transistors ont remplacé petit à petit les tubes dans la plupart des circuits des téléviseurs. Nous assistons maintenant au remplacement de ces transistors par des circuits intégrés.

Jusqu'à maintenant les circuits intégrés ont été très largement utilisés dans la chaîne « son », dans les circuits de séparation et de traitement des signaux de synchronisation, ainsi que dans les platines de chrominance. Les dispositifs de commande à distance, que l'on voit de plus en plus, n'ont été réalisables que grâce aux circuits intégrés.

DÉFINITION D'UN CIRCUIT INTÉGRÉ

En matière de composants électroniques, on pourrait classer ceux-ci en deux caté-

gories : les composants discrets et les composants microélectroniques, appelés également circuits intégrés ou microcircuits. Les premiers sont des éléments palpables, comme une résistance (composant discret passif) ou un transistor (composant discret actif). Les seconds sont en quelque sorte des supercomposants qui consistent en un nombre d'éléments de circuits inséparablement associés et placés dans un boîtier de petite dimension. (fig. 1).

Pour réaliser un montage d'électronique, il n'est pas nécessaire d'assembler les transistors et ses composants associés : résistances, bobines, condensateurs... mais il suffit d'acheter un circuit intégré qui, alimenté en tension, réalisera la fonction souhaitée (amplificateur, oscillateur, etc.).

En ce qui concerne la technologie microélectronique, on

peut classer les circuits intégrés en deux catégories : les circuits monolithiques et les circuits hybrides.

Un circuit monolithique est une combinaison d'éléments de circuits inséparablement associés par leur fabrication sur un même support. Ce dernier est un unique morceau de silicium subissant une suite de traitements (diffusion gazeuse, épitaxie, photogravure...) grâce auxquels sont réalisés les éléments amplificateurs, résistifs, capacitifs... et de liaison.

Suivant son traitement, ce support de silicium peut devenir un circuit monolithique, soit de type bipolaire, analogue aux transistors PNP et NPN, soit de type MOS.

Un circuit hybride est un assemblage d'un ou de plusieurs transistors et de composants discrets. Ces éléments sont rapportés et interconnectés sur un support isolant

appelé « substrat ». Ce type de circuit intégré est intéressant lorsque l'utilisateur a un problème bien particulier, ne pouvant pas être réalisé facilement par un circuit monolithique. Notons d'ailleurs qu'un circuit hybride peut comporter un ou plusieurs circuits monolithiques. Appliquée à la télévision, cette technique avait un intérêt certain ; ce type de circuit peut être réalisé « à la demande », c'est-à-dire que le futur utilisateur indique au constructeur de circuits hybrides les performances souhaitées. Le microcircuit est alors réalisé « sur mesure ». Son prix n'est pas forcément supérieur à ceux des circuits intégrés courants du commerce.

Si on considère leurs applications, les circuits intégrés peuvent encore être classés en deux catégories : les circuits intégrés linéaires et les circuits intégrés digitaux.

Ces derniers, appelés égale-

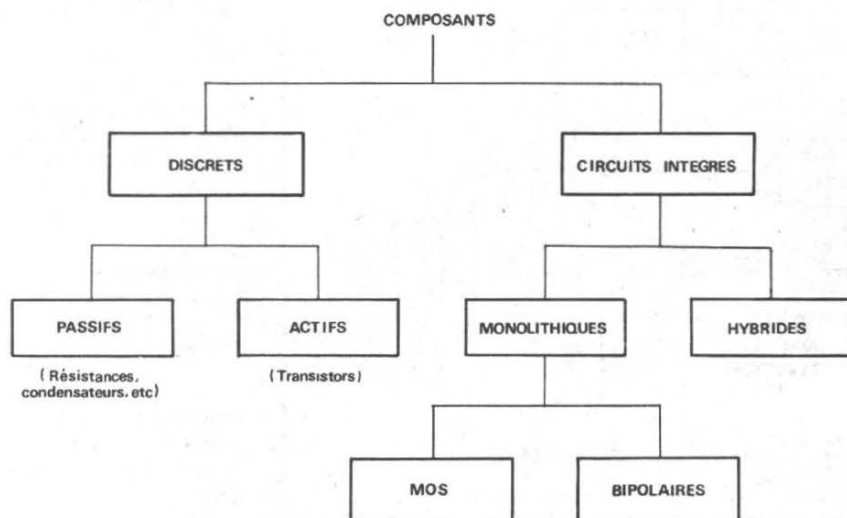


Fig. 1. - Classification des composants électroniques.

ment circuits intégrés logiques, sont destinés aux applications de commutation (circuits « tout ou rien »). Le concepteur a à sa disposition une gamme très complète d'éléments logiques tels que postes ET, OU, NAND, NOR, des bascules et des systèmes très complexes destinés aux ordinateurs.

Les circuits intégrés linéaires, appelés également circuits analogiques, sont utilisés pour les applications où le signal de sortie est plus ou moins proportionnel à celui appliqué à l'entrée. Il existe aussi de très nombreux circuits intégrés linéaires : amplificateurs à large bande, amplis HF, BF ou continu... Ces circuits peuvent être également très complexes comme nous allons le voir plus loin.

POURQUOI UTILISER DES CIRCUITS INTÉGRÉS ?

L'effort des constructeurs de téléviseurs, ces dernières années, s'est porté principalement sur l'amélioration des performances, sur l'augmentation de la fiabilité, ainsi que

sur la réduction des frais de fabrication.

Dans le même temps, certains téléviseurs ont été dotés de perfectionnements comme par exemple la télécommande ou encore la commande par effleurement (sensor).

Le circuit intégré a été l'un des facteurs le plus significatif pour l'augmentation de la fiabilité et la réduction des coûts de fabrication.

De plus, les circuits intégrés simplifient le travail du concepteur et permettent de réaliser des téléviseurs plus sophistiqués.

Les fabricants américains de microélectronique se sont surtout orientés vers les applications militaires et vers le secteur des ordinateurs. En

Europe par contre, un gros effort a été fait pour les applications « grand public », bien que les fabricants se soient décidés bien tardivement à concevoir des modèles pour le décodage SECAM.

CANAL SON BF

Dans les étages basse-fréquence des téléviseurs, les tubes sont restés longtemps employés, étant donné leur faible prix de revient. Cette partie est relativement facile à intégrer. Il existe dans le commerce de nombreux microcircuits pouvant réaliser un

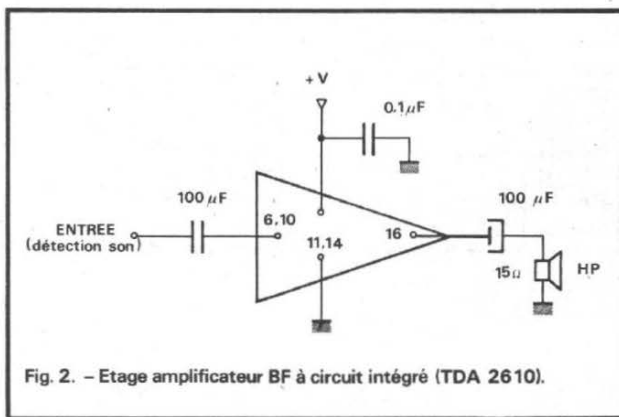


Fig. 2. - Etage amplificateur BF à circuit intégré (TDA 2610).

amplificateur BF depuis la détection son jusqu'au haut-parleur (TBA 800, TAA 611 B). La puissance sonore de sortie est de l'ordre de trois watts. Certains circuits intégrés comportent des petites ailettes de refroidissement qui, lorsqu'elles sont fixées sur une plaque métallique, permettent de pousser la puissance de sortie jusqu'à un peu plus de six watts. Il existe aussi des circuits hybrides d'origine japonaise pouvant fournir une puissance beaucoup plus grande, ce qui est superflu pour un téléviseur d'appartement.

Certains circuits intégrés, comme le TDA 2610 ont l'avantage de comporter intérieurement un régulateur de courant. Ils peuvent ainsi être alimentés directement par le transformateur de sortie ligne. Comme on le voit sur la figure 2, les composants extérieurs sont très réduits.

ÉTAGES HF ET FI

La fréquence des signaux reçus par l'antenne pouvant s'élever jusqu'à 900 MHz, il n'est pas encore possible d'utiliser des circuits intégrés dans les étages d'entrée des téléviseurs. Les sélecteurs actuels sont équipés de transistors, le plus souvent au germanium. Par contre, la faible fiabilité de la mécanique des anciens sélecteurs a incité les constructeurs d'abandonner les condensateurs variables au profit des diodes d'accord « varicap ».

La tension de polarisation de ces composants déterminant l'accord, doit être rigoureusement constante. C'est pour cela que plusieurs firmes de semiconducteurs ont mis sur le marché des régulateurs de tension intégrés pouvant donner une tension régulée de l'ordre de 30 volts, comme par exemple le type TAA 550 dont l'encombrement est le même que celui d'un transistor (boîtier T 018).

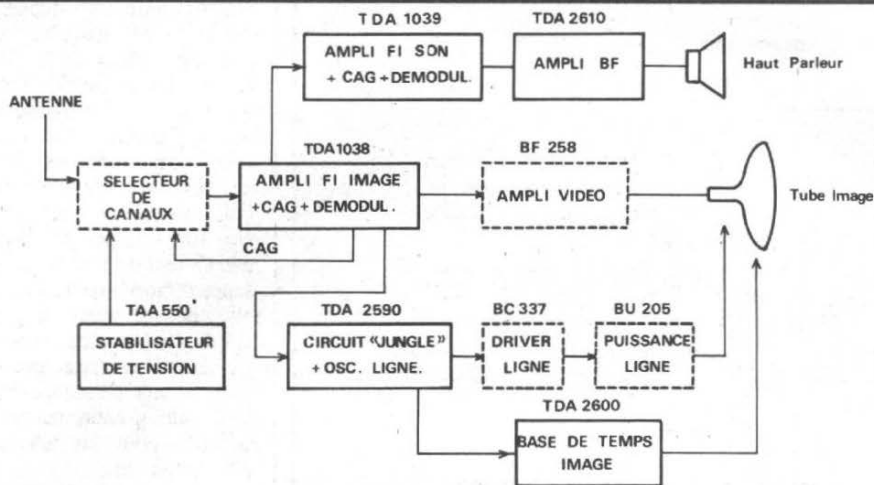


Fig. 3. - Schéma synoptique d'un téléviseur noir et blanc équipé de circuits intégrés.

L'intégration s'applique également économiquement aux étages amplificateurs de fréquence intermédiaire son et image. Sur les téléviseurs économiques, on rencontre souvent le TBA 400 qui réalise à lui tout seul l'amplification FI son. La démodulation est faite par une diode extérieure. Le même microcircuit, précédé par un étage à transistor, constitue l'amplification FI vision.

Des circuits intégrés ont fait leur apparition plus récemment (TDA 108, TDA 1052). Ils comprennent en plus : la démodulation vidéo, les amplificateurs de CAG, un préamplificateur vidéo... Ces circuits conviennent également pour les téléviseurs multistandards.

CIRCUIT « JUNGLE »

Une des parties du téléviseur où l'intégration a un grand intérêt est celle des étages séparateur et d'élaboration des signaux de synchronisation pour les bases de temps ligne et image. Des circuits intégrés, qui ont été baptisés « circuit jungle », vu leur complexité interne, réalisent sur un seul « chip » toutes les fonctions nécessaires à une bonne synchronisation (TAA 790). Des circuits plus récents, comme le TDA 2590, possèdent en plus le comparateur et l'oscillateur de lignes pour la commande d'étages de sortie à transistors ou à thyristors.

DECODAGE COULEUR

Des types spéciaux de circuits intégrés existent depuis plusieurs années pour le système PAL. Ils ont été étudiés principalement par des fabricants allemands (Valvo, Siemens...), pour leur propre consommation.

Les circuits intégrés pour le SECAM sont venus plus récemment, et Philips présente maintenant trois circuits intégrés (TCA 640, TCA 650 et TCA 660 B) qui comprennent à eux trois toutes les fonctions depuis le circuit « cloche » jusqu'aux étages de commande du tube trichrome,

que l'attaque se fasse en RVB ou en différence de couleur.

Associé à un quatrième circuit, le TBA 540 (régénérateur de sous-porteuse et démodulateurs synchrones), on peut réaliser toute la partie chrominance d'un téléviseur PAL/SECAM.

TELEVISEUR INTEGRE

En résumé, dans l'état actuel de la technique, un téléviseur peut être presque entièrement équipé de circuits intégrés.

Sur la figure 3 est représenté le schéma synoptique d'un téléviseur noir et blanc, employant des circuits intégrés disponibles. Il comporte six microcircuits et trois transistors, sans compter ceux du sélecteur de canaux.

Sur la figure 4 est représenté le schéma synoptique d'une platine de chrominance utilisant les trois circuits intégrés cités plus haut. A la sortie de la platine, les trois signaux doivent être amplifiés par 3 transistors pour l'attaque des 3 canons du tube trichrome. En effet, le circuit intégré amplificateur des signaux (R-Y), (V-Y) et (B-Y) ne donne en sortie que des valeurs crête à crête inférieures à deux volts, tandis que le tube trichrome demande des tensions de plusieurs dizaines de volts.

L'alimentation du téléviseur n'a pas été représentée sur les schémas synoptiques. Là aussi on pourrait aussi y rencontrer un circuit intégré, s'il s'agit d'une alimentation à découpage.

En ce qui concerne les circuits de commande par effleurlement ou de télécommande par infra-rouges, il existe aussi de nombreux circuits intégrés spéciaux.

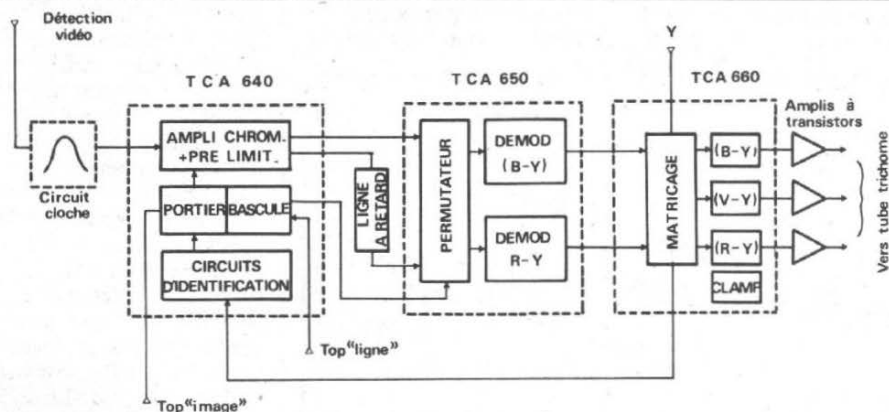
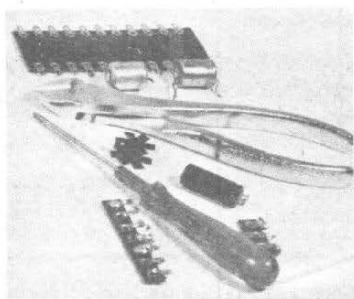


Fig. 4. - Schéma synoptique d'une platine de chrominance SECAM employant 3 circuits intégrés.

J. PATTE



ABC de L'ELECTRONIQUE

Circuits de préamplification B. F.

INTRODUCTION

La haute qualité (HQ) de reproduction BF peut être portée à un degré très élevé grâce aux nouveaux composants et aux excellents schémas mis à la disposition des techniciens professionnels et amateurs.

On peut réaliser actuellement des montages inédits, mais aussi des montages anciens, en utilisant des composants modernes, principale-

ment les circuits intégrés qui semblent avoir acquis, enfin, la faveur de la plupart des spécialistes constructeurs.

REPRODUCTION PANORAMIQUE

Voici pour commencer un montage assez curieux nommé « two Channel Panning Circuit », ce qui signifie : circuit de commande panoramique. Il s'agit en réalité d'un

montage comme celui représenté d'une manière simplifiée à la figure 1.

L'appareil ne possède qu'une seule entrée reliée à deux préamplificateurs de canal. Les sorties de ces préamplificateurs doivent être reliées à des amplificateurs distincts, se terminant par des haut-parleurs, disposés à une distance de quelques mètres l'un de l'autre comme en stéréophonie. On montre à la figure 2 le principe de l'installation matérielle de l'ensemble.

A l'entrée des préamplifica-

teurs A_1 et A_2 de la figure 1, on a disposé un potentiomètre P d'équilibre, analogue à ceux des chaînes stéréophoniques à deux canaux.

Le curseur de P est mis à la masse. La différence fondamentale avec la stéréophonie est que les entrées des préamplificateurs A_1 et A_2 sont réunies, par l'intermédiaire de R_a , R_b , R_c et R_d .

De ce fait, le signal produit par la source unique d'entrée parvient aux entrées de préamplificateurs A_1 et A_2 , mais grâce à P il est possible de

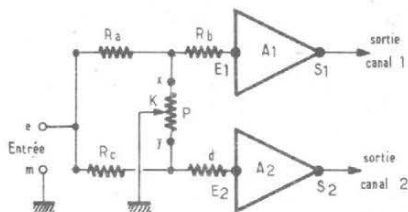


Fig. 1

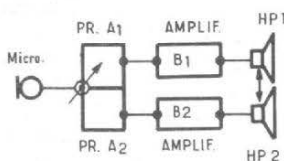


Fig. 2

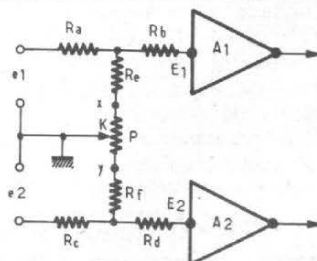


Fig. 3

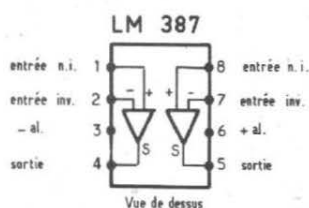
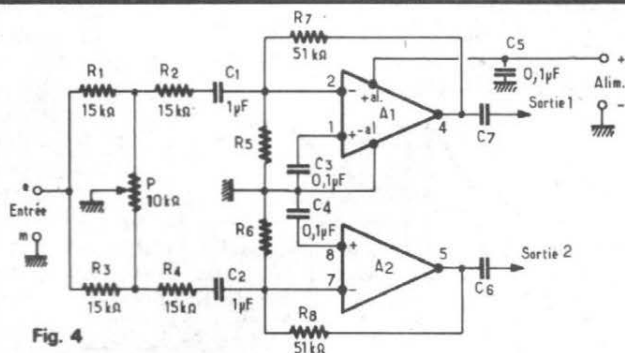


Fig. 5

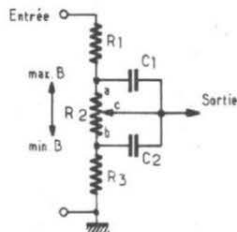


Fig. 6

faire varier le rapport des amplitudes des signaux appliqués à chacun.

En effet, si P est en x, aucun signal ne peut parvenir à l'entrée E_1 , car le point commun de R_a et R_b est à la masse. Grâce à R_a , l'entrée du signal n'est pas court-circuitée vers la masse.

La totalité du signal parvient à l'entrée E_2 . De la même manière, on verra que si le curseur de P est en y, aucun signal ne parvient à A_2 et la totalité du signal est appliquée à A_1 .

Si le curseur est au milieu de P (supposé linéaire), les deux entrées E_1 et E_2 recevront des signaux d'égale amplitude et en phase si A_1 et A_2 sont identiques.

Dans les positions intermédiaires, il y aura évidemment un dosage des signaux appliqués aux deux canaux. Revenons à la figure 2. Les préamplificateurs A_1 et A_2 sont suivis des amplificateurs B_1 et B_2 et des haut-parleurs HP1 et HP2.

Si les auditeurs sont placés devant les HP de gauche et de droite, on pourra réaliser pour eux un effet panoramique parfaitement efficace en agissant sur le potentiomètre P.

La source de signaux restera toujours immobile et pourrait être disposée n'importe où si elle ne doit pas être vue. Voici des exemples d'application du dispositif de commande panoramique.

1° On suppose qu'un orateur ou chanteur ou acteur de théâtre se trouve devant un microphone. Ce personnage « O » est confortablement

assis et dispose d'un microphone individuel qui le suit partout.

On veut donner à l'auditeur l'impression que « O » est à gauche. Il suffira de régler P en plaçant le curseur en x. Dans ce cas, le son proviendra de HPG et rien de HPD.

2° On veut avoir l'impression que « O » est à droite. Placer le curseur en y.

3° « O » doit se trouver, virtuellement, au milieu. On règle P en position médiane. Le son parviendra alors des deux HP en proportions égales.

4° Le personnage « O » doit « marcher » de gauche à droite, puis de droite à gauche, etc., tout en parlant ou en chantant. On règle P en tournant le curseur de x à y, puis de y à x et ainsi de suite.

Le dispositif panoramique proposé est applicable à d'autres cas, par exemple une troupe, un mouvement de foule, un véhicule (voiture, cheval, auto, tank, etc., etc.). Le bruit correspondant est toujours appliqué à l'entrée unique **em** du dispositif.

Cet appareil est utilisable pour la retransmission de scènes de théâtre, cinéma, actualités, TV et petits spectacles familiaux.

MONTAGES PRATIQUES

Si l'on possède une chaîne stéréo à deux canaux, avec entrées de microphones, il suffira d'abord de relier ensemble

les deux entrées. L'opérateur agira alors sur le potentiomètre d'équilibre comme on l'a indiqué plus haut. Il faut toutefois que ce potentiomètre permette de réduire jusqu'à zéro l'audition sur un des canaux lorsque le curseur est tourné à fond vers l'extrémité correspondante de la piste résistance.

Un exemple de montage de potentiomètre d'équilibre stéréo est donné à la figure 1. On suppose que des résistances de garde d'égale valeur sont intercalées aux points x et y comme on le montre à la figure 3.

Dans ce cas, si le curseur k est en x, R_e reste en circuit et le signal appliqué en E_1 n'est pas réduit à 0. Le remède est de court-circuiter R_e et R_f si cela est possible. Un appareil indépendant est réalisable (voir le schéma de la figure 4) d'après des documents National.

Comme on l'a vu plus haut, R_1 à R_4 servent à séparer les deux entrées des préamplificateurs A_1 et A_2 .

On a utilisé dans ce montage le circuit intégré LM 387 qui est un dispositif à deux amplificateurs identiques à faible bruit.

À la figure 5, on indique le branchement du boîtier rectangulaire à 8 broches, vu de dessus.

Une des sections se branche aux points (ou broches) 1, 2 et 4 et l'autre, aux points 5, 7, 8. L'alimentation se connecte avec le « + » au point 6, et le « - » à la masse, au point 3.

Les résistances R_7 et R_8 de 51 k Ω servent de boucle de

contre-réaction entre la sortie et l'entrée non inverseuse. C_3 et C_4 de 0,1 μ F relient les entrées non inverseuses à la ligne de masse et C_5 découple le « + » alimentation vers la masse et évite des oscillations aux fréquences élevées.

La valeur commune de R_5 et R_6 dépend de la tension d'alimentation adoptée.

Si le CI est du type LM 387, cette tension peut être comprise entre 9 et 30 V. Si l'on choisit le LM 387 A, la tension d'alimentation sera comprise entre 9 et 40 V.

CALCUL DES ÉLÉMENTS R ET C

La résistance de contre-réaction R_7 ou R_8 est déterminée par la relation

$$R_7 = R_8 = \left(\frac{V_s}{2,6} - 1 \right) R_5 \quad (1)$$

$$R_6 \leq R_5 \leq 240 \text{ k}\Omega, \quad (2)$$

valeur à ne pas dépasser.

Soit par exemple une tension d'alimentation $V_s = 12 \text{ V}$. La relation (1) donne

$$R_7 = R_8 = 3,61 R_5$$

Comme $R_7 = R_8 = 51 \text{ k}\Omega$, on trouve

$$R_5 = R_6 = \frac{51\,000}{3,61}$$

$$= 14\,127 \Omega \text{ ou } 15\,000 \Omega$$

en arrondissant, valeur inférieure à 240 k Ω , donc admissible.

D'autre part on donne également les relations suivantes :

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

$$= \frac{R_7}{3,41} = 15 \text{ k}\Omega$$

$$P = 0,707 R_1$$

$$= 0,707 \cdot 15 = 10 \text{ 605 } \Omega$$

que l'on arrondira à 10 k Ω .

Le gain en alternatif de chaque voie est

$$A_{VAC} = \frac{R_7}{R_1} = \frac{51}{15}$$

$$= 3,4 \text{ fois} \quad (3)$$

On peut aussi déterminer les capacités. On a :

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi f_0 R_5} \quad (4)$$

où f_0 est la fréquence limite inférieure (vers les basses) pour laquelle le gain est 0,707 fois le gain A_{VAC} (= gain en alternatif).

Dans notre cas, f_0 étant inconnue, déterminons-la en fonction de $R_5 = 15 \text{ 000 } \Omega$, $C_1 = 1 \mu\text{F}$. On trouve $f_0 = 10,61 \text{ Hz}$.

On peut aussi disposer à la sortie un condensateur C_5 (ou C_6) pour isoler A_1 ou A_2 de l'appareil qui sera placé à la suite.

La relation suivante donne :

$$C_5 = C_6 = \frac{1}{2 \pi f_0 R_L} \quad (4)$$

où R_L est la résistance d'entrée de l'appareil suivant. On prendra $f_0 = 10,61 \text{ Hz}$ éga-

lement et $R_L = 100 \text{ 000 } \Omega$ par exemple.

On trouve alors à l'aide de (4)

$$C_5 = C_6 = 0,15 \mu\text{F}$$

Comme les niveaux relatifs à 10,61 Hz, dus à C_1 ou C_2 et C_5 ou C_6 sont de 0,707, l'atténuation globale sera de 0,5 à 10,61, donc un gain de 0,5 A_{VAC} à cette fréquence.

La résistance d'entrée est de 4,83 R_1 soit 72 450 Ω lorsque le curseur k est au milieu et les gains sont réduits de -3 dB (0,707 fois la valeur maximum).

La résistance d'entrée est un peu plus petite, 3,41 R_1 soit 51 150 Ω lorsque le curseur k est à l'extrémité x ou y .

Pour obtenir une bonne symétrie des caractéristiques des deux canaux, adopter des résistances à $\pm 5\%$ de tolérance ou mieux.

En partant de V_s différente de celle choisie et en donnant à R_5 et R_6 des valeurs plus grandes, on pourra calculer les valeurs des éléments à l'aide des formules données plus haut.

COMMANDE DE TONALITÉ BASSES ET AIGUES A RÉSEAUX PASSIFS

Dans un précédent article paru dans le Haut-Parleur (15 avril 1977) on a donné le mode

de détermination de la commande classique active de tonalité avec contre-réaction (genre Baxandall) pour basses et aigües.

Cette commande est excellente, mais elle est inséparable de l'étage amplificateur qui suit le réseau RC de réglage. Il existe une commande de tonalité passive, ne comportant que des composants R et C , dont deux potentiomètres, bien connue de tous, mais dont le mode de détermination des éléments en fonction de différentes données, en particulier la fréquence de coupure, est rarement indiqué, même dans les meilleurs ouvrages traitant de la BF.

Le « tone-control » passif se compose de deux parties, celle destinée aux basses et celle destinée aux aigües. Les deux parties sont à sorties indépendantes que l'on peut réunir comme on le fait dans les mélangeurs.

Voici, à la figure 6, le schéma du circuit de tonalité basses (ou graves). Il est clair que la tension reçue à l'entrée est supérieure à celle de sortie.

Le circuit est donc atténuateur. L'atténuation est fonction des résistances R_1, R_2, R_3 et des capacités C_1 et C_2 .

Elle dépend de la fréquence en raison de la présence des capacités dont la réactance

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C}$$

est d'autant plus grande que f est faible. Autrement dit, l'influence des capacités est

diminuée à mesure que f diminue. Le potentiomètre R_2 doit être logarithmique. Dans ce cas, lorsque le curseur C est au milieu mécanique de sa course, la résistance R_{ac} entre le curseur et le point a doit être égale à $0,9 R_2$ et la résistance R_{bc} égale à $0,1 R_2$.

On peut voir sur la figure 7 les deux fréquences limites entre lesquelles s'exerce l'action du circuit de tonalité. On a évidemment $f_2 = 10 f_1$ donc entre f_1 et f_2 il y a une décade. Les ordonnées sont graduées en décibels, 5 dB par division. A partir de f_1 jusqu'à f_2 on a :

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi R_1 C_2}$$

$$= \frac{1}{2 \pi R_2 C_1} \quad (1)$$

ce qui implique que

$$R_1 C_2 = R_2 C_1 \quad (2)$$

D'autre part,

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi R_3 C_2}$$

$$= \frac{1}{2 \pi R_1 C_1} \quad (3)$$

ce qui implique que

$$R_3 C_2 = R_1 C_1 \quad (4)$$

On prendra

$$R_2 \geq R_1 \geq R_3 \quad (5)$$

Des égalités des produits RC, indiquées plus haut, on tire :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} \quad (6)$$

Si f_1 et f_2 sont données et que les résistances sont connues, on calculera les capa-

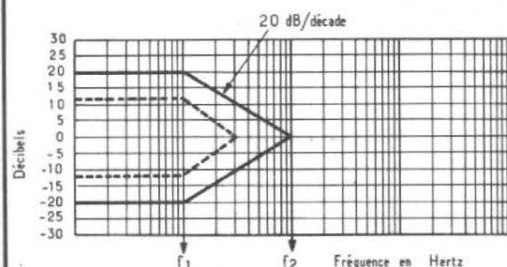


Fig. 7

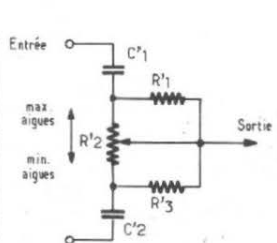


Fig. 8

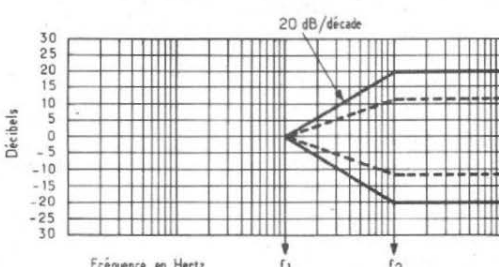


Fig. 9

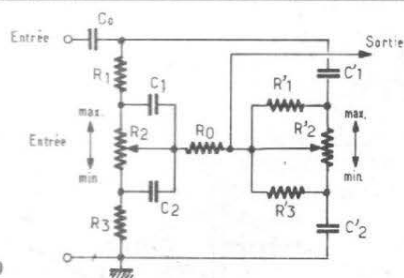


Fig. 10

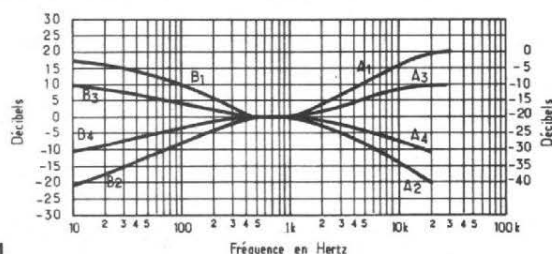


Fig. 11

MÉLANGEURS COMBINÉS AVEC CIRCUITS BF DIVERS

Des mélangeurs simples et parfaitement efficaces ont été décrits dans de précédents ABC.

Les plus simples peuvent être réalisés avec des résistances, des potentiomètres et éventuellement, avec quelques condensateurs d'isolation en continu.

On propose parmi les appareils commerciaux des mélangeurs impressionnants sur de grands pupitres et équipés d'un nombre imposant de boutons, de curseurs, de potentiomètres rectilignes, d'interrupteurs, de bornes de branchement et de cadrans d'instruments de mesure : galvanomètres ou indicateurs lumineux. Ce sont des appareils excellents !

Voici à la figure 12 un schéma fonctionnel d'un mélangeur complexe à six entrées et à circuits actifs complémentaires : tonaliseurs (à deux ou trois réglages) réverbération, sommateur principal, égaliseur de l'ensemble, amplificateur de lignes.

Cet appareil est établi pour six microphones distincts, mais on peut également l'établir pour plus de six entrées et pour d'autres sources de signaux que ceux captés par les microphones.

Dans le cas de ces capteurs de son, le circuit d'entrée est un préamplificateur de microphone.

Il faut donc six « unités » d'entrée comportant chacune les éléments suivants :

a) bornes d'entrée

cités d'après les relations déduites des précédentes,

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 R_1} \quad (7)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3} \quad (8)$$

Exemple numérique

Utilisons d'abord la relation (6) et écrivons que ces rapports sont égaux à 1/10,

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} = \frac{1}{10}$$

ce qui correspond à -20 dB.

Adoptons $f_1 = 50$ Hz, $f_2 = 500$ Hz et $R_2 = 100$ k Ω à variation logarithmique.

Si $R_2 = 100$ k Ω , on a évidemment $R_1 = 10$ k Ω et $R_3 = 1$ k Ω . Les capacités se déterminent à l'aide de l'une des relations 7 et 8. Par exemple (7) donne $C_1 = 31,8$ nF.

On prendra la valeur normalisée $C_1 = 33$ nF.

Comme $C_2 = 10 C_1$, il vient $C_2 = 0,33$ F.

Ce mode de calcul, d'une extrême simplicité, permet de choisir f_1 et f_2 et la variation de gain par décade. A noter que la décade est un intervalle de 10 fois et l'octave un intervalle de 2 fois (et non 8 fois !).

Circuit pour aigus

Le schéma du circuit de tonalité aigus est celui indiqué par la figure 8. Il y a toujours trois résistances (dont un potentiomètre logarithmique) et deux capacités. La disposition des éléments est toutefois différente, les capacités étant en série avec le réseau des résistances. Les courbes de réponse sont indiquées à la figure 9. On voit encore que $f_2 = 10 f_1$ pour réaliser un intervalle de 10 fois (décade). Le gain est de ± 20 dB.

On utilisera les relations suivantes :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$$

$$= \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (9)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (10)$$

$$R_2 > R_1 > R_3 \quad (11)$$

On en déduit :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_1} \quad (12)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 R_3} \quad (13)$$

Exemple numérique

Prenons $f_1 = 1000$ Hz et, par conséquent, $f_2 = 10\,000$ Hz. Le potentiomètre sera comme précédemment $R_2 = 100$ k Ω .

Pour obtenir un gain, ou une atténuation de 20 dB par décade, on prendra encore :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_1}$$

$$= \frac{C_1}{C_2} = \frac{1}{10} \quad (14)$$

ce qui donnera les valeurs des résistances :

$$R_1 = 10$$
 k Ω (15)

$$R_3 = 1$$
 k Ω (16)

Calculons C_1 par exemple. On trouve, d'après (12), $C_1 = 15,9$ nF, que l'on arrondira à 15 nF. De ce fait $C_2 = 10 C_1 = 0,15$ μ F.

Le montage complet basses et aigus

On le donne à la figure 10 et les courbes de réponse réelles (mesurées) à la figure 11.

Sur le schéma de la figure 10 on trouve deux composants nouveaux, C_0 et R_0 .

C_0 sert d'isolateur entre la sortie de l'étage précédent et la commande de tonalité.

R_0 sert de séparateur entre la commande de tonalité des basses et celle d'aigus.

Prendre R_0 égale à R_1 ou R_3 , dans le montage décrit $R_0 = 10$ k Ω .

C_0 se détermine comme un condensateur de liaison dans un étage amplificateur BF à résistances-capacités. Le calcul est classique. On se donne la fréquence f_0 à laquelle on admettra un « gain » de 0,707 fois le gain maximum. La résistance du circuit de tonalité sera $R_1 + R_2 + R_3 = R_{tot}$.

Dans ces conditions on aura :

$$C_0 = \frac{1}{2\pi f_0 R_{tot}} \quad (18)$$

Prenons $f_0 = 20$ Hz, $R_{tot} = 111\,000$ Ω . On trouve :

$$C_0 = 0,071$$
 μ F = 71 nF

Toute valeur supérieure conviendra encore mieux. On prendra $C_0 = 0,1$ μ F ou plus.

Les courbes en traits pleins des figures 7 et 9 représentent les positions extrêmes des curseurs des potentiomètres et les courbes en pointillés des positions intermédiaires.

Sur la figure 11, on a également représenté les courbes extrêmes et des courbes intermédiaires.

A noter que sur cette figure, on a gradué à gauche les ordonnées en prenant comme niveau zéro décibel la position « linéaire » des curseurs. A droite, on a pris comme zéro décibel les positions maxima. Cela correspond à la réalité car dans cette position l'atténuation due au « tonaliseur » est faible.

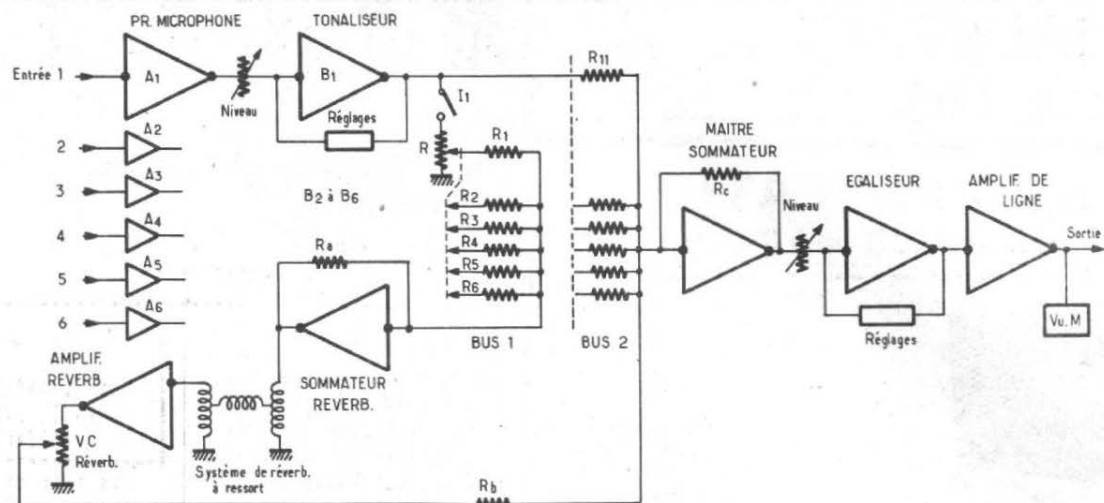


Fig. 12

PRÉAMPLIFICATEURS MICROPHONQUES

Actuellement on utilise deux sortes de microphones : à basse impédance de l'ordre de 200 Ω donnant un signal relativement faible de l'ordre de 2 mV, et les microphones à haute impédance de l'ordre de 20 k Ω donnant un signal élevé de l'ordre de 200 mV, comme un PU piézo ou céramique ou une sortie de détecteur radio.

La catégorie « basse impédance » se branche généralement à une entrée à impédance plus élevée par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur de tension. La catégorie « haute impédance » se branche directement.

Certains microphones sont « équilibrés » à deux fils de signal et un de masse. On peut les connecter directement ou par transformateur à prise

médiane au primaire, à un amplificateur.

Un transformateur de microphone doit être de haute qualité, donc généralement cher.

Voici d'abord, à la figure 13, un schéma d'amplificateur pour microphone à basse impédance de 200 Ω . On utilise un circuit intégré LM 381 A qui est à faible souffle et convient bien comme amplificateur microphonique. Le LM 381 A contient deux sections et il est monté dans un boîtier rectangulaire à 14 broches Dual in Line.

Il se branche de la manière suivante :

Alimentation unique
+ broche 9
— broche 4

Section 1

entrée + broche 1
entrée — broche 2
(entrées différentielles)
entrée — broche 2

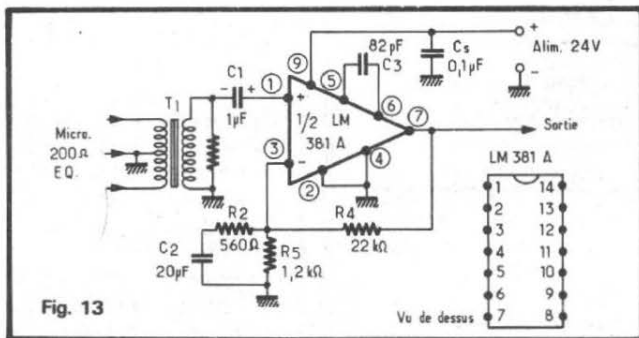


Fig. 13

entrée — broche 3
sortie broche 7
compens. externe
broches 5 et 6

Section 2

entrée + broche 14
entrée — broche 13
(entrées différentielles)
entrée — broche 12
sortie broche 8
compensation,
broches 10 et 11

Sur la figure 13 on a représenté un amplificateur utilisant la section 1. Les deux sections peuvent aussi convenir en stéréophonie ou dans des applications différentes. Le montage est assez simple. Le transformateur est de rapport 10 000/ 200 en impédance, ce qui donne un rapport de transformation de racine carrée de 50, égale à 7 environ.

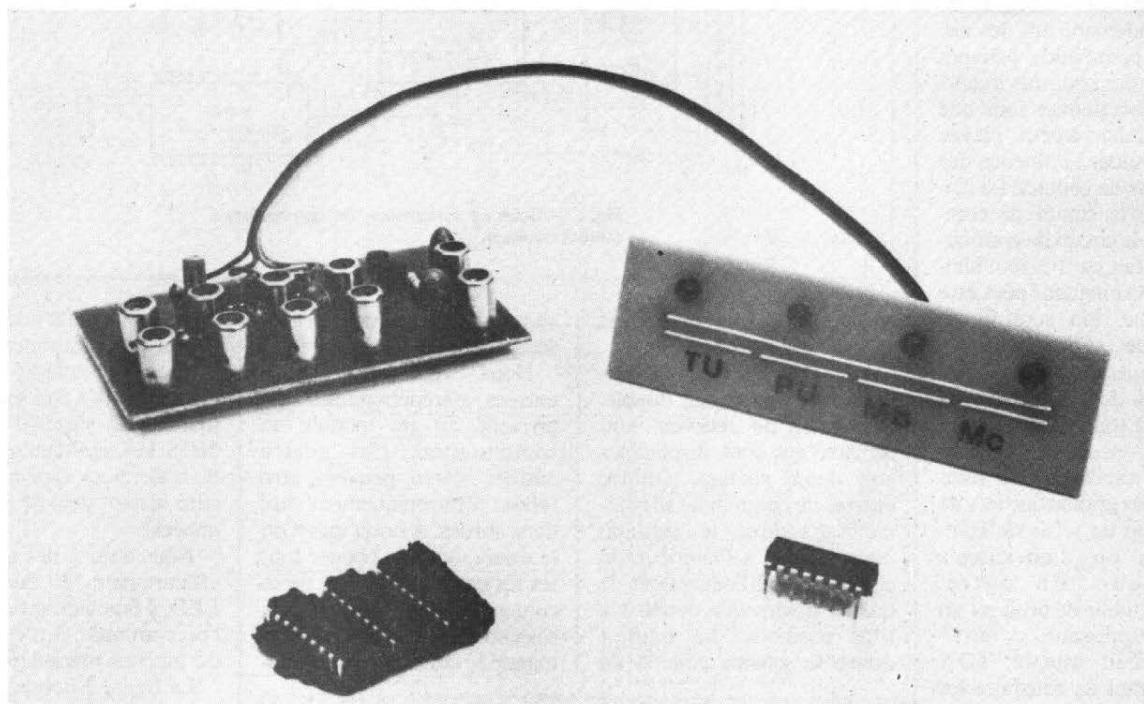
R₄ permet, en association avec R₂, R₅ et C₂, une contre-réaction de correction avec réduction de la distorsion (0,1 % seulement).

La compensation est réalisée avec C₃ de 82 pF.

Le bruit est représenté par — 69 dB au-dessous de 2 mV à l'entrée prise comme point de référence.

On obtient un gain égal au rapport R₄/R₂ = 22 000/ 560 = 38,28 fois. En multipliant par le gain du transformateur, 7 fois, on obtient 275 fois, ou 48 décibels environ.

SELECTEUR D'ENTREE



A COMMUTATION STATIQUE POUR AMPLI HI-FI

LA commutation statique de tensions audiofréquences signifie la suppression de tous les problèmes de qualité de contacts, que ce soient les contacts d'un commutateur ou ceux d'un relais électromagnétique. Nous proposons ici l'utilisation d'un nouveau circuit intégré de Siemens TDA 1195.

LES SYSTÈMES POSSIBLES

La commutation d'entrées audio par diodes est connue depuis pas mal de temps et de

nombreux constructeurs y font appel.

Cette commutation fait appel à des diodes classiques que l'on polarise dans le sens conducteur pour faire passer l'information audio superposée au signal de commande et dans le sens inverse pour bloquer l'information. On utilise pour ces commutations la faible résistance dynamique de la diode. Cette résistance est non linéaire, mais comme sa valeur est faible, et que la charge du circuit est importante, nous avons une sorte de diviseur potentiométrique composé d'une résistance très faible et non linéaire et de la

charge. Si la charge est suffisamment importante, les non linéarités de la diode seront pratiquement nulles. Usuellement, il est possible d'atteindre de très faibles taux de distorsion avec ce type de commutation.

Plus récemment, on a vu apparaître des commutateurs statiques. On connaît les circuits CMOS utilisés pour les signaux digitaux, circuits porte ou de multiplexage, et les transistors à effet de champ. Plus récemment, on a vu apparaître des circuits de commutation statique spécialement adaptés aux circuits audio. Les amplificateurs HiFi sont stéréophoniques, ce qui

exige une commande unique pour deux portes. La réalisation que nous proposons ici est basée sur le circuit intégré de commutation statique TDA 1195 de Siemens, circuit disponible chez les distributeurs de la marque. Ce circuit n'est pas le seul existant à l'heure actuelle, RTC en propose sur son catalogue.

AVANTAGES DE LA COMMUTATION STATIQUE

Les avantages de la commutation statique sont nombreux. En voilà quelques uns :

installation des circuits de commutation à l'endroit où cette commutation doit s'effectuer. Il n'y a plus besoin d'avoir de longues connexions. Le vieillissement est pratiquement nul, les circuits de commande peuvent véhiculer des courants importants et fonctionner sous une tension relativement élevée afin d'éliminer l'influence des résistances de contact. La liaison entre le circuit de commande et le circuit de commutation se fait par fils non blindés dont la longueur peut être quelconque. Un seul fil de commande suffit pour les deux circuits stéréophoniques. Possibilité de commande par système à touches à effleurement. L'encombrement du montage est faible, sa complexité plus grande que lors de l'utilisation de relais de commutation ou d'un simple contacteur. En outre, l'absence totale de bruit est un facteur intéressant.

Le circuit intégré TDA 1195 permet de satisfaire les exigences de la commutation statique de signaux audio. Parmi les avantages évoqués par le fabricant nous noterons, outre les points évoqués ci-dessus la forte atténuation de diaphonie entre les entrées et les sorties, la possibilité de tension d'entrée élevée (6 V eff) la protection contre les rayonnements parasites HF, protection due à l'absence de diodes dans le circuit. Le taux de distorsion est très faible ; le constructeur donne une valeur typique de 0,05 %, nous avons effectué quelques mesures sur le circuit qui confirment cette donnée.

Nous avons évoqué dans notre numéro 1399, page 296 et la suite, les possibilités d'utilisation de circuits intégrés de commande par touches à effleurement pour la commutation de tension audio à la place de la tension d'accord des diodes. Nous avons alors une limitation due au « slew rate » des circuits amplificateurs situés à l'intérieur du montage. Ici, la limitation a disparu et ce cir-

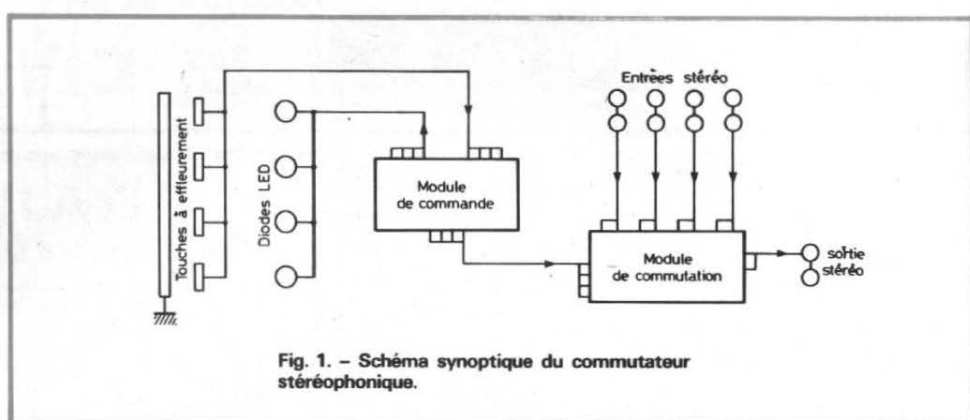


Fig. 1. - Schéma synoptique du commutateur stéréophonique.

cuit passe allègrement ses 20 kHz, sans problème.

Le TDA 1195 est un quadruple commutateur double. Il permet de recevoir huit signaux qui sont disponibles sur deux sorties. Quatre entrées de commande se chargent d'assurer le contact. Nous avons, à l'intérieur du circuit intégré l'équivalent de quatre inverseurs doubles à trois positions. La figure 1 donne le schéma général du

commutateur que nous proposons.

Nous avons donc quatre entrées stéréophoniques qui arrivent sur un module de commutation. Ces quatre entrées stéréo peuvent être reliées électroniquement aux deux sorties. A noter que si on le désire, on peut couper toutes les entrées, le circuit ne se contente donc pas d'assurer la sélection. Nous avons commandé le circuit de commu-

tion par un circuit intégré pour touches à effleurement.

Ce circuit intégré est l'un des premiers à être sorti sur le marché, il s'agit d'un SAS 560 S, le S signifiant qu'il s'agit de la dernière version, la plus sûre (datant déjà de plusieurs années).

Nous aurons des touches à effleurement et des diodes LED, il faut bien savoir ce que l'on commute, il n'y a pas ici de touches mécaniques.

La figure 2 donne la configuration du circuit intégré.

Les entrées de commande sont les bornes 3 et 8 pour les commutateurs du haut, 16 et 17 pour les circuits du bas. Chaque circuit dispose d'un transistor à effet de champ fonctionnant en tout ou rien (ou résistance variable) et pouvant soit être conducteur soit isolant. La commande se fait par l'intermédiaire d'un circuit de commande qui délivre des tensions de commande entraînant les deux états. La transition entre les états se fait rapidement, même si la tension de commande varie lentement. Il n'y a donc pas de possibilité de passage lent d'une entrée à l'autre (fondu enchaîné par exemple). Les transistors à effet de champ sont montés par paire avec une sortie commune.

Nous avons ici les deux paires supérieures qui sont couplées et sortent en 4 et 2 et les deux inférieures en 15 et 18. Pour l'utilisation en stéréophonie avec quatre entrées, les paires de sortie sont couplées deux à deux.

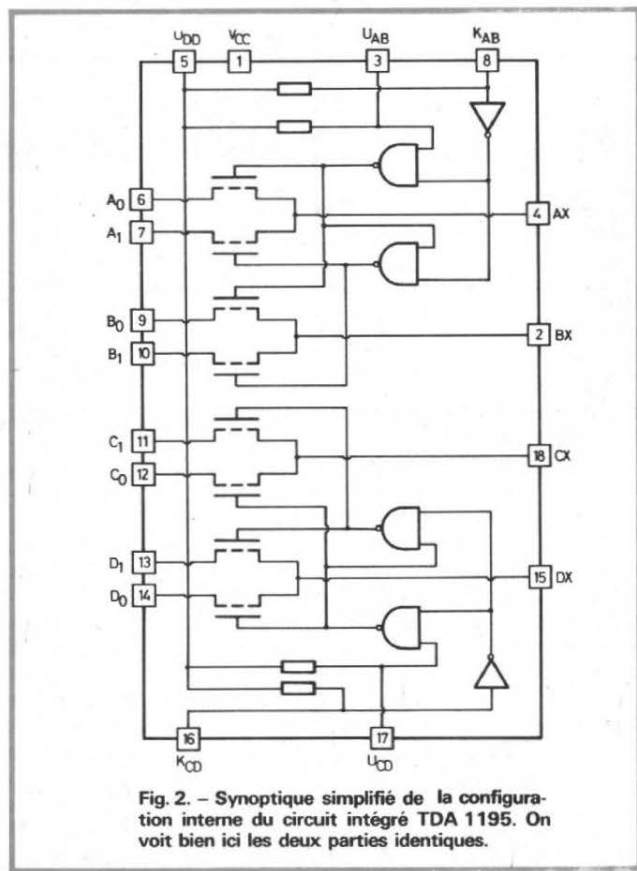
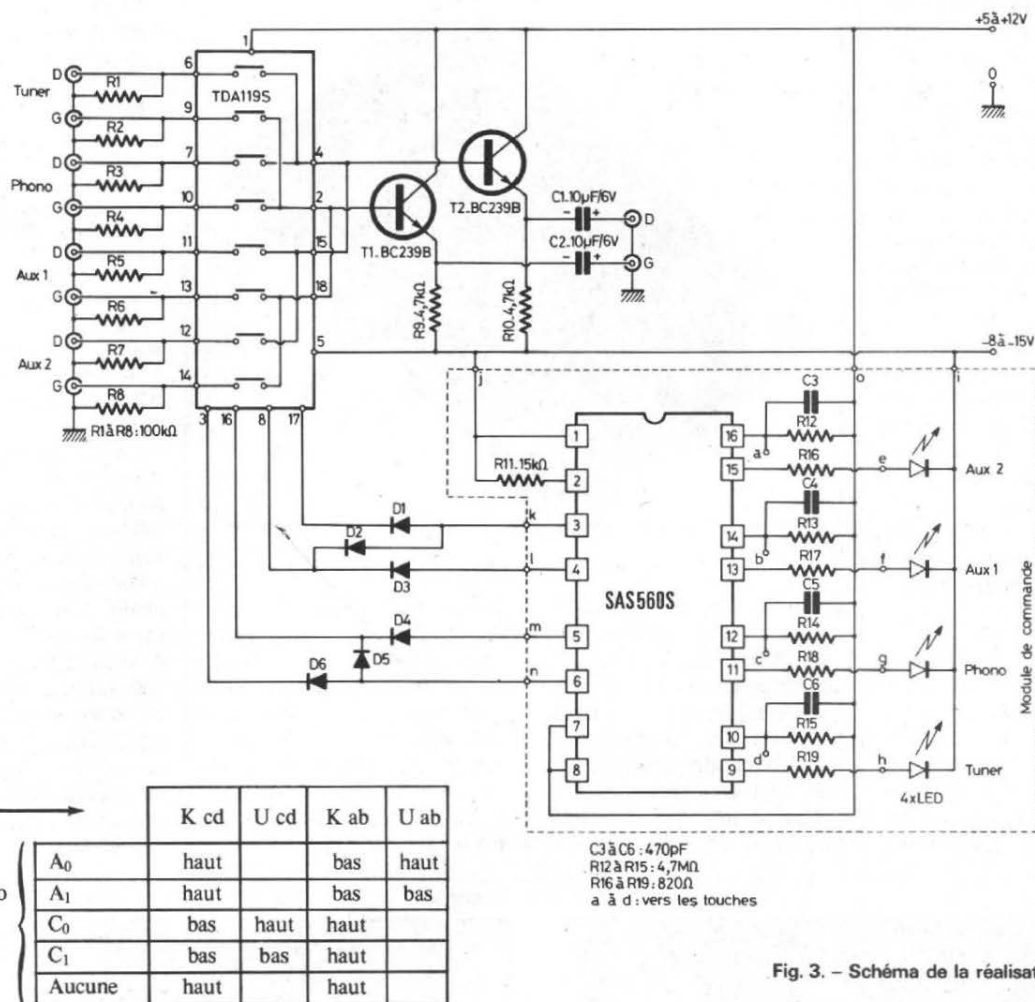


Fig. 2. - Synoptique simplifié de la configuration interne du circuit intégré TDA 1195. On voit bien ici les deux parties identiques.



Les bornes 3 et 8 reçoivent les ordres. Lorsque la tension appliquée sur K est positive (V_{cc}) les transistors à effet de champ sont isolants, quelle que soit la tension appliquée sur K. Lorsque U est positif, les entrées marquées 0 sont conductrices, les entrées 1 isolantes, lorsque U est au potentiel bas, les entrées 1 sont conductrices, les entrées 0 isolantes.

Le tableau 1 donne les conditions à respecter pour assurer les fonctions requises par notre utilisation particulière.

C'est la table de vérité de notre système. Nous avons quatre entrées pour les instructions de commandes, elles seront attaquées par le circuit

de touch-control qu'il faudra faire suivre d'une logique simple, le circuit n'étant pas exactement prévu pour le cas d'application présent. La possibilité de coupure totale permet d'associer plusieurs TDA 1195 pour d'autres applications.

SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe est donné figure 3. L'encadré est constitué du module de commande.

Les ordres sont émis entre les entrées a, b, c, d, du circuit imprimé (bornes 10, 12, 14, 16

du circuit SAS 560 S) et le moins de l'alimentation. Le faible courant passant dans le doigt suffit à commander le circuit. Les condensateurs C_3 à C_6 sont destinés à améliorer la réjection vis-à-vis des parasites. Les résistances de 4,7 Mégohms branchés en parallèle sur les condensateurs mettent les entrées à une tension positive de polarisation. Les sorties 9, 11, 13, 15 du circuit délivrent une tension destinée à l'affichage de l'entrée en service. Les résistances assurent la limitation du courant dans les diodes. Ces diodes peuvent être remplacées par des ampoules de 50 mA/24 V.

L'alimentation du montage exige une explication. Nous

avons représenté ici une masse et deux tensions d'alimentations qui ne sont pas symétriques. Cette dissymétrie est due à la structure interne du circuit de commutation. La tension d'alimentation du TDA 1195, c'est la même que la tension d'alimentation du SAS 560 S. L'alimentation se fera avec une double régulation par diodes zener si l'alimentation de l'amplificateur associé aux circuits est symétrique, ou avec un pont de résistance shunté par condensateurs dont le point commun sera relié à la prise de masse des prises. Les commutateurs de TDA 1195 admettent aussi bien le courant continu que l'alternatif, nous avons ici éliminé les

condensateurs de liaison et assuré la polarisation des transistors de sortie.

Les sorties du circuit de commande sont reliées à des diodes. Le circuit intégré SAS 560 S a la particularité de posséder un circuit de priorité commutant l'un des canaux aussitôt après la mise sous tension. Nous avons choisi de lui faire commander le passage du signal radio, ce dernier appareil débitant en principe en permanence un programme. Ainsi, dès la mise en service de la chaîne, on disposera d'un signal sonore musical ou parlé. Les diodes assurent la commutation suivant la table de vérité. Dans un cas il fait ouvrir tous les commutateurs du bas, dans l'autre, ceux du haut, ce qui se fait par les entrées K 8 et 16. Ce sont les diodes D_2 , D_3 et D_4 et D_5 qui constituent une porte où D_1 et D_6 orientent le commutateur.

Chaque entrée dispose d'une résistance de polarisation, l'appareil placé en amont ne laissant pas obligatoirement passer de composante

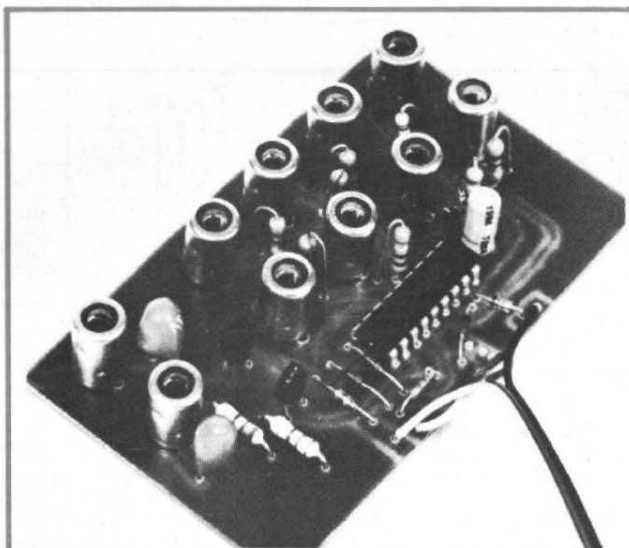


Photo A. - Circuit imprimé de commutation. Il rassemble les prises et le circuit.

continue. Nous supposons qu'aucune composante continue n'est superposée au signal, ce qui est le cas de la grande majorité des sources. Dans le cas contraire, il conviendra de réaliser une liaison par condensateur.

Les sorties du commutateur sont chargées par un

étage adaptateur d'impédance. Cet étage est directement polarisé par l'entrée, aucun condensateur de liaison n'est nécessaire. Comme il y aura toujours un des commutateurs de fermé, il n'y a pas de problème de polarisation.

Les sorties se font sur les prises reliées aux condensa-

teurs de sortie. Ces prises peuvent être reliées aux entrées d'un magnétophone. Attention aux accrochages si le même magnétophone est relié à l'une des entrées.

RÉALISATION

Le schéma est très simple, la complication étant celle due à la présence d'un certain nombre de prises stéréophoniques.

La réalisation sera faite sur deux circuits. Le circuit de commande pourra être installé en façade d'un appareil alors que le circuit de commutation comportant aussi les prises sera installé directement sur les prises. Le circuit de commande pourra être installé sur la plaque comportant les touches à effleurement et les diodes. Le circuit des prises et de commutation sera installé parallèlement à la face arrière, les prises étant disposées en face des trous du pan-

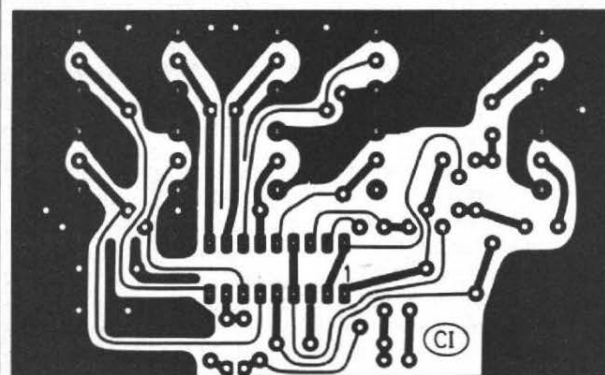


Fig. 4. - Circuit imprimé du module de commande.

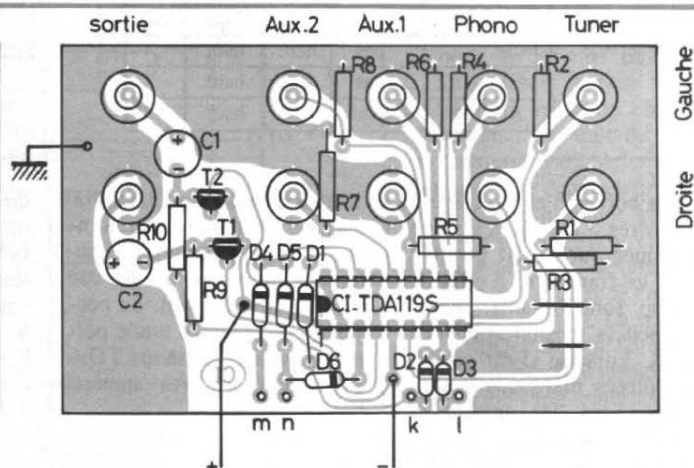


Fig. 5. - Câblage du module de commande.

Liste des composants

Résistance 1/4 W 5 % à couche

R_1 à R_8 : 100 k Ω

R_9 , 10: 4,7 k Ω

R_{11} : 15 k Ω

R_{12} à 15: 4,7 M Ω

R_{16} à 19: 820 Ω à 2,2 k Ω

Condensateurs

C_1 , C_2 chimiques 10 μ F 25 V.

C_3 à C_6 céramique 470 μ F

Diodes

D_1 à D_6 1N 914 ou autres LED quelconque, rouge, vert ou jaune.

Circuits intégrés

TDA 1195 distributeurs Siemens

SAS 560S distributeurs Siemens.

Divers

10 prises Cinch pour circuit imprimé.

T_1 , T_2 , transistors BC109, 549, 239 etc. C (grand gain)

Circuits imprimés.

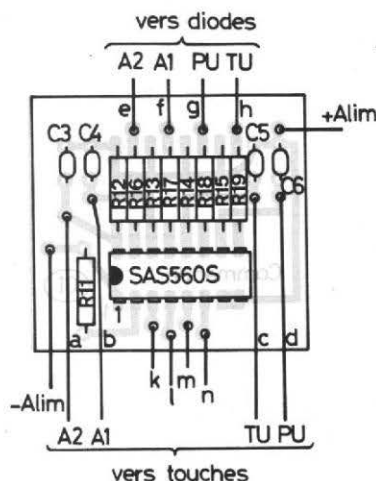


Fig. 6. - Circuit imprimé du module de commutation.

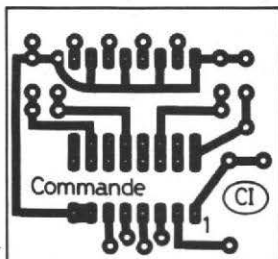


Fig. 7. - Câblage.

recommandons l'utilisation de fils de couleur qui faciliteront le repérage et éviteront des erreurs.

Le petit circuit de commande peut directement être monté sur le circuit de commande en s'aidant uniquement des fils de câblage entre le panneau avant et le circuit. Du fil téléphone de 5/10^e suffit si l'amplificateur n'a pas à supporter de gros chocs.

Un détail, le TDA 1195 n'assure pas la correction RIAA, le commutateur est prévu uniquement pour des signaux à niveau relativement élevé, de l'ordre de la centaine de millivolts.

PERFORMANCES

Nous avons effectué quelques mesures utiles pour ce genre d'appareil.

Le taux de distorsion mesuré pour une tension de 3 V efficaces est inférieure à 0,02 % à toutes les fréquences de 100 Hz à 10 kHz, nous n'avons pas été au delà de ces fréquences. Le bruit de fond, entrée ouverte, est de - 90 dBm, ce qui fait, pour la tension d'entrée de 3 V un rapport signal sur bruit de 103 dB (mesure non pondérée). Entrée fermée sur une résistance de 600 Ω , nous avons mesuré un rapport signal sur bruit de 113 dB, toujours sans filtre de pondération.

La diaphonie est excellente, à 1 kHz, elle est supérieure à 103 dB, entrée fermée sur 600 Ω , 81 dB entrée ouverte.

A 10 kHz, nous avons encore 96 dB, entrée fermée sur 600 Ω et 56 dB entrée ouverte.

Nous avons donc avec ce commutateur des performances dignes d'intérêt et justifiant parfaitement son emploi dans le cadre d'une installation HiFi. Bien entendu, pas question de faire passer des signaux forts, la résistance du transistor de commutation est de 300 Ω environ lorsque le commutateur est en service. La puissance admise par

l'intermédiaire d'une résistance de 1 Megohm. Un bracelet métallique passé au bras fera l'affaire. Moyennant quelques précautions de manipulation, le circuit supportera très facilement d'être monté. Nous avons pris de moindres précautions, les circuits se comportent encore parfaitement.

La réalisation des circuits imprimés peut se faire par une méthode chimique classique ou par circuit gravé mécaniquement, la miniaturisation relative des circuits n'est pas suffisante pour rendre la seconde méthode impossible.

Pour le câblage, nous

ses qui doivent être suffisamment espacées pour être accessibles. Ces prises sont ici des modèles coaxial type CINCH prévues pour être directement montées sur circuit imprimé. On pourra, si on le désire faire appel à des prises DIN pour circuit imprimé.

La figure 8 donne le raccordement entre les circuits. Le TDA 1195 est du type MOS, c'est donc un circuit relativement fragile vis à vis des charges statiques. On les évitera soigneusement en mettant le fer à souder à la masse du circuit au moment de la soudure. Une bonne précaution est de se relier directement au fer par

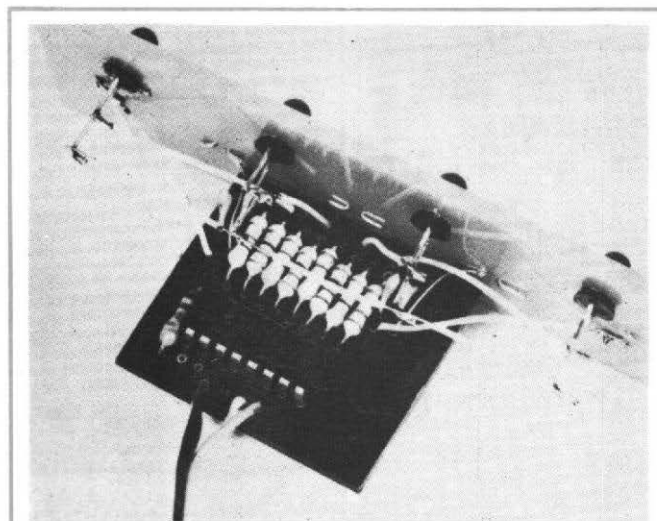


Photo B. - Panneau de commande et circuit imprimé.

neau. Les composants ont une épaisseur de l'ordre de celle des prises, l'installation ne posera pas de problème. Entre le circuit de commande et celui de commutation, un cordon de 6 fils assurera la transmission des informations et l'alimentation du circuit.

Une seule précaution : relier la masse de l'ampli à la masse des prises, attention à l'alimentation. Les composants sont des modèles classiques, circuits intégrés mis à part.

Nous avons réalisé le panneau de commande sur une plaquette de plexiglas coloré, les électrodes de commande sont réalisées dans un fil étamé de 10/10^e. Le fil est en cuivre, la soudure se fait facilement, attention, il ne faut pas traîner, la matière plastique étant sensible à la chaleur. Les diodes sont enfoncées à force (ou collées dans les trous. Les inscriptions sont réalisées par lettres transfert recouvertes d'un vernis.

Les circuits imprimés sont donnés avec les implantations figures 4 et 5 pour le module de commutation, 6 et 7 pour celui de commande. On notera la simplicité de ce dernier. Le circuit de commutation est un peu plus complexe que le précédent, les dimensions relativement importantes sont imposées par les pri-

CONTROL DATA

premier constructeur mondial
de super ordinateurs
forme dans son institut de Paris

PROGRAMMEURS

en 19 semaines

TECHNICIENS DE MAINTENANCE

en 26 semaines

Pour conditions et dates d'interviews

Appelez dès maintenant M. Harby

au 583.46.72 (en P.C.V. de province)

Vous pouvez aussi lui écrire ou venir nous voir

Documentation sur simple demande



INSTITUT PRIVÉ CONTROL DATA

46, rue Albert - 75013 PARIS

A partir du 1^{er} Octobre 77

19, rue Erard - 75012 PARIS

TEL 340.17.30

Monsieur Harby

Veuillez m'envoyer, gratuitement et sans engagement

votre brochure sur l'Institut

Prénom

Nom

Adresse

Profession

Age



CANNES LA BOCCA - 28, bd du Midi

T. 47-44-30

BEAULIEU - Nouveau Port - T. 01-11-83

BARLOW - WADLEY XCR-30

RÉCEPTEUR DE « TRAFIC »
PROFESSIONNEL
AM - USB - ISB - CW - RTTY



30 gammes de 500 KHz à 30 MHz. 1 MHz par gamme, précision ± 5 KHz lecture au KHz près : Stabilité "un roc" celle d'un quartz !

Il vous permettra l'écoute du trafic international, amateur, maritime, telex, talky-walky, WWV etc.

L'ONDE MARITIME

28, bd. du Midi, CANNES LA BOCCA - Tél. 47-44-30

DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE
sur récepteur BARLOW

(Joindre 1 F timbre poste)

NOM

ADRESSE

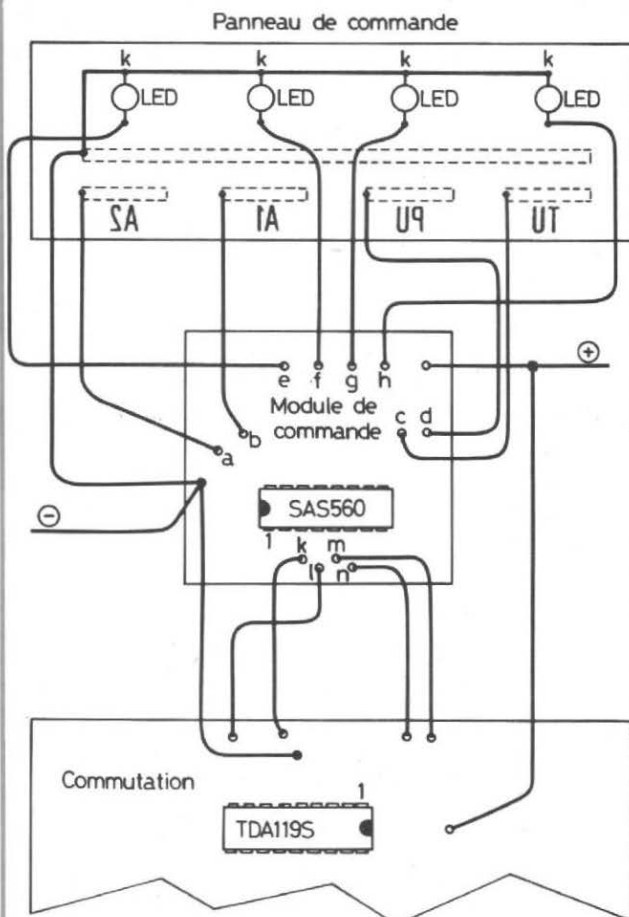


Fig. 8. - Raccordement des modules.

entrée est de 50 mW, ce qui autorise le passage d'un courant de 13 mA.

Pour le taux de distorsion, nous devons rappeler qu'il dépend de la polarisation. Avec une polarisation à mi-tension d'alimentation, nous avons un taux de distorsion de l'ordre de 0,035 % ; pour que la distorsion soit minimale, nous avons porté la masse aux deux tiers de la tension d'alimentation (15 V entre la tension Drain V dc) et la masse, 5 V entre l'alimentation et la masse (masse des prises d'entrée).

performances sont excellentes. Le prix de revient de l'installation telle que nous l'avons représentée est inférieure à son équivalent à relais mais un peu plus onéreux qu'un système à diodes de commutation plus long à cabler sans doute. Si vous vous êtes construit un amplificateur, voilà une modification doublement intéressante, d'abord pour la commutation statique d'autre part pour la commande par touche à effleurement, sans parler de l'affichage de l'entrée en service à diode LED.

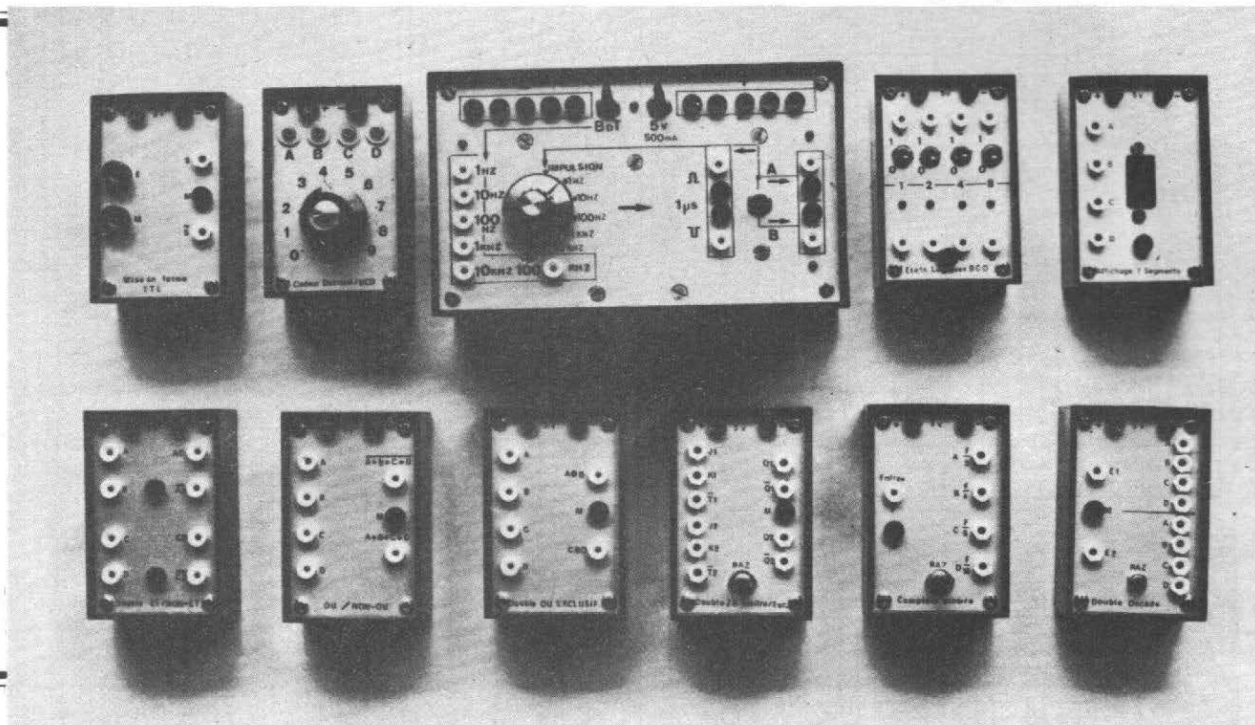
Un circuit intégré qui promet et qui n'est pas seulement réservé aux applications audio.

CONCLUSIONS

Ce type de commutateur se prête bien à des réalisations grand public de qualité. Les

Etienne LEMERY

Réalisation d'un ensemble modulaire pour tests digitaux, ou...



LA LOGIQUE MISE EN BOÎTE

(suite et fin, voir N° 1604)

POURSUIVANT notre description de sous-ensembles modulaires, et pour en terminer, car, en ce domaine, on ne saurait être exhaustif, nous aborderons deux nouveaux et derniers modules :

- un codeur décimal-binaire
- un dispositif de mise en forme TTL

En outre, et suivant l'avis de quelques lecteurs, nous proposerons une modification du module central afin de l'équiper d'une base de temps à quartz.

Nous citerons, enfin un certain nombre de circuits qui pourraient être mis en boîte pour la convenance de l'expérimentateur logique.

MODULE 9 CODEUR DECIMAL/BINAIRE

S'agissant, par exemple, de vérifier le fonctionnement d'un système d'affichage ou de générer un état BCD à

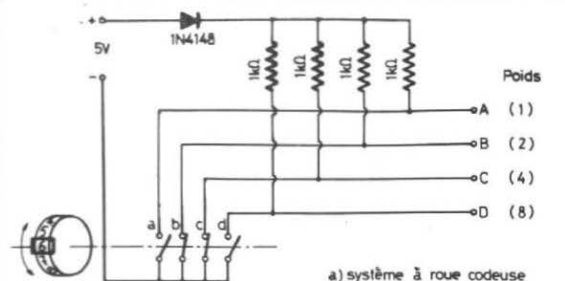
4 bits, sans passer par la manipulation des inverseurs du module 1 (Etats logiques), l'utilisation d'un codeur décimal/binaire BCD est bien utile.

Cet appareil comporte donc un commutateur à 10 positions (de 0 à 9) et 4 bornes de sorties A, B, C et D de poids respectif 1, 2, 4 et 8.

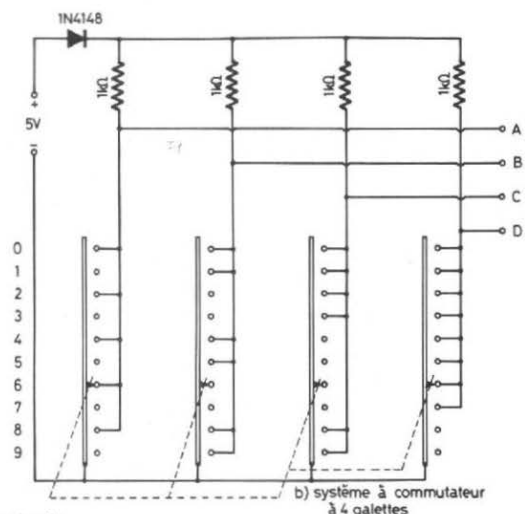
Il existe plusieurs façons de générer ces états par commutation. Nous avons réuni les schémas les plus connus sur la figure 1, afin d'offrir au lecteur qui disposerait des

moyens appropriés, et qui ne se limiterait pas à un volume réduit, de choisir une autre solution que celle que nous avons retenue.

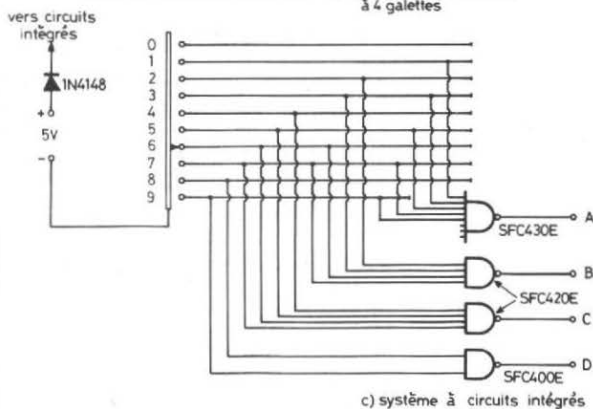
En (a) on présente le système dit à roue codeuse. Il s'agit d'un dispositif de commutation manœuvrable du bout de l'index sur un tambour qui fait apparaître, dans une fenêtre, un chiffre de 0 à 9. Corrélativement, l'axe de ce tambour entraîne un système à cames ou à curseurs qui ouvrent ou ferment chacun des quatre interrupteurs a, b,



a) système à roue codeuse



b) système à commutateur à 4 galettes



c) système à circuits intégrés

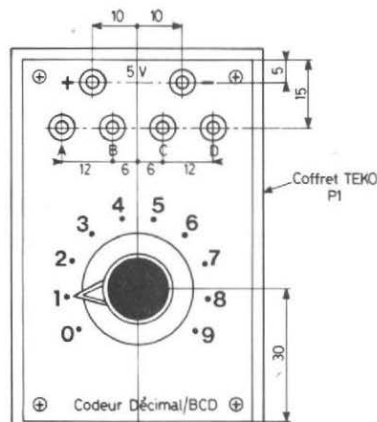


Fig. 2. - Solution retenue utilisant une matrice à diodes.

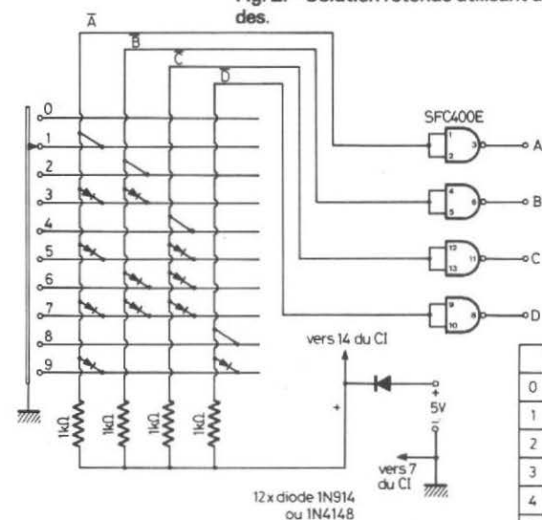


Fig. 1. - Quelques dispositifs de codage décimal/binaire BCD :

- a) Système à roue codeuse
- b) Système à commutateur à 4 galettes
- c) Système à circuits intégrés

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

c ou d de façon à présenter en A, B, C, D, les états correspondant à la valeur binaire du chiffre choisi. Si l'un des interrupteurs est fermé, la sortie qu'il commande est réunie au commun, c'est-à-dire au zéro logique. Dans le cas contraire, cette sortie est réunie au + 5 V à travers une résistance de 1 kΩ, ce qui équivaut au 1 logique. Ainsi, au nombre 6, qui s'exprime en binaire par 0110, correspond la fermeture de b et c et l'ouverture de a et d.

L'utilisation d'une roue codeuse ne nécessite que qua-

tre résistances, c'est donc une solution particulièrement simple. C'est, malheureusement, un article peu répandu et relativement cher, dont l'encombrement, bien que réduit, ne permet tout de même pas son montage dans le boîtier Teko P/1, que nous avons adopté. Par ailleurs, en cas de difficulté, il n'est pas envisageable d'effectuer une intervention de dépannage sur une roue codeuse.

Sur la figure 1 (b), nous présentons un système plus banal utilisant un commutateur

rotatif 10 positions et 4 galettes que l'on pourra facilement se procurer chez la plupart des revendeurs. Le fonctionnement est simple à comprendre puisque chaque curseur est réuni à l'une des quatre sorties. Comme dans le cas précédent, si le contact est établi entre cette sortie et le commun, on obtient un 0, et un 1 dans le cas contraire.

On peut évidemment faire remarquer, sur ce système comme sur le précédent, que le débit de l'alimentation 5 V est sensiblement proportion-

nel au nombre de sorties réunies au commun. Ce courant « inutile » peut atteindre 20 mA lorsque le chiffre 0 est codé. Ce n'est, cependant pas un argument suffisant pour en rejeter l'utilisation.

Mais bien que séduisant par son faible coût, ce système est, lui aussi, assez encombrant et quatre galettes empilées sur un mécanisme, même subminiature, ne répondent pas aux spécifications de notre gabarit.

En fait, il n'est guère possible de prendre plus d'une galette, et c'est pourquoi, en

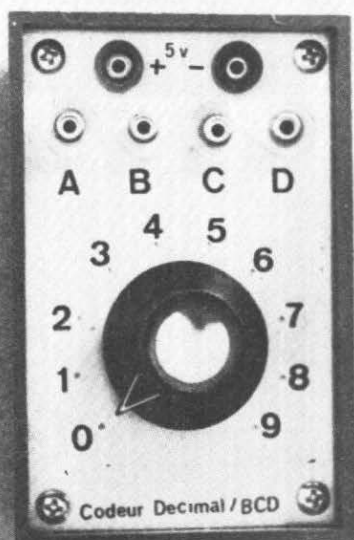


Photo A. - Module 9. - Codeur décimal / BCD.

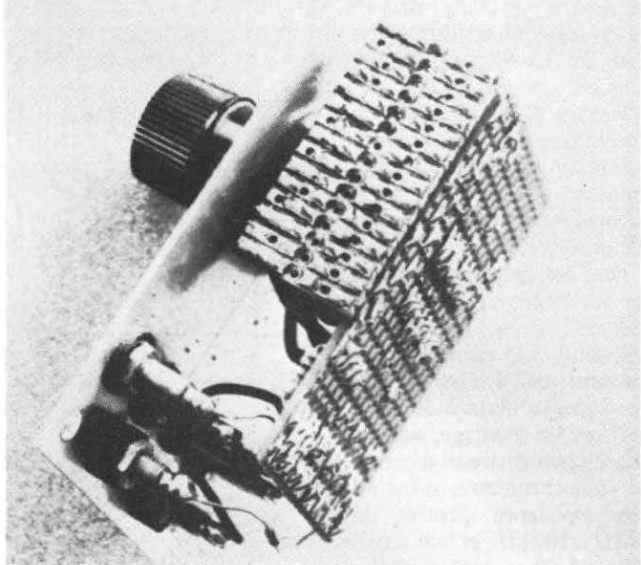


Photo B. - Détail du montage des plaquettes sur le module 9.

une première version, nous avions songé à utiliser le dispositif présenté sur la figure 1 (c) qui fait appel à un peu de logique.

On sait, en effet, que lorsque toutes les entrées d'une porte NAND sont en l'air, cela équivaut à leur appliquer un 1 et l'on obtient en sortie un 0 logique. De même, si l'une quelconque des entrées est réunie au commun, la sortie passe alors à 1. Cette disposition présente l'avantage d'être à faible impédance de sortie et en parfaite comptabilité TTL.

Pour obtenir quatre sorties distinctes, il fallait quatre portes correspondant, au mieux, à trois circuits intégrés :

- un SFC430E, simple NAND à 8 entrées, dont 5 sont utilisées pour A,
- un SFC420E, double NAND à 4 entrées, complètement utilisées pour B et C,
- un SFC400E, quadruple NAND à 2 entrées, dont une porte est utilisée pour D.

Après maquette, il s'est avéré que, si cette solution était possible pour l'encombrement, elle n'était pas aisée à réaliser sur plaquette VERO.

Nous nous sommes, enfin rabattus sur la bonne vieille solution de la matrice à diodes

qui a l'avantage d'être relativement simple, peu encombrante et d'un câblage d'une complexité raisonnable avec notre standard.

Le schéma est présenté sur la figure 2.

Un commutateur unique (type miniature à butée réglable) est ajusté pour obtenir les 10 positions. Toutes les anodes des diodes, réparties en quatre lignes $\bar{A}$, $\bar{B}$, $\bar{C}$, $\bar{D}$, sont polarisées au + 5 V à travers 4 résistances de 1 k Ω . Le curseur applique le commun sur les cathodes correspondant au codage désiré, de sorte qu'apparaissent bien les compléments des états de sortie appropriés.

Un seul circuit SFC400E inverse ces compléments et abaisse l'impédance de sortie. On remarquera que, pour des raisons d'économie, chaque fois qu'une seule commutation était requise, soit pour les nombres 1, 2, 4 et 8, on a remplacé la diode par une simple connexion.

La figure 2 et les explications que nous avons données sur les autres systèmes sont suffisamment explicites pour comprendre le fonctionnement d'un tel circuit.

Tenant compte de la configuration propre à ce système, nous avons utilisé deux cir-

cuits VERO, respectivement de 14 bandes de 23 trous et de 15 bandes de 7 trous pour les circuits 1 et 2.

La réalisation demande, tout de même, un peu de soin et de patience. On s'inspirera des détails représentés sur les figures 2 et 3 ainsi que sur les photographies. Il est important de noter que le câblage des plaquettes sera réalisé tel qu'il se présente sur la figure 3, puis les circuits 1 et 2 seront pliés à 90°, de façon que l'ensemble se présente comme sur le détail de la figure 2 : le circuit 2 sera perpendiculaire au panneau et le circuit 1 lui sera parallèle. On notera également que, pour des raisons d'encombrement, le circuit intégré ne sera pas monté sur un support, comme pour les autres modules, mais soudé directement sur la plaquette Vero N° 2.

Une diode est montée, sens passant, en série avec l'alimentation pour protéger le circuit intégré contre les risques d'une inversion de polarité.

Le contrôle du fonctionnement est extrêmement simple : il suffira de réunir les sorties A, B, C, D aux entrées correspondantes du module 1 (fonction témoins d'états logiques) ou, mieux, du module 8 (affichage 7 segments). On

vérifiera, ainsi, qu'à chaque position du commutateur, correspond bien l'affichage du chiffre attendu.

Module 10 : MISE EN FORME TTL

C'est un module d'interface qui permet de rendre compatible avec le standard TTL, tout signal quelle que soit sa forme, et, dans une certaine mesure, sa période, fixe ou variable.

Cet appareil sera très utile, notamment dans le cas où l'on désire faire appel à une source de signaux rectangulaires de fréquence variable : il suffira alors d'utiliser un générateur sinusoïdal quelconque en liaison avec ce module pour obtenir un signal TTL bien défini, à fronts raides sans rebonds.

Même si l'on dispose d'un générateur de signaux rectangulaires, le module 10 pourra assurer une protection contre les surtensions, au cas où le niveau du générateur serait, par mégarde, poussé trop haut ce qui pourrait entraîner la destruction d'une porte. Le résultat serait le même si les signaux rectangulaires étaient symétriques par rapport à 0 ;

li aussi, le conformateur TTL les rendra positifs ou nuls (0 ou 1 logique) et du même coup, inoffensifs pour les circuits en essai.

Il existe plusieurs façons de résoudre le problème suivant la solution que l'on souhaite y apporter.

Nous présentons 2 schémas sur la figure 4.

Pour des signaux s'étendant sur un large spectre de fréquences, on se référera au schéma (a) qui représente un conformateur à large bande : de quelques hertz à 30 MHz environ. Ce montage, surtout utilisé comme circuit d'entrée de fréquences, présente une impédance d'entrée de 1 M Ω à 100 kHz et une sensibilité de 50 mV eff. pour un signal sinusoïdal. Il comporte une protection contre les surtensions, assurée, de façon très efficace, par des diodes tête-bêche. L'étage d'entrée utilise un transistor à effet de champ. Il est suivi de trois étages en liaison directe, dont le dernier, abaisseur d'impédance, attaque un SFC400E monté en basculeur.

Séduisant par ses caractéristiques de sensibilité et de large bande, ce conformateur se prête mal à être réalisé sur un circuit Vero de petites dimensions et les lecteurs intéressés devront le réaliser dans un boîtier P/2 ou élaborer un circuit imprimé spécifique pour le maintenir dans le format P/1.

La mise au point, un peu délicate pour éviter l'accrochage, nécessite une certaine habitude des circuits HF. Le point de fonctionnement est réglé au moyen de la résistance ajustable de 120 Ω au mieux de la sensibilité.

Il faut bien considérer, cependant, que la logique courante fait rarement appel à des signaux de fréquence aussi élevée. C'est pourquoi nous préconisons la solution que nous avons retenue et qui ne fait appel qu'à deux transistors NPN courants et un circuit SFC400E. Son schéma est indiqué sur la figure 4 (b).

La protection contre les sur-

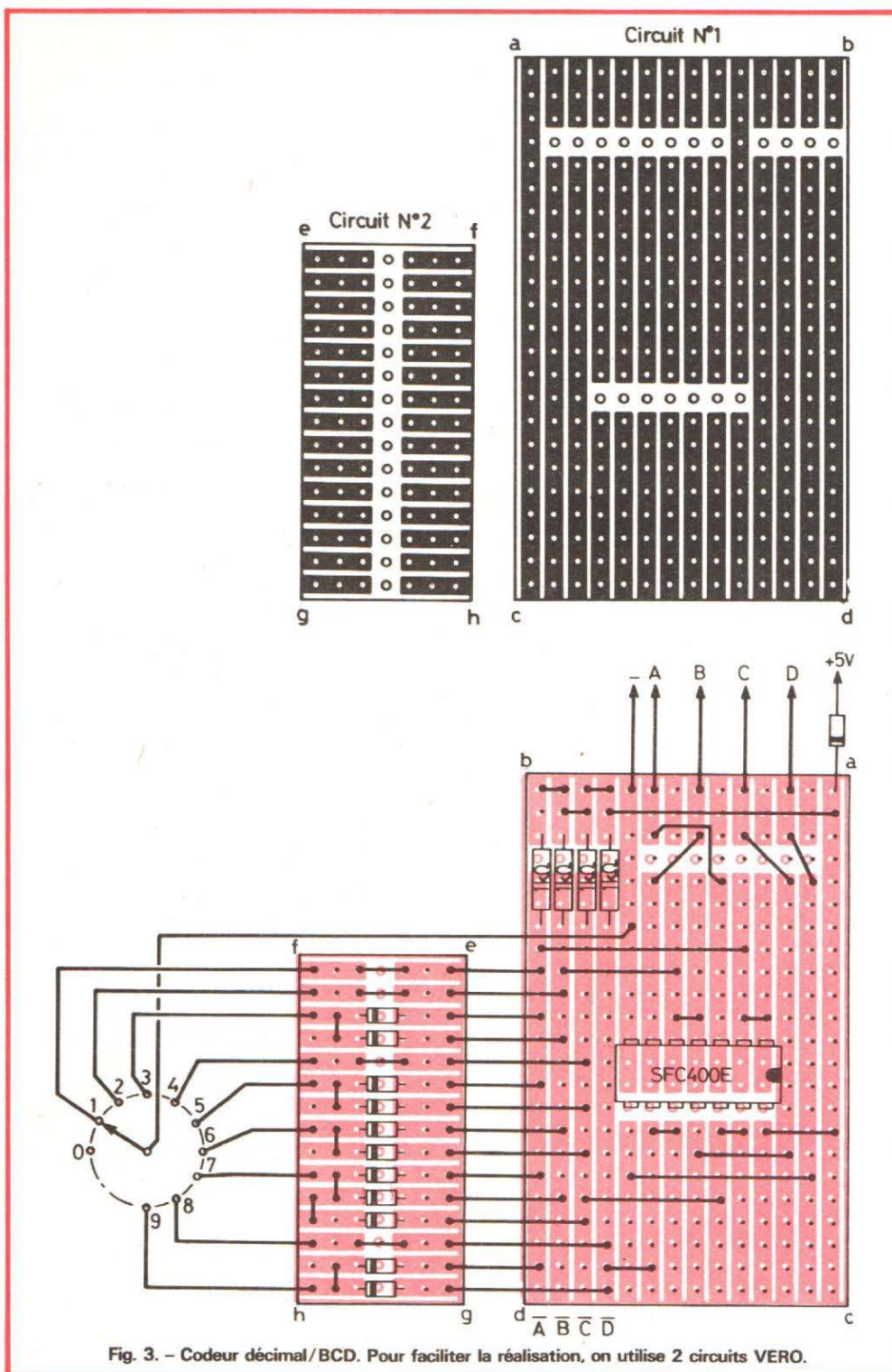


Fig. 3. - Codeur décimal/BCD. Pour faciliter la réalisation, on utilise 2 circuits VERO.

tensions est assurée, à l'entrée, par la résistance série et la diode D_1 qui rabotte les alternances négatives, alors que les positives sont limitées par la jonction base-émetteur de T_1 . Le condensateur de

470 pF corrige la transmission des fréquences élevées.

Les liaisons de l'entrée au circuit de basculement sont directes à travers T_1 et T_2 de façon à transmettre le continu. La fréquence la plus élevée

qu'accepte ce montage dépasse 1 MHz. On est assuré de sortir des créniaux bien rectangulaires jusqu'à 200 kHz avec une sortie en phase et l'autre en opposition de phase avec l'entrée, ce qui

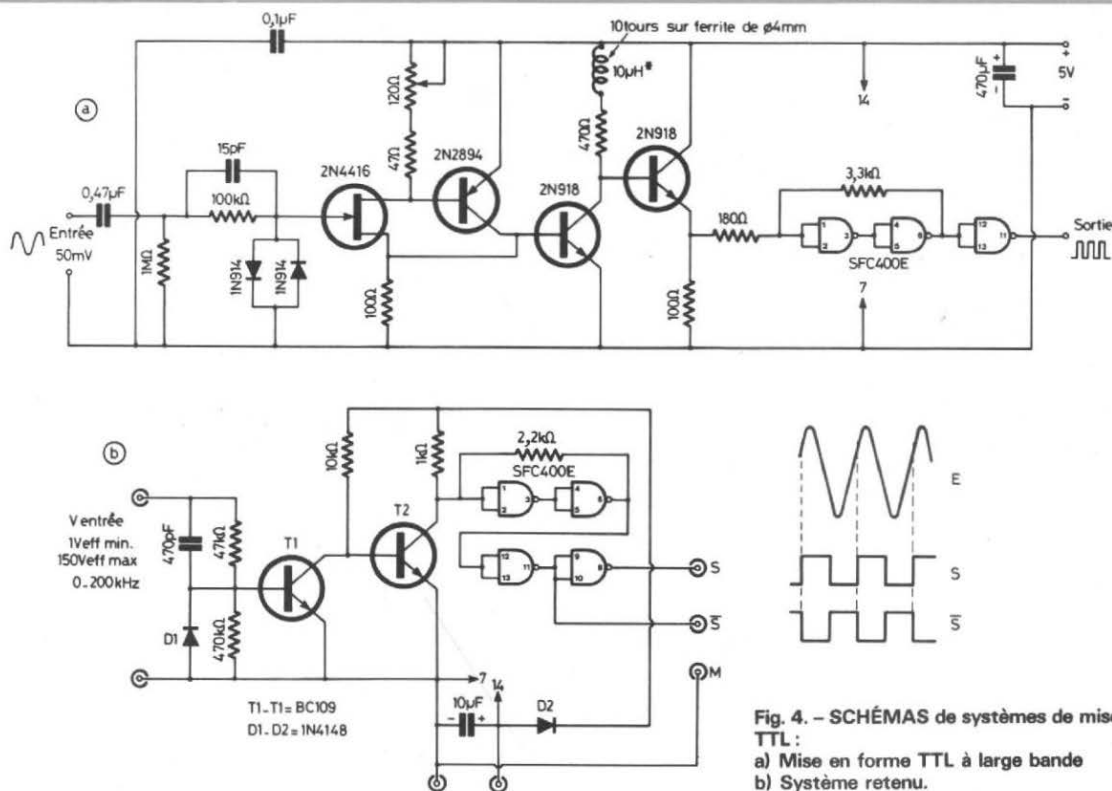


Fig. 4. - SCHÉMAS de systèmes de mise en forme TTL :
a) Mise en forme TTL à large bande
b) Système retenu.

présente un intérêt pour certaines applications.

On trouvera, sur la figure 5, les détails techniques qui aideront à la réalisation de ce module.

La plaquette Vero comporte 10 bandes de 16 trous. On n'omettra pas de réaliser le strap h12/e13 avant de monter le support du circuit intégré. Les transistors sont des NPN à grand gain du type BC109 ou équivalent. Les résistances sont des 1/4 de watt. Les fiches d'entrée (douille 4 mm) sont différentes des autres afin de bien montrer la séparation de la nature des signaux mais aussi pour faciliter le branchement avec une source extérieure (écartement 19 mm).

Comme sur la plupart de ces modules, il n'y a pas de mise au point : seule une vérification du bon fonctionnement se fera en utilisant un témoin logique du module 1, branché sur S et une source de tension variable obtenue au moyen d'une pile de 4,5 V

branchée sur un potentiomètre de 10 k Ω . Un multimètre mesurera la tension entre le curseur (branché sur E) et le moins de la pile (réuni à M).

Si on augmente progressivement la tension, le témoin

s'allumera pour $E = 0,7$ à $0,8$ V. En se branchant sur $\bar{S}$ on vérifiera la complémentarité.

Le contrôle dynamique se fait à l'oscilloscope, de préférence à double trace. On

envoie vers l'entrée (trace 1) une tension sinusoïdale à 1 kHz à niveau réglable et l'on observe sur la sortie (trace 2) l'apparition brutale de signaux rectangulaires, en phase avec l'entrée à partir d'un seuil de tension efficace compris entre 0,5 et 1 V. En branchant les traces 1 et 2 sur les sorties S et $\bar{S}$, on vérifiera la complémentarité des sorties.

L'essai dynamique décrit suppose l'absence de tension continue superposée dite tension d'offset.

On pourrait envisager un perfectionnement de ce module en prévoyant à l'entrée la commutation d'un condensateur série de 1 μ F, par exemple. De la sorte, sur une position « alternatif », on éliminerait toute tension d'offset alors que sur « continu » on aurait l'équivalent d'un déclencheur à seuil pour les tensions continues ou variant très lentement, ou, ce qui revient au même, pour les signaux alternatifs de très basse fréquence.

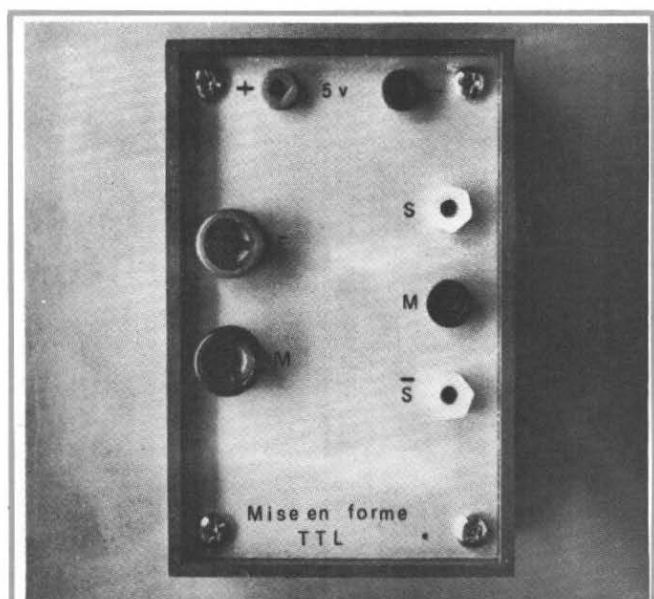


Photo C. - Module 10. - Mise en forme TTL.

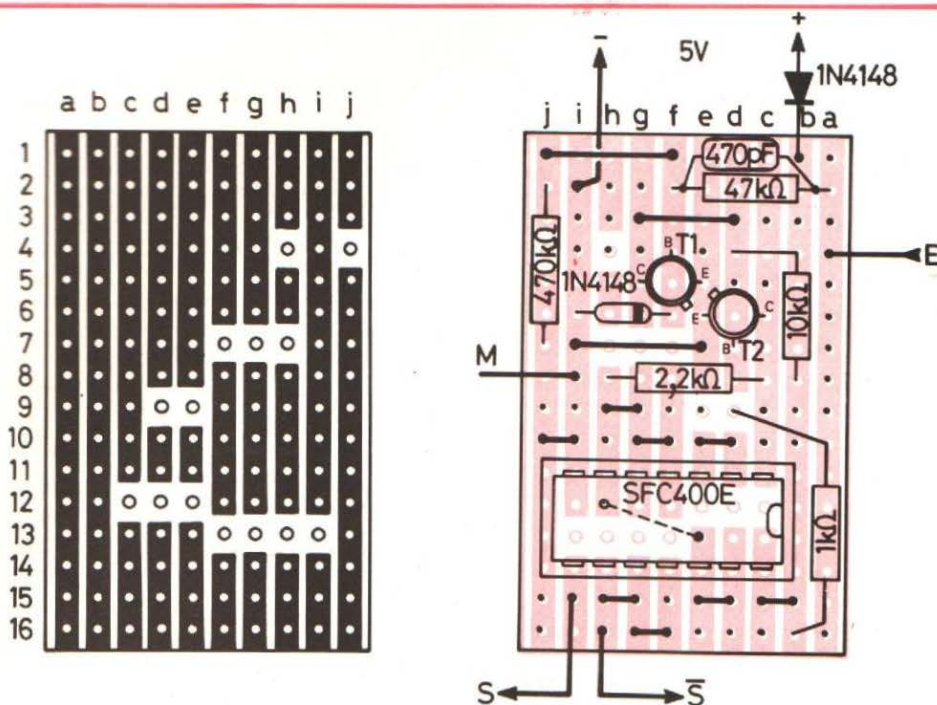


Fig. 5. - DÉTAILS de réalisation du module 10.

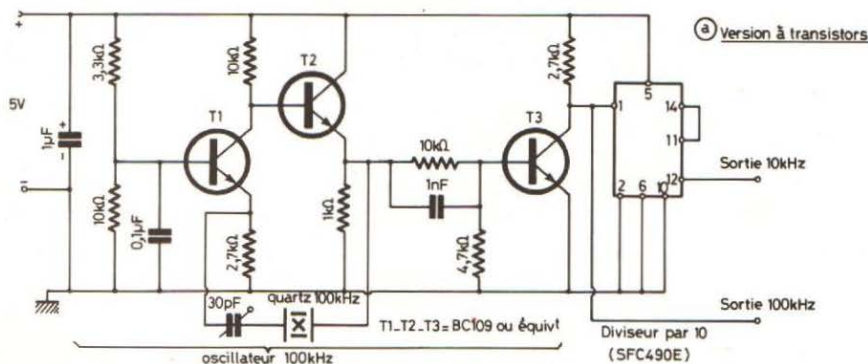


Fig. 6. - Oscillateurs de référence à quartz :
a) Version à transistors

Le maître oscillateur original était constitué d'un montage RC en double T qui offrait une assez bonne stabilité sur une fréquence de 10 kHz (voir H.P. N° 1596 p. 118 et la suite). La proposition qui suit vise à remplacer ce montage par un oscillateur à quartz, donc à très grande précision et stabilité.

Le choix de la fréquence d'oscillation n'est pas arbitraire. Nous avons cru intéressant de choisir une valeur dix fois plus élevée que précédemment soit 100 kHz, valeur pour laquelle on peut encore obtenir des créneaux presque parfaits.

Cette nouvelle disposition, outre qu'elle améliore les performances, augmente les possibilités d'utilisation. En liaison avec le monostable de 1 μ s, par exemple, on obtient une meilleure luminosité sur l'écran d'un oscilloscope, ce qui permet un plus large spectre d'utilisation. La précision de la fréquence du maître oscillateur se répercute sur toute la chaîne des diviseurs et, de ce fait, permet d'utiliser le module central en véritable calibrateur de temps et de fréquence, depuis 100 kHz (période précise de 10 μ s, créneaux de 5 μ s) jusqu'à 1 Hz (période précise de 1 sec., créneaux de 500 ms).

Dans des conditions normales d'utilisation, avec un quartz de 100 kHz en boîtier HC13/U associé à un condensateur ajustable, on peut obtenir une précision absolue meilleure que 10^{-5} sans faire appel à une enceinte thermostatée.

Nous avons représenté, sur la figure 6, deux schémas possibles qui permettront d'obtenir une bonne oscillation ce qui n'est pas aussi évident que cela puisse paraître car, à cette fréquence, on obtient souvent des signaux HF parasites qui bloquent l'oscillation « naturelle » du cristal.

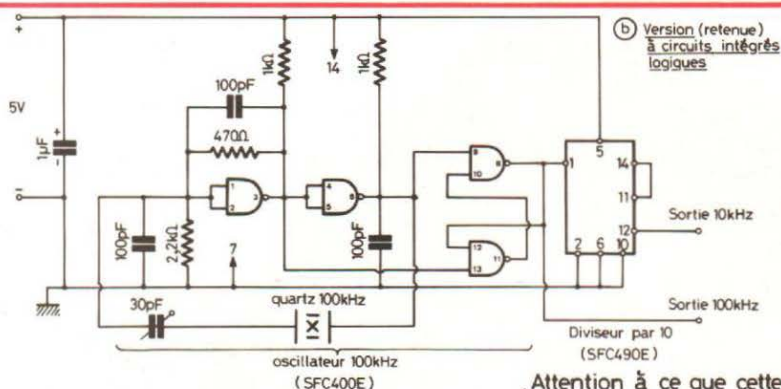


Fig. 6 b. - Version (retenue) à circuits intégrés logiques.

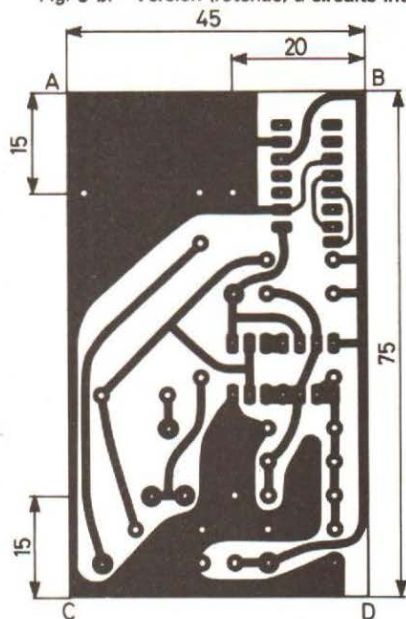


Fig. 7. - Carte imprimée du nouvel oscillateur.

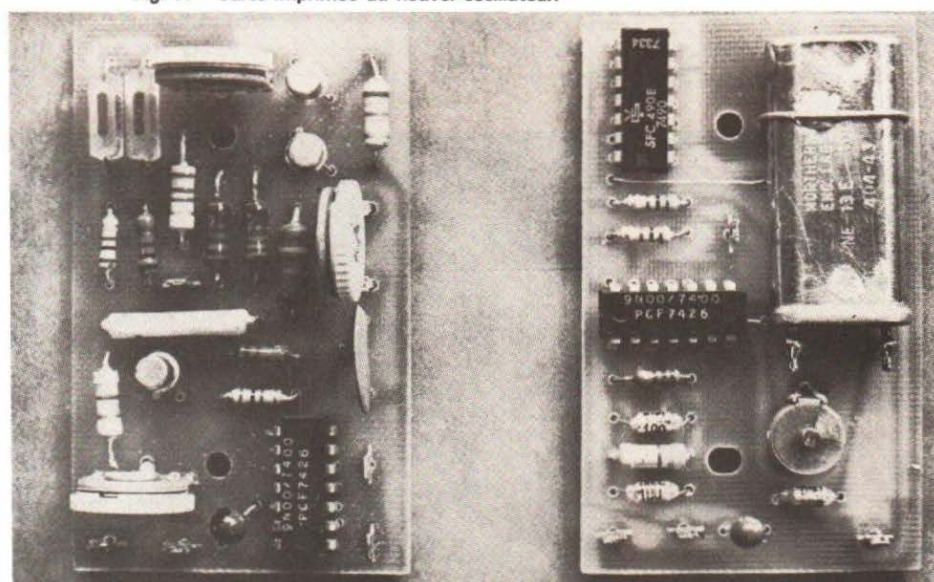
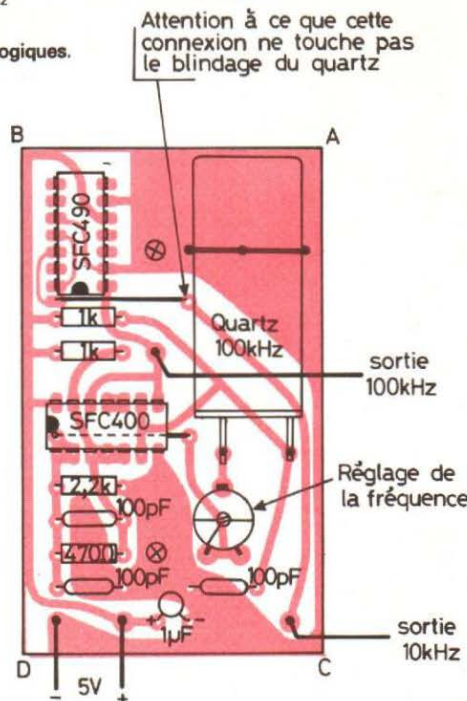


Photo D. - Comparaison entre les deux versions d'oscillateur de référence. A gauche : modèle RC. - A droite : modèle à quartz.

Le premier montage 6 (a) utilise trois transistors montés en liaison directe. Le quartz est disposé entre les émetteurs de T_1 et T_2 . T_3 sert de séparateur et d'écriteur pour attaquer le premier diviseur par 10. L'avantage de ce montage est qu'il permet de récupérer les transistors et quelques composants de l'oscillateur RC original. Son défaut est de ne pas délivrer des fronts de montée très raides sur 100 kHz et il faudrait le compléter, entre T_3 et le diviseur par 10, d'un circuit de basculement, ce qui compliquerait un peu trop le montage.

Le second montage 6 (b) est plus intéressant puisque la sortie 100 kHz est, dans ce cas, à transitions très raides (< 25 ns). C'est cette version, qui n'utilise que des circuits intégrés que nous avons finalement retenue.

Les condensateurs de 100 pF sont destinés à prévenir une oscillation parasite : ils sont donc absolument indispensables. Le condensateur ajustable d'environ 30 pF est un modèle miniature ($\varnothing 10$ mm) provenant de RTC.

La carte imprimée de ce nouvel oscillateur est présentée sur la figure 7. On notera qu'elle est rigoureusement de mêmes dimensions que l'ancienne.

Le quartz est maintenu, d'une part, par des connexions rigides reliant ses broches de sortie au circuit imprimé, d'autre part, par une bride soudée sur la masse en deux points et sur le blindage du quartz.

L'essai du circuit nécessite l'utilisation d'un oscilloscope et d'un fréquencemètre digital. Dès la mise sous tension, un créneau propre doit apparaître sur la sortie 100 kHz. On règle la fréquence pour lire sur le fréquencemètre un affichage s'alternant de 99 999 Hz à 100 000 Hz.

Dans le même encombrement, il serait également possible de réaliser le maître oscillateur avec un quartz de 1 MHz en boîtier HC6/U, de

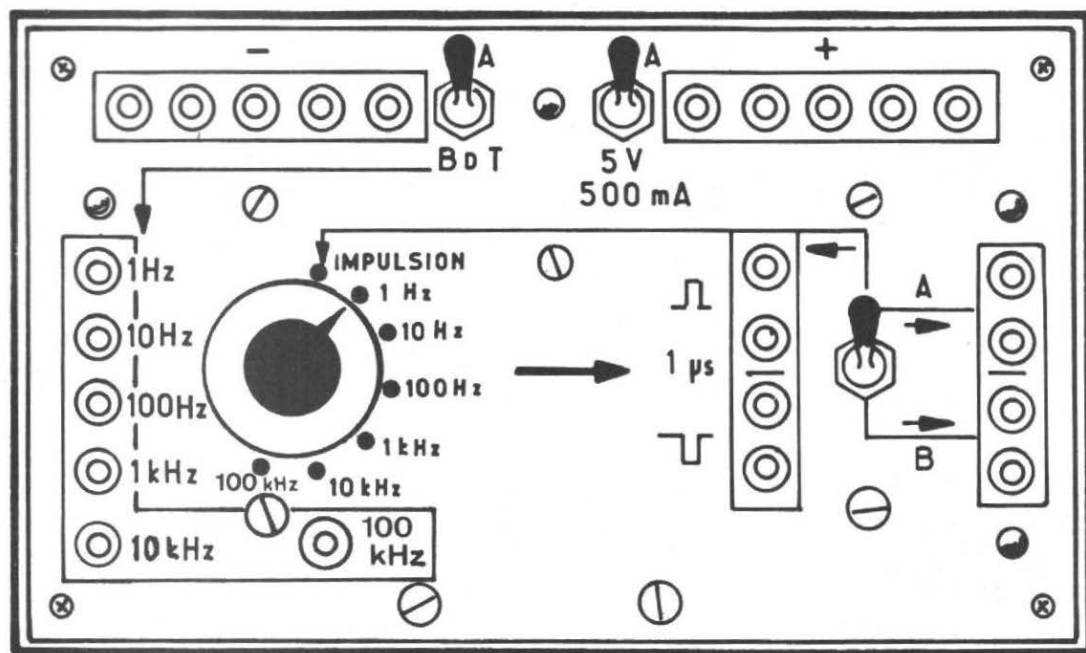


Fig. 8. - Face avant de l'appareil après modification.

dimensions plus réduites, suivi de deux diviseurs par 10. C'est une solution à peu près équivalente à la précédente du point de vue des coûts (le quartz 1 MHz est moins onéreux) mais il augmente la consommation.

La modification du module central n'est évidemment pas une obligation car l'ancienne configuration est tout à fait satisfaisante. Il est cependant facile d'apporter une améliora-

tion de performances : afin de ne pas trop perturber les lecteurs qui auraient entrepris la construction du module central en sa version initiale, et qui désireraient adopter le nouveau montage, nous indiquons, ci-après, la marche à suivre pour modifier un appareil complètement terminé :

- Démontez la face avant du coffret.
- Désoudez les connexions aboutissant au maître oscilla-

teur RC : alimentation + et - et sortie 10 kHz.

- Retirez la carte imprimée.
- Démontez le commutateur S_4 à 6 positions.
- Modifiez la face avant en forant un trou de $\varnothing 5$ mm à l'endroit indiqué sur la figure 8 et en réalisant la nouvelle gravure.
- Vernir la gravure et attendre le durcissement du vernis.
- Monter une douille de 2 mm sur la sortie 10 kHz.

- Régler la butée variable du commutateur sur 7 positions et le remonter sur le panneau de l'appareil.

En se référant à la figure 9, on procédera au câblage suivant :

- Relier la borne 7 de S_4 à la sortie 100 kHz et à la cosse correspondante du nouveau circuit imprimé.
- Relier les autres fils (alimentation + et - et sortie

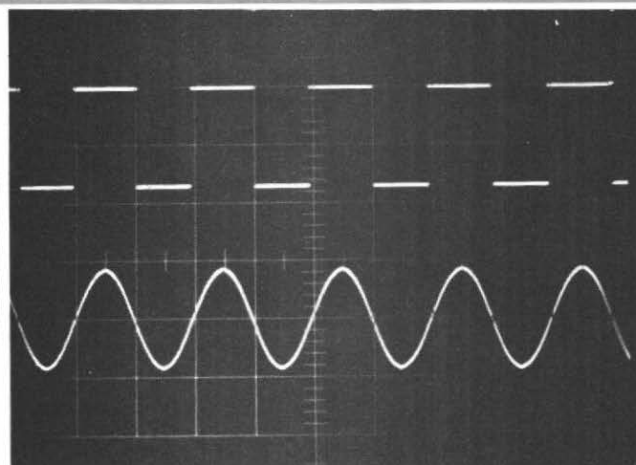


Photo E. - Mise en forme TTL d'un signal sinusoïdal de 1 kHz par le module 10.

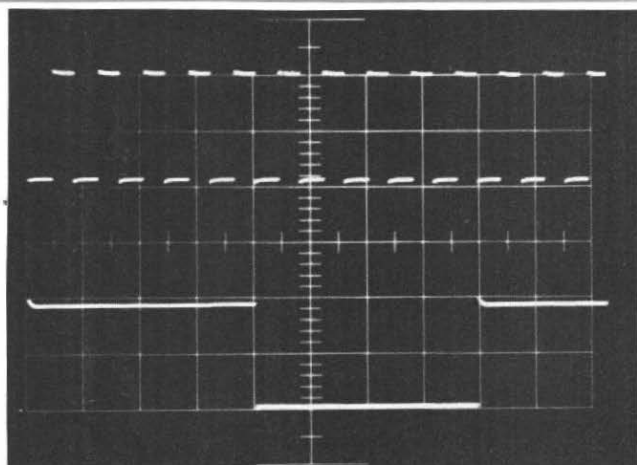


Photo F. - Signaux 100 kHz et 10 kHz issus du nouvel oscillateur de référence.

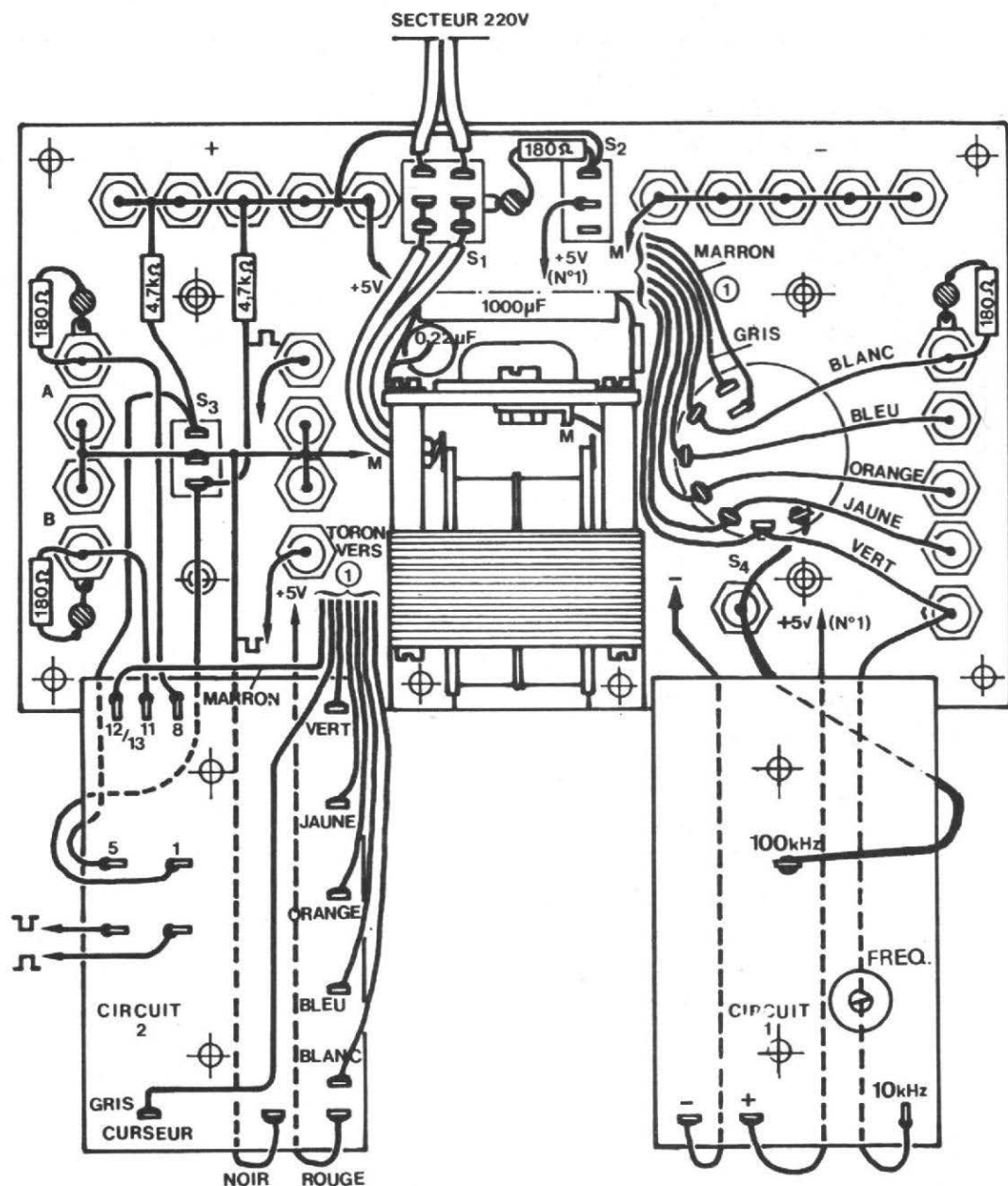


Fig. 9. - Schéma de câblage de l'alimentation/base de temps après modification.

10 kHz) aux cosses correspondantes du circuit 1.

— Monter ce circuit sur les entretoises de fixation.

Le reste du câblage n'est absolument pas affecté.

On percera un trou de 6 mm dans le fond du coffret de façon à pouvoir procéder au réglage final de la fréquence lorsque l'appareil sera entièrement remonté et en fonctionnement continu depuis une vingtaine de minutes.

AUTRES MODULES

Pour terminer, nous indiquons une liste (non exhaustive) de modules supplémentaires dont le lecteur pourrait entreprendre la construction en s'inspirant de la technologie que nous avons adoptée et décrite dans le détail pour les 10 premiers modules.

On s'efforcera de réaliser

des montages qui satisfassent le gabarit P/1 soit : longueur 68 mm, largeur 38 mm, ou 80 x 50 mm avec des décrochements de 7 x 7 mm sur les angles pour le passage des colonnes de fixation en plastique, profondeur max. 27 mm.

— Sextuple inverseur avec SFC404E.

— Circuit(s) anti-rebonds avec SFC400E.

— demi-additionneur binaire avec 2 x SFC400E.

— Additionneur complet à 2 entrées avec 3 x SFC400E.

— Additionneur 4 bits avec SFC483E.

— Comparateur 4 bits avec SFC485E.

— Diviseur par 2, 6, 12 avec SFC492E.

— Décodeur BCD/Décimal avec SFC445E.

— Multiplexeur 16 entrées avec SFC4150E.

— Mémoire 4 bits avec SFC475E.

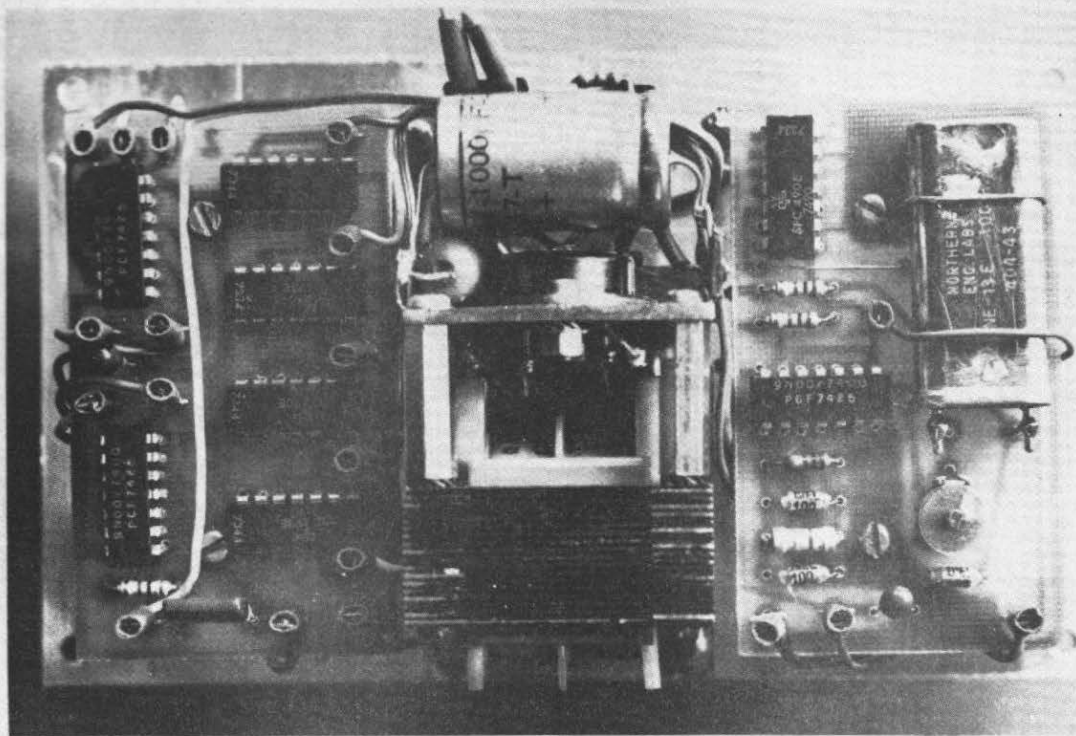


Photo G. - Vue du câblage modifié du module central.

- Mémoire à lecture/écriture 16 bits avec SFC481E.
- Registre à décalage, sortie 8 bits parallèle avec SFC4164E.
- Divers circuits monostables avec SFC4121E.
- Circuits à retard variable avec 2 x SFC4121E etc.

NOMENCLATURE

Module 9 :

- 1 Coffret Teko plastique P/1
- 4 embases blanches pour fiche de 2 mm.
- 1 embase noire pour fiche de 2 mm.
- 1 embase rouge pour fiche de 2 mm.
- 1 commutateur rotatif 1 circuit, 12 positions max. à butée réglable.
- 1 bouton à index.
- 1 circuit SFC400E ou équivalent.

- 12 diodes 1N4148 ou équivalentes.
- 4 résistances de 1 k Ω de 0,25 W.
- 1 circuit Vero, pas de 2,54 mm (14 bandes de 23 trous).
- 1 circuit Vero, pas de 2,54 mm (15 bandes de 7 trous).

Module 10 :

- 1 Coffret Vero plastique P/1.
- 2 embases blanches pour fiche de 2 mm.
- 2 embases noires pour fiche de 2 mm.
- 1 embase rouge pour fiche de 2 mm.
- 1 douille isolante rouge de 4 m.
- 1 douille isolante noire de 4 mm.
- 1 support DIL 14 broches.
- 1 circuit SFC400E ou équivalent.
- 2 transistors BC109B ou équivalents.
- 2 diodes 1N4148 ou équivalentes.
- 5 résistances 0,25 W (1 k Ω ,

- 2,2 k Ω , 10 k Ω , 47 k Ω , 470 k Ω).
- 1 condensateur plaquette 470 pF.
- 1 condensateur chimique 10 μ F (15 V).
- 1 circuit Vero, pas de 2,54 mm (10 bandes de 16 trous).

Maitre oscillateur à quartz :

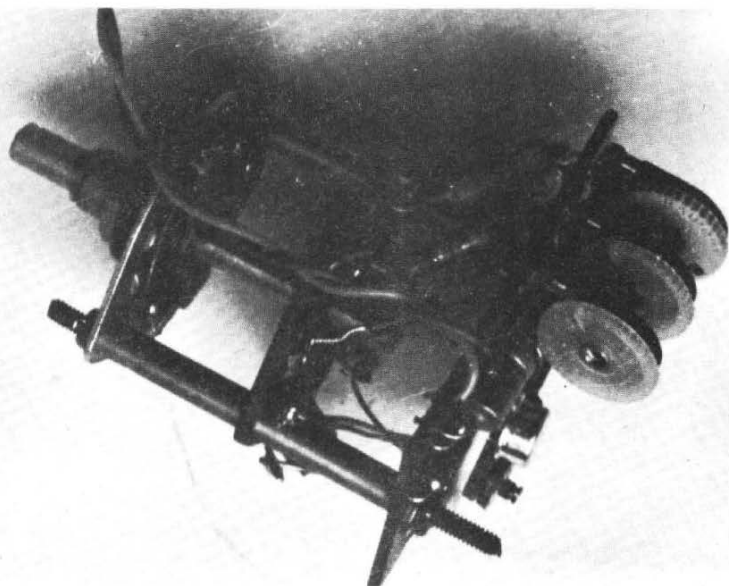
- 1 circuit imprimé époxy 75 x 45 mm.
- 1 quartz 100 kHz en boîtier HC/13/U (Beric, par exemple).
- 1 circuit SFC400E.
- 1 circuit SFC490E.
- 1 condensateur ajustable $\varnothing$ 10 mm céramique ou plastique 6/25 ou 10/40 pF (RTC)
- 4 résistances 0,25 W (2 x 1 k Ω , 2,2 k Ω , 470 Ω).
- 3 condensateurs miniatures 100 pF plaquette ou polystyrène.
- 1 condensateur chimique 1 μ F tantale goutte.

J.C.

RECTIFICATIF

Dans notre N° 1604, à la figure 8 page 195, le détail montrant l'assemblage des 2 circuits : il s'agit d'une entretoise de 5 x 10 et une entretoise de 5 x 5 de chaque côté, et non 2 comme indiqué par erreur sur la figure. D'autre part, les circuits imprimés VERO sont tous représentés à l'échelle 2.

MESURE DIGITALE



DE CAPACITÉS

**ADAPTATEUR POUR PÉRIODEMÈTRE
MESURANT ENTRE 1 pF et 100 000 μ F
AVEC UNE PRÉCISION MEILLEURE QUE $\pm 1\% \pm 1$ pF**

La mesure digitale de résistances est une chose fort courante, car presque tous les multimètres numériques possèdent une gamme d'ohmmètre. En revanche, il n'existe que peu d'appareils permettant la capacimétrie digitale, et ceux qu'on trouve ne présentent qu'une gamme de mesure relativement limitée.

Or, pour celui qui possède un fréquencemètre-périodmètre, cette capacimétrie digitale est possible à très peu de frais, et avec une étonnante précision, car, moyennant quelques précautions, l'appareil permet d'apprécier encore 1/10 de pF, ce qui n'empêche que ses indications restent encore valables jusqu'à 1/10 de Farad.

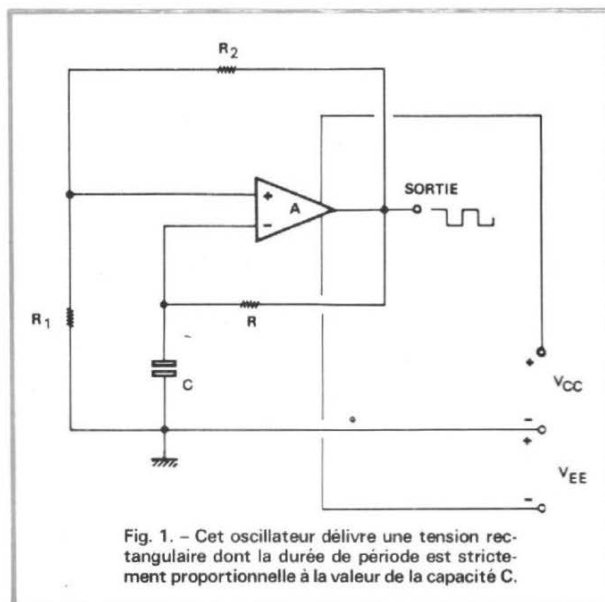


Fig. 1. - Cet oscillateur délivre une tension rectangulaire dont la durée de période est strictement proportionnelle à la valeur de la capacité C.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le principe du mesureur est basé sur le montage de la figure 1, où un amplificateur A, à forte impédance d'entrée et à grand gain, travaille avec une réaction positive dont le taux dépend du rapport R_1/R_2 . La boucle de contre-réaction contient les éléments R et C. A la mise sous tension, C se trouve sans charge, l'entrée d'inversion (-) de l'amplificateur est sans tension, et sa tension de sortie est voisine de $+V_{CC}$. De ce fait, C pourra se charger lentement par l'intermédiaire de R, jusqu'à ce que les deux entrées de l'amplificateur se trouvent à un même potentiel.

La tension de sortie va alors diminuer, et comme celle sur l'entrée «+» suit cette diminution, on assistera à un basculement, et la tension de sortie atteindra très rapidement une valeur voisine de $-V_{EE}$. Dès lors, C se trouve déchargé par R, et un nouveau basculement aura lieu, dès que les deux entrées de l'amplificateur se trouvent de nouveau à un même potentiel. On obtient ainsi une tension rectangulaire sur la sortie de l'amplificateur, alors qu'une forme d'onde approximativement triangulaire est observée aux bornes de C.

La durée de la période des oscillations ainsi obtenue est donnée par l'expression :

$$t = K R C,$$

où K est un coefficient qui dépend du rapport R_1/R_2 . On voit que cette durée est proportionnelle à R ainsi qu'à C. Le procédé est donc utilisable, en principe, pour la mesure de résistances aussi bien que pour la mesure de capacités, et pour obtenir une indication en lecture directe, il suffit de choisir les paramètres de façon que, par exemple, une microseconde de la période t soit égale à 1 pF (ou à 1 nF) de

la capacité C, ou encore égale à 1 Ω (ou à 1 k Ω) de la résistance R.

En pratique, le procédé n'est guère utilisable pour la mesure de résistances, car pour les valeurs élevées, une telle mesure serait faussée par la résistance d'entrée de l'amplificateur, alors qu'on aurait, pour les valeurs faibles, des problèmes du fait de l'intensité que l'amplificateur est capable de fournir. Lors de la mesure de capacités, on constate, certes, une incidence de la capacité d'entrée de l'amplificateur, mais elle n'est sensible qu'aux valeurs faibles, et on peut alors la retrancher aisément du résultat affiché.

CIRCUIT DE MESURE

La figure 2 montre que l'amplificateur du circuit de mesure est constitué par un « comparateur de tension », LM 321 H. Il s'agit là d'un assez proche parent de l'amplificateur opérationnel, mais qui ne possède pas la linéarité (d'amplitude et de phase) de ce dernier. Il n'est donc utilisable que dans une fonction de bas-

culement, et il présente alors, quant à sa résistance d'entrée et surtout quant à sa vitesse de commutation, des caractéristiques qui sont nettement supérieures à celles d'un amplificateur opérationnel.

Pour pouvoir travailler avec une tension unique d'alimentation, on a prévu le diviseur R_1, R_2 . Par ailleurs, cette tension d'alimentation a été choisie égale à 5 V du fait qu'elle correspond alors au maximum de rapidité de commutation dont le circuit est capable, et aussi parce que la tension aux bornes de C reste alors inférieure à 4 V, ce qui permet donc aussi la mesure de condensateurs électrolytiques pour tensions très faibles. Dans tous les cas, le condensateur à l'essai, C_x , travaille avec une tension de polarisation de 2,5 V environ. Cela permet de respecter lors de la mesure, les conditions normales de fonctionnement des condensateurs électrolytiques, à condition, bien entendu, qu'on les connecte avec la polarité convenable.

L'appareil comporte trois gammes dont la première (A) correspond à la relation 1 pF = 1 μ s. En fait, il existe une capacité résiduelle d'entrée. Même quand les bornes d'entrée restent ouvertes, on observe des oscillations de ce fait, et le périodimètre affiche une durée de 5 à 8 μ s ce qui équivaut à une capacité d'autant de pF. On a donc avantagé à prévoir un condensateur C_1 qu'on ajuste de façon que cette capacité résiduelle devienne exactement égale à 10 pF, valeur qu'on pourra facilement retrancher de la lecture, à chaque mesure. Pour éviter ce petit calcul mental, il suffirait de modifier le périodimètre de façon à le « reboucler » sur les 10 premières unités de comptage. Pour cela, on pourra utiliser une bascule qui passe en position « set » dès que le compteur est arrivé à « 10 ». Par une très brève impulsion, elle remet alors le compteur à zéro, tout en restant sans action par la suite, et ce

jusqu'à ce qu'un nouveau comptage commence. En fait, les fréquences-mètres-périodimètres du commerce ne sont guère conçus pour être modifiés de la sorte, si bien que ce procédé n'est guère à conseiller.

Sur la gamme A de l'appareil, une capacité de 1 nF correspond à une durée affichée de 1 ms, et 1 μ F correspond à 1 s. On peut donc même mesurer plus de 10 μ F, si on consent à attendre plus de 10 s, si l'entrée du périodimètre accepte effectivement des impulsions aussi longues, et surtout si on dispose d'un affichage par plus de 7 chiffres, pour pouvoir afficher les 10 000 000 μ s qui correspondent à une capacité de 10 μ F sur la gamme A. De plus, une mesure effectuée sur un cycle de plus de 10 s ne sera significative que si le condensateur à l'essai présente des fuites très faibles.

Pour toutes ces raisons, on aura avantage à commuter sur la gamme B, dès que la capacité à mesurer atteint quelques centaines de nanofarads. Pour cette gamme, la relation est 1 μ s = 1 nF, et on peut mesurer valablement entre 100 nF (= 100 μ s) et 1000 μ s (= 1 s). Puisqu'on commute R (fig. 1) de 390 k Ω (R_9 , fig. 2) à 200 Ω , la résistance de fuite du condensateur à l'essai joue un rôle près de mille fois moins important que précédemment.

Finalement, la gamme C obéit à la relation 1 μ s = 100 nF, et elle est utilisable au moins entre 100 μ F (= 1 ms) et 100 000 μ F (= 1 s). Pour obtenir des fréquences d'oscillation aussi élevées avec des valeurs de capacité aussi fortes, on procède par un fort rapport de division dans le circuit de réaction (R_2/R_1 , fig. 1), d'où forte réduction de l'amplitude aux bornes de C. De fait, le condensateur à l'essai travaille effectivement dans les conditions normales d'utilisation d'un condensateur de filtrage, c'est-à-dire avec une amplitude d'ondulation qui est faible devant la composante continue qu'on lui applique.

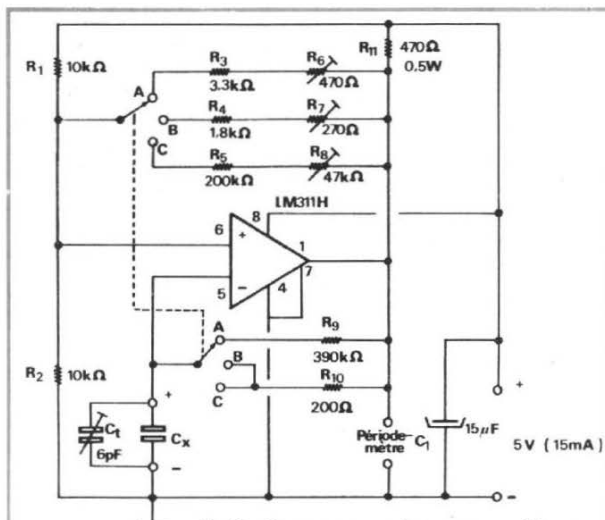


Fig. 2. - Conçu comme adaptateur pour fréquences-mètres-périodimètre, ce capacimètre comporte trois gammes dont les relations de mesure sont 1 μ s = 1 pF, 1 μ s = 1 nF, et 1 μ s = 100 nF. On peut mesurer jusqu'à 1000 000 μ F.

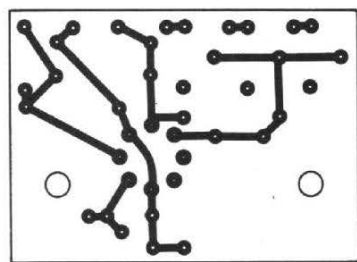


Fig. 3a

Fig. 3. — Afin d'aboutir à des connexions courtes, ce circuit imprimé a été conçu pour être monté sur le contacteur de gammes.

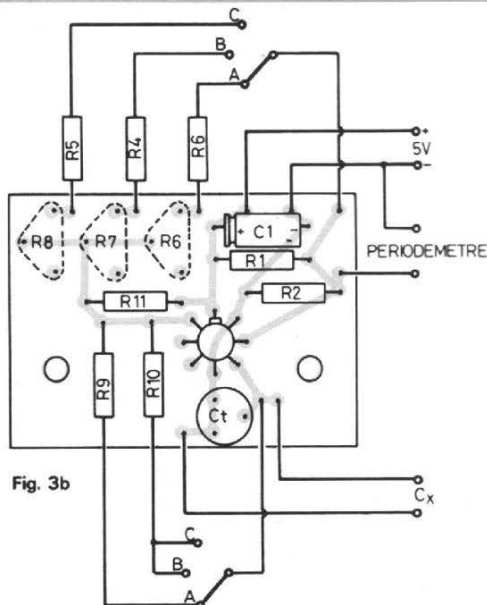
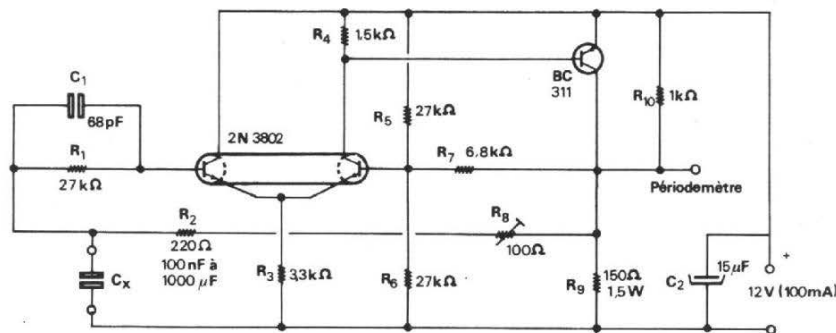


Fig. 3b

Fig. 4. — Circuit de mesure à composants discrets, répondant à la relation $1 \mu s = 1 \text{ nF}$ et utilisable entre 100 nF et $1000 \mu F$.



tions de quelques dixièmes ou centièmes de pF qui résultent de l'approche de la main, ou encore de la disposition et de la longueur des fils d'un petit condensateur qu'on connecte sur C_x . On constatera alors que l'appareil est certes capable d'apprécier le dixième de pF d'une façon parfaitement stable, mais que le résultat d'une telle mesure reste tout théorique, du fait des capacités réparties dont ce condensateur sera entouré lors de son montage définitif dans un châssis ou sur un circuit imprimé.

VERSION A COMPOSANTS DISCRETS

Dans le montage de la figure 2, l'intensité maximale de décharge de C_x , imposée par la valeur de R_{10} , ne dépasse guère 20 mA. En pratique, les gros condensateurs de filtrage fonctionnent sous des intensités beaucoup plus importantes, et on peut craindre qu'une mesure à un niveau trop faible ne corresponde pas à la réalité. En fait, les différences évoquées ne sont pas très importantes, et on n'aura guère à en tenir compte que lors d'une comparaison technologique assez poussée entre plusieurs types de condensateurs.

Cependant, la figure 4 montre qu'il n'est pas difficile d'effectuer des mesures à des intensités plus fortes. Pour des raisons de dissipation, on y utilise des composants discrets. Comme les intensités plus fortes impliquent une commutation plus lente, on prévoit une cellule de correction, $C_1 - R_1$, garantissant la relation $1 \mu s = 1 \text{ nF}$ à partir d'une valeur de C_x de 100 nF . On pourra facilement extrapoler ce principe à des intensités encore plus grandes. Il est également possible d'obtenir de telles intensités en utilisant un comparateur de tension intégré conjointement à un transistor de puissance.

H. Schreiber

REALISATION ET ETALONNAGE

Bien entendu, la précision souffre quelque peu de cette réduction d'amplitude, mais pour des valeurs de plus de $100 \mu F$, on n'a guère besoin, en pratique, de mesures particulièrement précises.

La figure 3 montre le plan d'une platine imprimée qui a été conçue de façon qu'on puisse la fixer directement sur le contacteur de gammes, ce qui permet d'aboutir à la fois à des connexions courtes et à des capacités de câblage réduites. Les bornes C_x , ou du moins la borne positive, sont à monter sur une plaquette isolante d'un diamètre de 5 cm environ, car on observerait

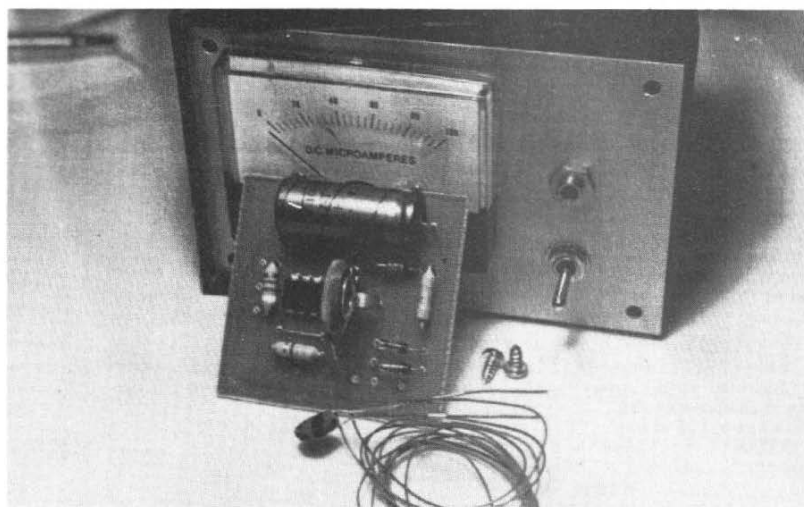
une capacité résiduelle prohibitive en cas de montage par rondelles isolantes sur plaquette métallique. Pour les résistances fixes et ajustables, on devra utiliser des types à haute stabilité, car la précision de 1 % de l'appareil ne reste valable, à longue échéance, que si la stabilité des résistances est supérieure.

Pour l'étalonnage, il suffit de se procurer un condensateur de précision ($\pm 1\%$ ou mieux) de 100 nF . On l'utilise d'abord sur la gamme A, et on ajuste R_6 de façon que le périodometre indique $100\,000 \mu s$. Puis, on passe sur la gamme B, et on ajuste R_7 sur une indication de $100 \mu s$. De préférence, on travaillera alors en fonction « multipériodometre », de façon à pouvoir apprécier au moins 1/10 de

microseconde. L'opération suivante consiste à mesurer sur la gamme B, un condensateur de 100 ou de $200 \mu F$. Il convient de laisser le condensateur en place pendant quelques minutes, pour qu'il puisse se former, surtout s'il s'agit d'un échantillon n'ayant jamais encore servi. Puis, ayant noté la valeur réelle de ce condensateur, on s'en sert d'étalon pour la gamme C, où on agit sur R_8 de façon à obtenir, à un décalage de deux décades près, la même lecture que précédemment.

Finalement, on repasse sur la gamme A, et on ajuste C_1 de façon que l'appareil affiche une capacité résiduelle exactement égale à 10 pF . Là encore, on pourra utiliser la fonction « multipériodometre », pour pouvoir apprécier les varia-

RÉALISEZ :



UN THERMOMÈTRE ÉLECTRONIQUE

LE but de cet appareil n'est pas d'indiquer à 1 % près la température, mais d'indiquer sur une échelle graduée de 0 à 100 d'un instrument, la température ambiante dans la plage de 0 à 100 °C. Trois points ont été étalonnés, à 0 °C, à 36 °C et à 100 °C. En toute franchise, la proportionnalité entre l'indication de l'instrument à cadre mobile et la température semble meilleure que 10 %.

Cette linéarisation de l'échelle a été obtenue tout en utilisant une thermistance. C'est le nom initial d'une résistance à coefficient de variation, avec la température, négatif. Depuis, on a obtenu des résistances à fort coefficient de température positif et la dénomination « thermistance » ou « Thermistor » est devenue incomplète.

RAPPELS SUR LES THERMISTANCES

La variation de la résistance électrique avec la température est donnée par la relation :

$$R = A e^{B/T}$$

Elle est connue, pour une thermistance donnée. Chaque matériau composant une thermistance est caractérisé par un coefficient B, exprimé en degrés Kelvin. Le coefficient A dépend de la valeur à 25 °C de la résistance. T est la température absolue.

Nous vous rappelons qu'il y a un écart de 273° entre les températures en degrés Celsius et les températures absolues, exprimées en degrés Kelvin. Le point de glace, par exemple, est à 0 °C, ou à 273 °K.

Comme on le voit sur cette formule et sur les courbes correspondantes (fig. 1), la valeur de la résistance décroît exponentiellement quand la température augmente. L'augmentation de température peut provenir de l'extérieur ou de l'intérieur même de la thermistance. Seuls comptent les effets cumulés. Pour une température ambiante donnée, une thermistance se trouvant dans un circuit électrique, verrait sa température globale augmenter du fait de la dissipation de puissance par effet Joule. La puissance dissipée dans la résistance R est :

$$P = U^2/R = RI^2$$

U étant la tension aux bornes de la thermistance et I, le courant la traversant. On remarque une rapide augmentation

de la puissance avec la diminution de R.

Cela mène à la notion de puissance maximale à ne pas dépasser : si la puissance dissipée augmente au delà de cette limite, il y a emballement thermique. Une augmentation de la dissipation, produisant une augmentation de la température, fait baisser la valeur de la résistance et augmente, en conséquence, la puissance dissipée. Entrée dans ce cercle infernal, la thermistance dépasse, à moins de pouvoir disposer des disjoncteurs dans le circuit qui l'emploie.

PRINCIPE

Ces rappels du fonctionnement d'une thermistance nous sont utiles pour comprendre le

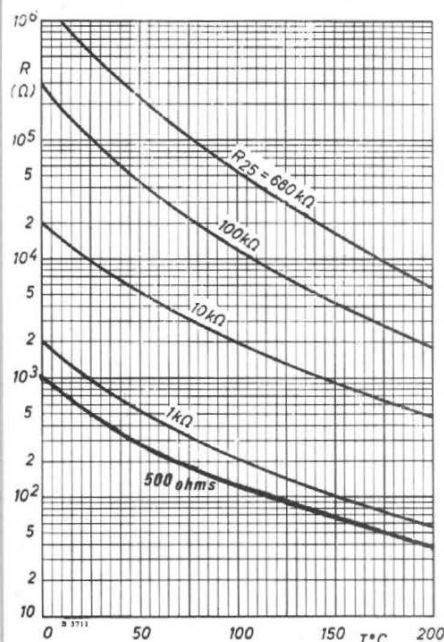


Fig. 1. - Variation de la résistance en fonction de la température.

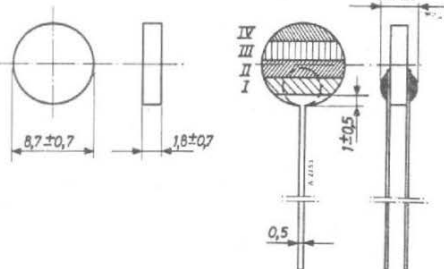


Fig. 2. - Schéma général du thermomètre électronique.

Liste des composants :

- P₁ : 10 kΩ ajustable à blocage
- P₂ : 470 Ω ajustable à blocage
- R₁ : 47 Ω 10 % 1/2 W
- R₂ : 1 kΩ 10 % 1/2 W
- D₃ : Zener 15 V
- R₂ : 160 Ω 10 % 1/2 W

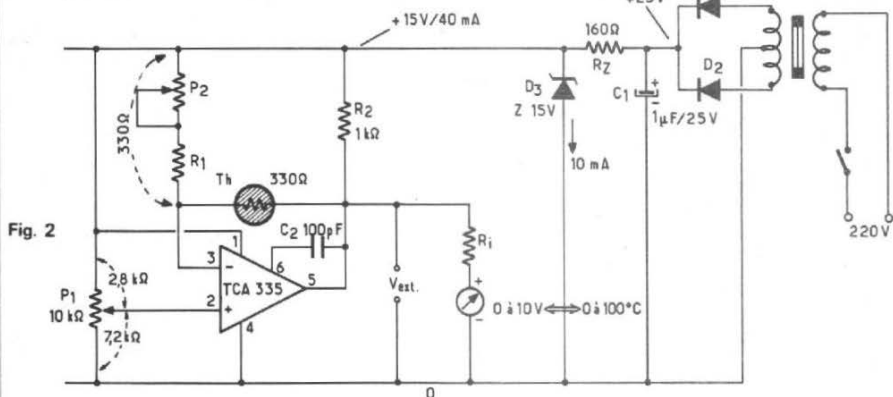


Fig. 2

C₁ : 1000 μF/25 V
C₂ : 100 pF/25 V céramique
R_i = 10 V / 1 instrument
(100 μA — 100 kΩ)
D₁, D₂ : redressement 20 V/500 mA
Thermistance : BB-320-01 P/500 E de RT6
500 Ω à 25°; A = 0,5 Ω; B = 2300°K.
Transformateur : 220 primaire 2 x
15 V_{eff}/100 mA secondaire.
Circuit imprimé.

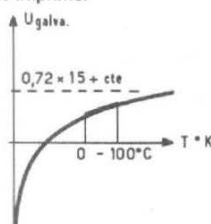
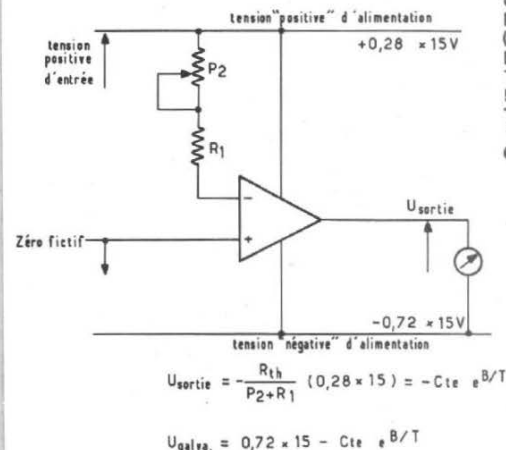


Fig. 3. - Explication du fonctionnement presque linéaire.

schéma de la figure 2, qui montre la structure complète du thermomètre à thermistance.

Dans ce schéma, la thermistance se trouve sur la voie de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel très robuste, le TCA 335 de Siemens. Nous avons utilisé le terme « robuste », parce que la thermistance est traversée par un courant pouvant dépasser les 20 à 30 mA, courant fourni par la sortie de l'amplificateur opérationnel.

Le gain statique de l'amplificateur opérationnel, en supposant que l'entrée « + » est une masse fictive, est donné par le rapport « $R_{TH}/(R_1 + P_2)$ ».

La tension de sortie est, normalement, négative par rapport au point « 2 » d'entrée non inverseuse de l'amplif. Pour une forte valeur de la thermistance, donc pour les basses températures, le gain est grand et négatif, donc la sortie sera située vers la masse. Si le gain diminuait, la tension de sortie s'approcherait du potentiel de la masse fictive au point « 2 » et s'élèverait par rapport à la masse. Pour mieux comprendre nous avons résumé ce fonctionnement sur la figure 3.

On remarque une augmentation de l'indication du galvanomètre avec la température. En plus cette variation est presque linéaire. A tel point, que nous supposons que la thermistance fonctionne comme dans une jauge à vide de type Pirani: Il y a une balance entre la propre puissance dissipée et la température ambiante qui lui permet de se refroidir plus ou moins.

Nous avons lourdement insisté sur l'indication en température du galvanomètre, mais, par une prise extérieure V_{EXT} , le dispositif peut se transformer en alarme thermique. Il suffit pour cela d'un détecteur de seuil pour déclencher une alarme chaque fois qu'il y a gel et danger pour le potager, ou lait qui bout. Il peut également servir dans une chaîne de régulation.

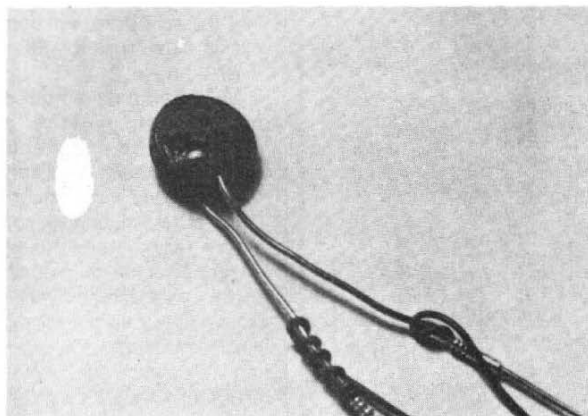
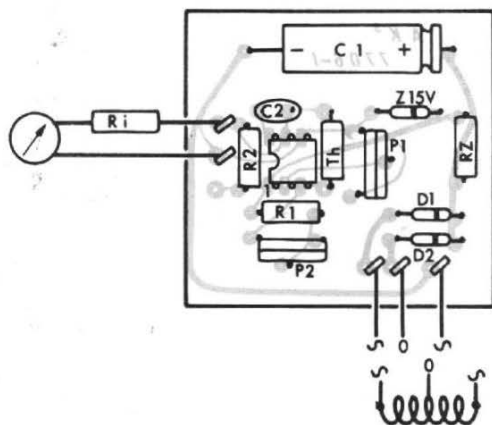
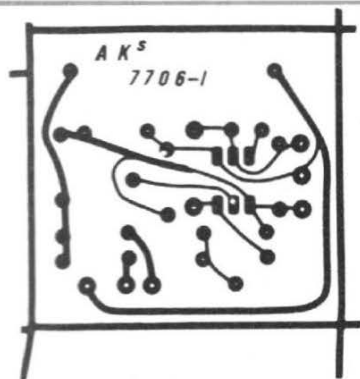


Photo 1. - La thermistance fait $500\ \Omega$ à $25\ ^\circ\text{C}$. En conséquence nous pouvons la manipuler sans précautions spéciales.

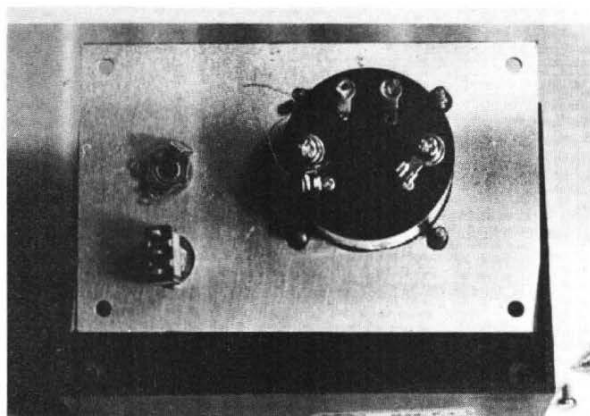


Photo 2. - La face avant percée. Remarquez les trous assez larges pour la fixation du galvanomètre offrant la possibilité de le positionner au mieux.

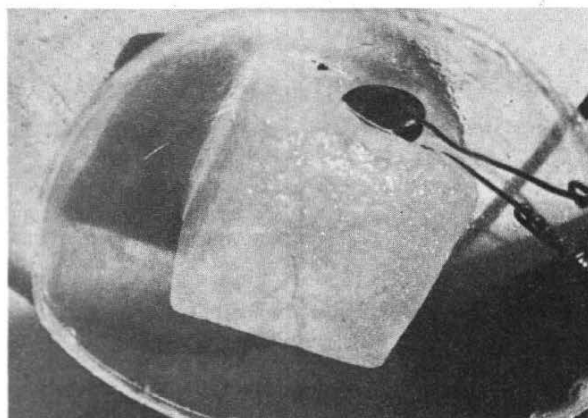


Photo 3. - Le 0° s'obtient en enfonçant la thermistance dans la glace fondante.

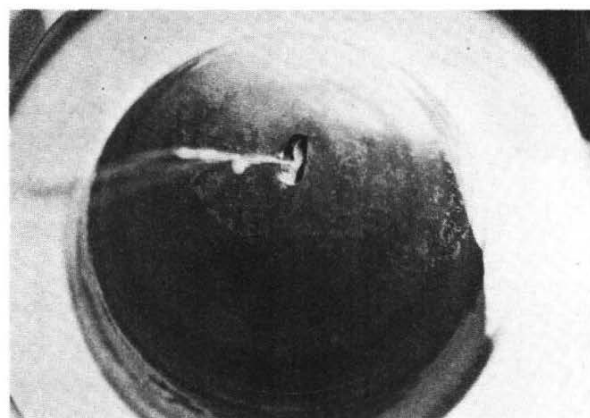


Photo 4. - Pour obtenir le point 100° maintenir la thermistance dans de l'eau en ébullition.



Photo 5. - Le galvanomètre utilisé et d'autres utilisations de celui-là.

Un inconvénient du système est la nécessité d'emploi d'une thermistance bien déterminée. La figure 4 donne ses dimensions et ses caractéristiques. C'est une thermistance de la Radiotechnique (RTC).

Une dernière précision concerne la résistance R_i . Elle sert à transformer la tension de sortie en courant traversant le galvanomètre. Si celui-ci est à $100 \mu\text{A}$ -pleine échelle, par exemple et compte-tenu d'une tension maxi de 10 V , R_i devra être choisie égale à $10 \text{ V}/100 \mu\text{A} = 100 \text{ k}\Omega$. Les instruments de 1 mA conviennent parfaitement. Nous vous présentons le nôtre le plus explicitement possible sur les photos. Vous trouverez certainement le même chez les revendeurs en emportant la revue sous le bras...

REALISATION

Comme vous le montrent les photos, l'ensemble tient parfaitement dans un boîtier TEKO-P/2. Le seul problème matériel qui se pose est celui de se procurer un bon galvanomètre. Le nôtre n'est pas

trop cher et nous en avons équipé un laboratoire entier.

La figure 5 montre le circuit imprimé de la réalisation. Il est minuscule et une chute convient parfaitement. Sur la figure 6, nous vous montrons l'implantation des composants. Parmi les composants il y a deux ajustables qui devront rester accessibles jusqu'à la fermeture du boîtier.

Pour la fixation de l'ensemble dans le boîtier nous avons percé des trous et littéralement charcuté la plaquette de circuit imprimé. Ne faites pas comme nous : laissez d'un côté et de l'autre une longueur suffisante pour encasturer la plaquette dans les rainures du boîtier TEKO.

Le circuit intégré utilisé est minuscule. (Ne pas avaler !...). Trois paires de broches en Dual-In-Line. La figure 7 montre son schéma interne. Ce qui nous a plu en lui est la réunion d'une faible tension de décalage en entrée et d'un comportement en parfait ampli opérationnel avec la possibilité de drainer 70 mA en sortie.

C'est, en quelque sorte, le 741 pouvant attaquer directement un relais. Il fonctionne entre ± 2 et $\pm 15 \text{ V}$ maxi d'alimentation et son gain à 1 kHz et pour une résistance de charge $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, dépasse 70 dB .

Notre prototype fonctionnait avec deux piles « Tiger » de 9 V . La consommation,

relativement importante, (40 mA sous 15 V) fait qu'une alimentation à transformateur serait meilleure.

La thermistance, soudée en premier lieu, lors des essais, pourrait se coupler au boîtier par une fiche banane et un jack, comme nous l'avons fait finalement.

MISE AU POINT ET RÉGLAGES

Trois réglages sont à faire. Commençons par la température du corps : thermistance collée sous le bras, on règle P_1 pour obtenir une indication d'environ 36 divisions. On passe à 100°C - avec la thermistance dans l'eau bouillante. En diminuant P_2 , l'indication de l'instrument diminue et vice-versa. On règle donc les 100°C , le 0°C pose un certain problème. L'instrument n'indiquera jamais « 0 », parce que l'amplificateur opérationnel est en technologie bipolaire et n'atteint pas les limites de la tension d'alimentation. Il faudra donc se consoler de 4 ou 5 divisions, obtenues avec la thermistance dans un mélange glace-eau.

Une goutte de cire d'abeille sur les ajustables, ou le blocage par vis, et le thermomètre est prêt à couvrir presque linéairement toute la plage.

K.A.

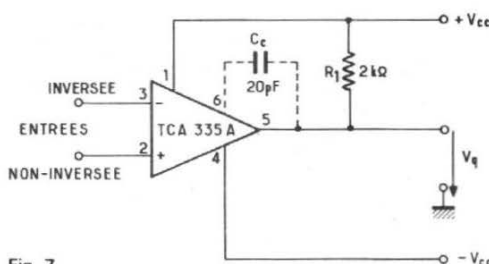


Fig. 7

UN GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX CARRÉS ET TRIANGULAIRES

Page 154 - No 1608

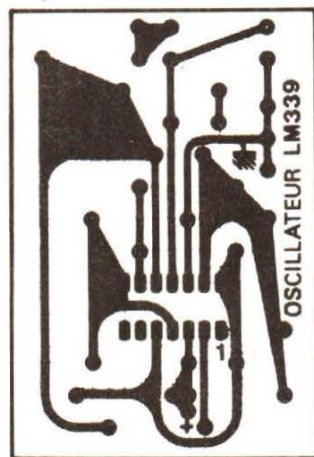


Fig. 3

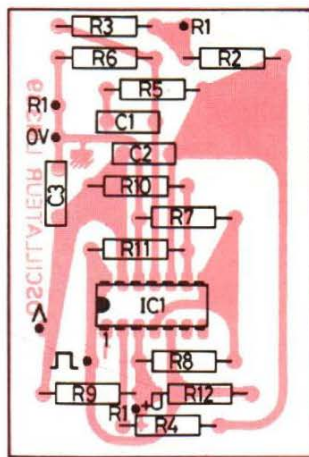


Fig. 4

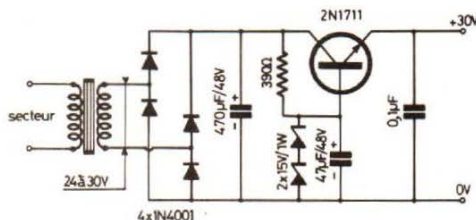


Fig. 5

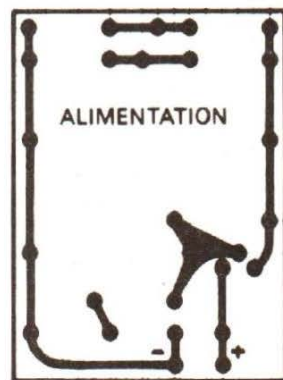


Fig. 6

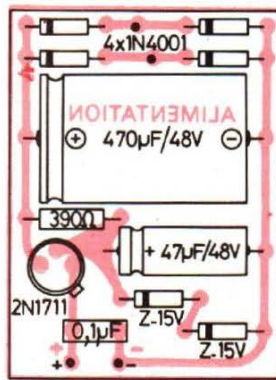


Fig. 7

sés entraîne une simplification dans l'étude du circuit.

Les liaisons ne sont pas difficiles à établir entre les différentes pastilles. Il est tout de même conseillé de travailler avec précision au niveau des 14 pastilles du circuit intégré.

Nous avons personnellement employé du circuit photosensibilisé pour positif, des

pastilles de Ø 2,54 mm, de la bande de 1,27 mm de largeur et un boîtier Dual in Line 14 pattes autocollant.

La figure 3 donne le dessin de la plaquette à l'échelle 1 afin de faciliter le travail des lecteurs. Il suffit de reproduire cette implantation sur une feuille de calque ou de nylon (pas trop opaque). Ce docu-

ment réalisé permettra ensuite de graver le circuit imprimé, en soumettant ce CI (photosensibilisé pour positif) aux ultra-violets en n'oubliant pas bien entendu d'intercaler le document entre la source et la plaquette.

Le circuit gravé, tous les trous sont percés à un Ø de 0,8 mm ou 1 mm max.

Avant de commencer le câblage, bien désoxyder les pistes cuivrées. On se répète chaque fois, mais cette opération est fort utile, surtout qu'ici nous avons un circuit intégré à souder. Les liaisons cuivrées ayant retrouvé leur éclat métallique, un fer à souder de 30 ou 40 W permettra à la soudure d'adhérer instantanément au métal sans coller.

III - CABLAGE DU MODULE

Le plan de câblage fait l'objet de la figure 4. Tous les composants sont repérés par leur symbole électrique, la nomenclature donne la valeur nominale de chacun d'eux ainsi que la tolérance.

On commence par souder toutes les résistances, puis les condensateurs et on termine par le circuit intégré. A ce niveau, on prendra bien garde à l'orientation de l'ergot détrompeur de ce composant. Si certains lecteurs appréhendent la soudure des 14 pattes de ce CI, il est conseillé d'employer un support.

Au niveau des 6 points d'interconnexions avec les éléments extérieurs au CI, on peut souder des picots.

Le module câblé doit être soigneusement vérifié, en particulier les résistances, en fonction du code des couleurs, surtout pour les débutants en électronique pratique.

Le module vérifié, on dissoud la résine des points de soudure avec du trichloréthylène. Cette opération donne un aspect professionnel au module et permet de vérifier qu'il n'y a pas de court-circuit entre les pistes-cuivrées du CI.

Une dernière opération, celle du vernissage des liaisons-cuivrées. Une bombe « Kontakt SK 10 » fait l'affaire. Les liaisons cuivrées seront ainsi protégées de toute nouvelle oxydation.

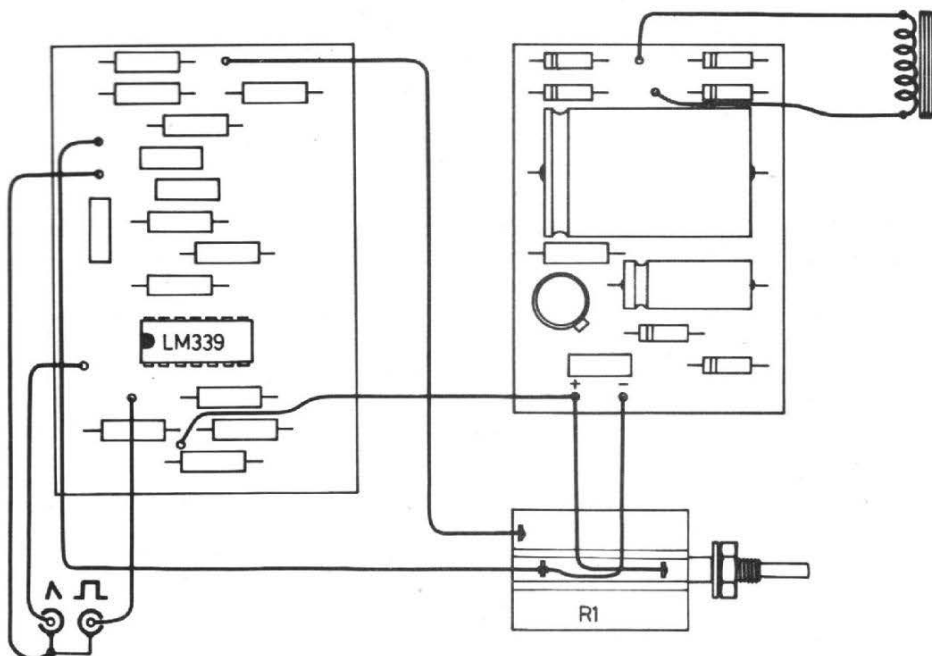


Fig. 8

IV - ALIMENTATION DU MODULE

A) Le schéma

Le schéma de principe de la figure 2 indique qu'une tension de + 30 V est nécessaire au fonctionnement de l'oscillateur VCO. De plus la variation de fréquence est fonction de la variation de tension sur le curseur de R_1 . Si on désire que la fréquence soit bien stable, il est indispensable que la tension + 30 V soit stabilisée.

Une alimentation stabilisée simple mais efficace est proposée à la figure 5. Le schéma est classique. Un transistor maintient à ses bornes (tension V_{CE}) l'excédent de tension, qui est fonction de la tension de référence (fixée par les diodes zeners) sur la base de ce transistor.

En prenant le cas d'un transformateur qui fournit au secondaire une tension alternative de 30 V, après redressement et filtrage, le potentiel continu par rapport à la masse

est de $30\sqrt{2}$, soit + 42 V (tension présente sur le collecteur du 2N1711). La base de ce même transistor étant polarisée à + 30 V par les diodes zeners, on retrouve sur l'émetteur une tension continue de 30 - 0,6, soit 29,4 V.

B) le circuit imprimé

Le dessin du circuit imprimé est proposé aux lecteurs, toujours à l'échelle 1, à la figure 6. Les dimensions de la plaquette sont de 43 x 59 mm.

Peu de composants, donc peu de liaisons à effectuer, ce

qui donne un circuit imprimé très facile à graver on le constate.

Les opérations sont identiques au circuit imprimé de l'oscillateur.

C) Câblage du module

Le plan de câblage est fourni par la figure 7. Le peu de composants à mettre en place nous a permis de marquer directement sur cette figure la valeur des éléments. On n'oubliera pas de dissoudre la résine de la soudure et de pulvériser une couche de vernis.

V - NOMENCLATURE DES ELEMENTS DU MODULE OSCILLATEUR

*Résistances à couche $\pm 5\%$ - 1/2 W.

R_2 : 100 k Ω

R_3 : 20 k Ω

R_4 : 51 k Ω

R_5 : 10 Ω

R_6 : 20 k Ω

R_7 : 10 k Ω

R_8 : 10 k Ω

R_9 : 5,1 k Ω

R_{10} : 5,1 k Ω

R_{11} : 100 k Ω

R_{12} : 3 k Ω

* Potentiomètre de précision multitours (10 tours)

R_1 : 10 k Ω linéaire

* Condensateurs au mylar métallisé

C_1 : 0,1 μ F/63 V

C_2 : 500 pF (céramique)

C_3 : 10 nF/100 V

* Circuit intégré

IC₁ : LM339

* Divers

Picots à souder

Support Dual in Line à 14 pattes.

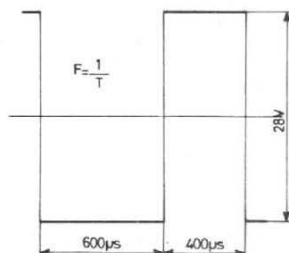


Fig. 9

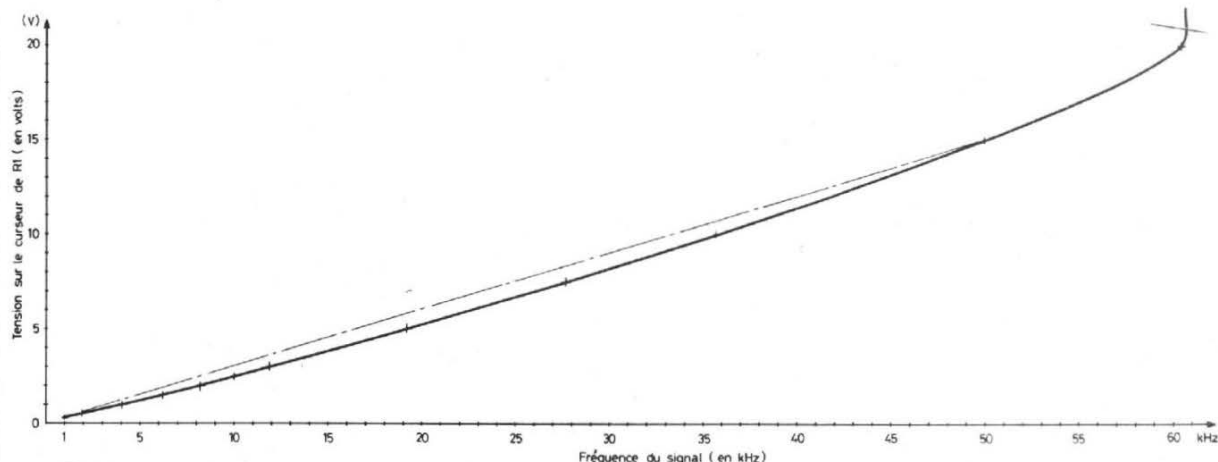


Fig. 10

VI - INTERCONNEXIONS DES DEUX MODULES ET DU POTENTIOMETRE

Afin d'éviter toute erreur de câblage, la figure 8 donne toutes précisions dans l'interconnexion des modules et du potentiomètre multitours.

La sortie des signaux carrés et triangulaires peut se faire sur des prises RCA par exemple. Si les liaisons ont une lon-

gueur importante, il est préférable d'employer du câble blindé.

Le transformateur d'alimentation doit pouvoir débiter 50 mA, il s'agit donc d'un petit modèle de très faibles dimensions.

VII - FONCTIONNEMENT DU MODULE OSCILLATEUR

Les interconnexions terminées, l'oscillateur doit fonc-

tionner dès la mise sous tension, chose que l'on vérifiera à l'oscilloscope et au contrôleur universel.

Le tableau I donne les indications que nous avons relevées sur notre maquette, à partir d'une tension d'alimentation de + 28 V.

Nous avons apprécié la qualité du signal obtenu, en fonction de la simplicité du montage.

Nous avons remarqué qu'à 1 kHz, le signal carré n'était pas symétrique, la figure 9

indique la forme du signal obtenu. A 2 kHz cette anomalie disparaît.

Si on augmente la valeur du condensateur C1-0,1 μ F, par exemple en prenant une valeur de 1 μ F, on peut descendre en basse fréquence ($F < 1$ kHz).

Si le potentiomètre R₁-10 k Ω est de bonne qualité, le balayage en fréquence est aisé, la souplesse d'exploitation de cet oscillateur est bonne et on peut ainsi très bien réaliser un petit générateur de signaux carrés et triangulaires économique, mais de bonne qualité, fort utile pour régler des appareils BF.

A la figure 10, est représentée la réponse en fréquence obtenue en fonction de la variation de la tension continue sur le curseur de R₁. La réponse est pratiquement linéaire de 1 kHz à 50 kHz.

Au dessus de + 20 V, le signal ne voit plus sa fréquence modifiée.

D.B.

TABLEAU I

Tension présente sur le curseur de R ₁	Fréquence (en kHz)	Niveau de sortie (crête à crête)	Niveau de sortie (crête à crête)
260 mV	1 kHz	28 V	1,6 V
500 mV	2 kHz	"	"
1 V	4,16 kHz	"	"
1,5 V	6,25 kHz	"	"
2 V	8,2 kHz	"	"
2,5 V	10 kHz	"	"
3 V	11,9 kHz	"	"
5 V	19,2 kHz	"	1,7 V
7,5 V	27,7 kHz	"	1,7 V
10 V	35,7 kHz	"	1,8 V
15 V	50 kHz	"	2 V
20 V	60,6 kHz	"	2,3 V

* Tension d'alimentation + 28 V

Au dessus de + 20 V, tension sur le curseur de R₁, la fréquence ne varie plus.

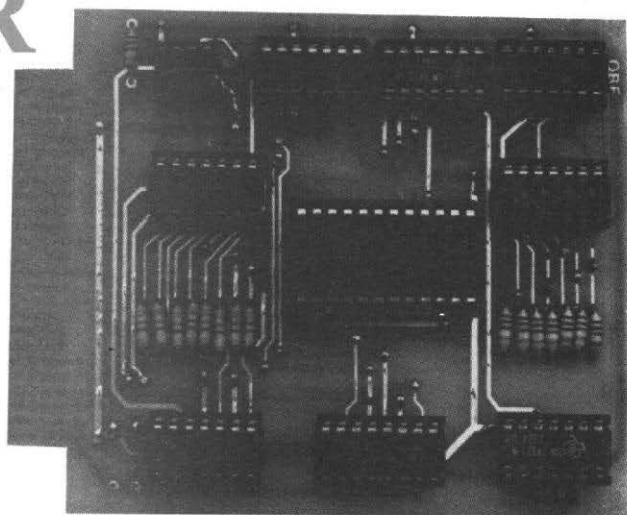
JOURNAL des "OM"

GENERATEUR

DE

TEST

POUR RADIOTELETYPES



NOUS avons réalisé et décrit dans ces colonnes il y a quelques années, un générateur destiné à tester les systèmes radiotélétypes qui s'était révélé parfaitement satisfaisant compte-tenu de sa simplicité. Ce générateur fournissait les deux lettres R et Y en alternance comme le font beaucoup de stations en cours de réglage. Depuis que les circuits à haut niveau d'intégration ont envahi le marché et atteignent des prix beaucoup plus abordables, sont apparus quantité de circuits complexes et de mémoires mortes, vives, programmables, reprogrammables dont la capacité est largement suffisante pour contenir un message d'une longueur respectable. (Il est évidemment possible d'utiliser la RAM 146 décrite également dans ces colonnes, mais il est nécessaire d'entrer le message après chaque coupure d'alimentation des circuits mémoires). La firme National Semi-

conductor a proposé depuis un certain temps déjà une mémoire morte en technologie MOS qui contient tout le message bien connu appelé QUICK BROWN FOX et dont le texte complet est le suivant : THE QUICK BROWN FOX JUMPS OVER THE LAZY DOG 1234567890 DE.

Pour ceux de nos lecteurs qui ne sont pas parfaitement familiarisés avec ce mode de communication, nous rappelons que ce texte dont l'intérêt littéraire est tout à fait contestable présente l'intérêt pratique incontesté de comporter tous les caractères de l'alphabet et tous ces chiffres, c'est-à-dire qu'un tel message reçu correctement et régulièrement permet de s'assurer que le télétype, au niveau de la réception est un bon état de fonctionnement (ainsi que le décodeur par voie de conséquence).

S'il avait fallu générer un tel message avec des circuits

TTL classiques, cela aurait représenté un circuit imprimé de belles dimensions, tandis qu'avec le circuit proposé par National Semiconductor l'ensemble est d'une grande simplicité comme on peut le constater sur le schéma de principe de la figure 1.

Tout le montage est réalisé autour de la mémoire préprogrammée dont la référence MM5220DF est caractérisée par les deux dernières lettres, la référence MM5220 étant celle de la mémoire morte non programmée. Les autres circuits du montage sont maintenant très classiques puisque réalisés en technologie TTL.

Après ce rapide préambule, examinons maintenant le fonctionnement de l'ensemble d'une manière précise, et commençons par étudier les différentes fonctions à l'aide du schéma synoptique de la figure 3.

L'élément de base est l'horloge dont la fréquence sera réglée en fonction de la vitesse

d'émission, les correspondances sont indiquées plus loin.

Cette horloge commande une chaîne de diviseurs, dont le premier permet de fixer le rapport entre l'impulsion caractéristique et la longueur du caractère. La mémoire étant prévue pour fournir un signal Baudot ou ASCII, il faut tenir compte du code ASCII qui est un code à 8 moments, c'est-à-dire 8 impulsions caractéristiques alors que le code Baudot est à 5 moments, pour déterminer le rapport entre l'impulsion caractéristique et la longueur du caractère.

Ce premier diviseur attaque un multivibrateur monostable qui fournit une impulsion de synchronisation dont le rôle est de commander le chargement dans le convertisseur parallèle/série, des informations fournies par la mémoire sans forme parallèle après un changement d'adresse.

Le compteur d'adresse est commandé par le diviseur par

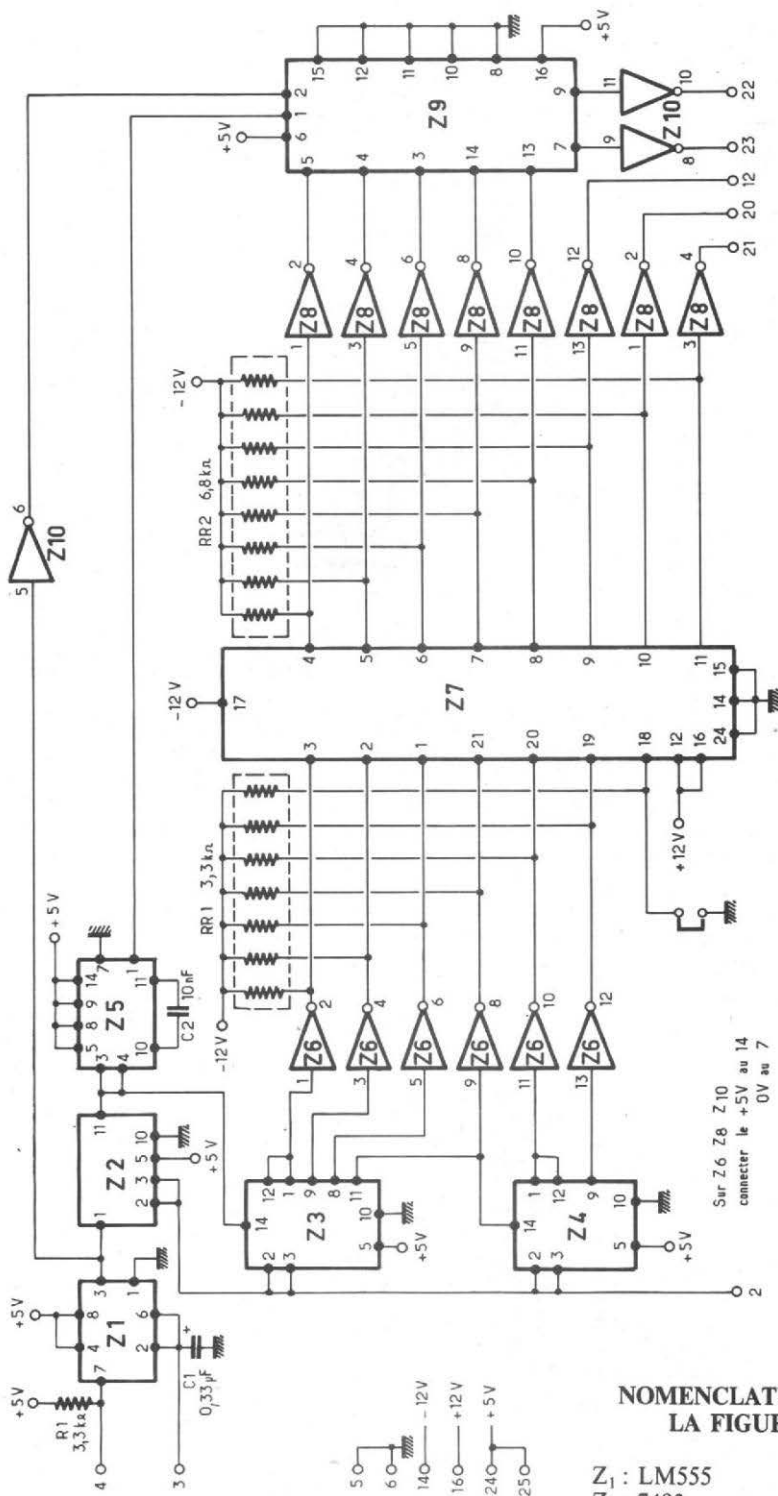


Fig. 1. - Schéma de principe.

NOMENCLATURE DE LA FIGURE 1

Z₁: LM555
Z₂: 7493
Z₃: 7493
Z₄: 7493
Z₅: 74121
Z₆: 7406
Z₇: MM5220DF

Z₈: 7404
Z₉: 74165
Z₁₀: 7404

R₁: 3,3 kΩ 1/4W
RR₁: 7 x 3,3 kΩ
RR₂: 8 x 6,8 kΩ
C₁: 0,33 µF
C₂: 10 nF

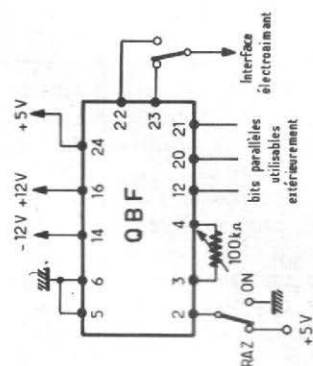


Fig. 2. - Branchement du générateur de message.

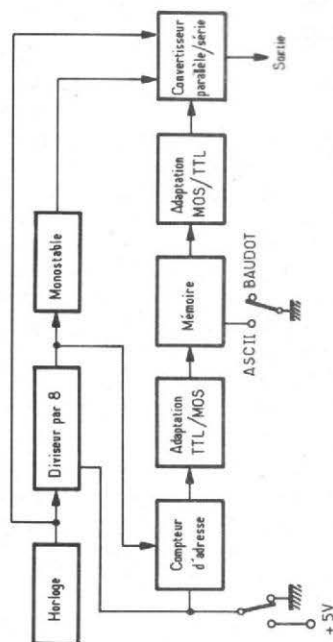
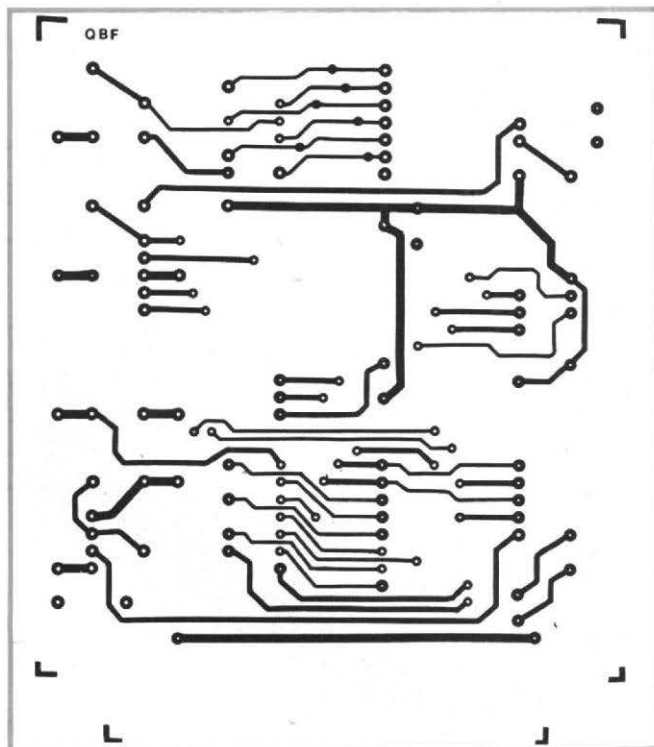


Fig. 3. - Schéma synoptique.

Horloge : Le circuit d'horloge est réalisé à partir d'un 555 bien connu de nos lecteurs et qui pour ce genre d'application s'est toujours révélé idéal, le seul point sur lequel des problèmes puissent apparaître se situe au niveau de l'alimentation ; en effet, par expérience nous avons trouvé quelques 555 qui ne fonctionnaient pas en oscillateur lorsqu'ils étaient alimentés sous 5 V.

Nous avons utilisé une capacité goutte pour cet oscilateur mais on peut également, et cela n'en sera que mieux, monter un condensateur mylar (l'emplacement est prévu sur le circuit imprimé pour les deux types). Les valeurs indiquées pour cette capacité et le potentiomètre



Les compteurs : Comme nous l'avons indiqué précédemment, l'oscillateur attaque directement un diviseur par 8 (Z_2) qui est réalisé à l'aide d'un

Adaptation TTL/MOS :
Les niveaux de fonctionnement des circuits TTL/et MOS ne sont pas compatibles il est donc nécessaire de réaliser une adaptation, d'une manière simple à l'aide de portes inverseuses à collecteur ouvert du type 7506 et de résistances 3,3 k Ω reliées au +

[illegible]

Page 160 - № 1608

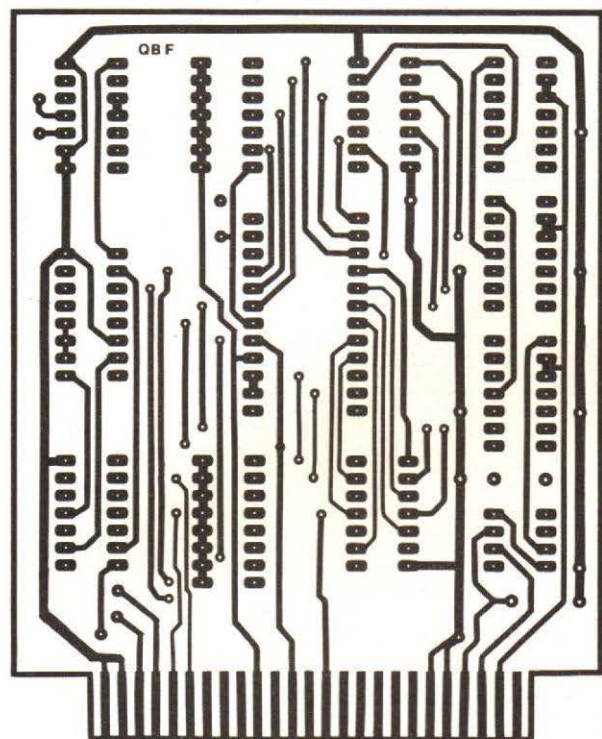


Fig. 5. - Circuit imprimé.

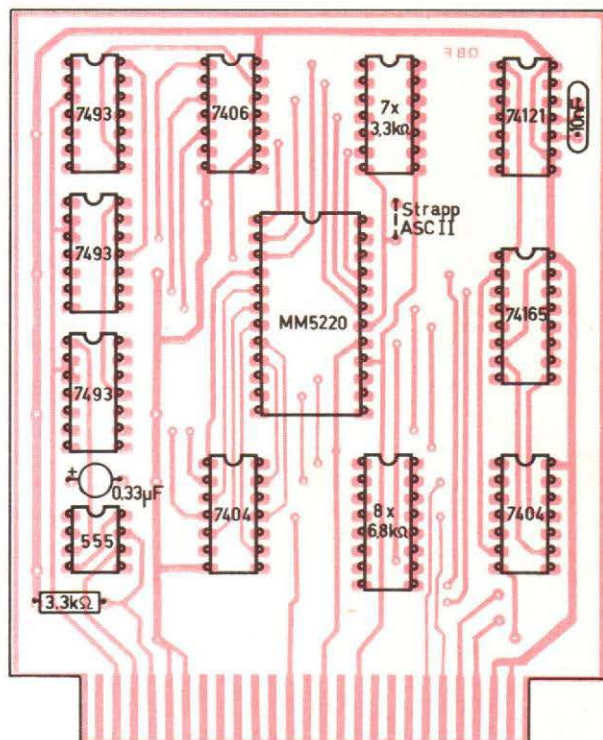


Fig. 6. - Plan d'équipement du circuit imprimé.

12 V ce qui permet d'appliquer sur les entrées de la mémoire des niveaux de tension voisins de 0 ou de +12 V, les caractéristiques de la MM5220 indiquant, pour une alimentation +12 V, qu'il est nécessaire d'appliquer des niveaux supérieurs à +10 V dans un cas et inférieurs à +4 V dans l'autre. Faute de parvenir à ces valeurs, la mémoire ne fonctionnerait pas.

Nous avons choisi d'implanter le circuit imprimé comme si nous utilisions des réseaux de résistances en boîtier dual in line. Cette solution est un peu plus onéreuse mais esthétiquement parlant plus satisfaisante, et de toute manière il est parfaitement possible d'implanter des résistances 1/4 W à 3 pas en les pliant au plus juste. C'est cette dernière solution que nous avons utilisée sur notre prototype comme il est possible de le constater sur la photo.

La mémoire : Les six lignes d'adresse sont complétées par une septième dont l'état détermine le code utilisé, Baudot ou ASCII, les 64 premières adresses correspondant au code Baudot, de 65 à 128 au code ASCII. Cette septième ligne peut être reliée manuellement à la masse ou laissée connectée au +12 V à travers une résistance de 3,3 kΩ. Bien qu'ayant réalisé le circuit imprimé pour une utilisation en code Baudot, nous avons prévu d'amener sur le connecteur les 3 sorties non utilisées donc d'employer le système en code ASCII au prix de quelques circuits intégrés supplémentaires.

La table de conversion de la mémoire MM5220DF reproduite dans cet article permet de mieux comprendre les deux possibilités qui sont offertes et de prévoir les circuits supplémentaires indispensables pour l'utilisation en code ASCII.

Comme les entrées, les sorties de la mémoire sont à un niveau MOS et il faut les ramener à un niveau compatible avec la TTL. Ceci est réa-

lisé en connectant chaque sortie au -12 V à travers une résistance de 6,8 kΩ, et, comme pour les entrées, nous avons prévu sur le circuit imprimé l'emplacement d'un réseau de résistances en boîtier dual in line, celui-ci étant remplacé sur le prototype par des résistances 1/4 qui prennent place très facilement.

Convertisseur parallèle/série : Chaque caractère apparaît en sortie de la mémoire sous forme parallèle, c'est-à-dire, que tous les niveaux de tension d'un même caractère se modifient au même moment, or pour transmettre un quelconque caractère que ce soit en Baudot ou en ASCII, il faut que ceux-ci apparaissent l'un après l'autre, en commençant, comme le veut la logique, par le premier. Donc il faut revenir au mode de transmission série, et pour cela nous utilisons un registre à décalage du type 74165 qui à un instant donné, détermine par l'apparition de l'impulsion en sortie du 74121, prend en considération les niveaux de tension en sortie de la mémoire (ou plus exactement des circuits d'adaptation MOS/TTL) et, au rythme des signaux d'horloge, restitue ceux-ci l'un derrière l'autre dans l'ordre choisi.

Le circuit 74165 est un registre à décalage huit bits, or nous avons en code Baudot cinq bits caractéristiques, les trois disponibles seront donc utilisés pour obtenir les bits de start et de stop qui encadrent les cinq bits caractéristiques. Nous utiliserons un bit pour le start et deux bits pour le stop, ce qui est un peu plus long que la normale mais sans inconvénient pour le fonctionnement du système.

On remarque, en détaillant le branchement du 74165 que l'entrée H est reliée au +5 V et les deux entrées A et B sont reliées au OV afin de satisfaire au sens du registre à décalage.

Deux sorties inversées sont disponibles sur le 74165, elles sont amplifiées chacune par un élément d'un 7404 de manière à pouvoir attaquer

sans difficulté un quelconque circuit d'interface qui commandera soit l'oscillateur AFSK soit l'électroaimant du télétype. Un inverseur permet de passer simplement sur l'une ou l'autre sortie suivant le circuit d'interface utilisé.

Mise au point : le premier élément sera choisi pour correspondre à celle du télétype sur lequel le contrôle va être effectué. Il faut ensuite s'assurer que l'entrée 2 du circuit imprimé est à la masse, sinon, les compteurs sont bloqués et

il ne peut dans ces conditions y avoir d'exploration de la mémoire. Ensuite, si tous les circuits intégrés sont en état de fonctionnement, on doit obtenir l'impression du message indiqué plus haut et ceci, tant que l'entrée 2 sera reliée

à la masse. Le passage au + 5 V de cette entrée remet les compteurs à leur position de départ et en remettant cette entrée à la masse la transmission du message recommence à son tout début, c'est-à-dire, deux caractères de retour chariot, un caractère d'avance papier, un caractère lettre et tous les caractères significatifs du message.

On pourra vérifier la consommation sur les différentes alimentations qui doivent se situer, en se référant à notre prototype aux environs des valeurs suivantes : + 5 V : 220 mA ; + 12 V : 40 mA ; - 12 V : 35 mA.

Ces valeurs ne sont données qu'à titre indicatif et une variation de 20 % autour de celles-ci peut-être considérée comme normale, compte-tenu de la dispersion au niveau des consommations propres des circuits intégrés.

Il ne doit y avoir normalement aucun problème de fonctionnement, les circuits étant utilisés bien en dessous de leurs limites, seul, comme nous l'avons dit le 555 risque exceptionnellement de se faire prier pour osciller sous une alimentation 5 V.

Nous avons en ce qui nous concerne fait fonctionner ce générateur pendant plusieurs heures et ce à plusieurs reprises ; nous n'avons constaté que quelques erreurs de transmission dues au passage chiffre/lettre, mais celles-ci avaient très certainement pour origine le téléimprimeur lui-même.

Le prix de revient des composants et du circuit imprimé est inférieur à 250 F, ce qui compte-tenu des facilités apportées par ce système est très raisonnable.

Comme pour toutes nos réalisations, antérieures, nous pourrions envisager, si le nombre de lecteurs intéressés est suffisant, la fourniture de certains composants.

ADDRESS	OUTPUT CHARACTER	OUTPUT CODE								ADDRESS	OUTPUT CHARACTER	P A R I T Y	OUTPUT CODE							
		Baudot											ASCII							
		-	-	-	5	4	3	2	1				b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	
0	CR	1	1	1	1	0	1	1	1	64	NULL	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	CR	1	1	1	1	0	1	1	1	65	CR	0	0	1	1	0	0	1	0	0
2	LF	1	1	1	1	1	1	0	1	66	CR	0	0	1	1	1	0	0	1	0
3	Ltr	1	1	1	0	0	0	0	0	67	LF	1	1	1	1	0	1	0	1	1
4	T	1	1	1	0	1	1	1	1	68	T	0	0	1	0	1	0	1	1	1
5	H	1	1	1	0	1	0	1	1	69	H	1	0	1	1	0	1	1	1	1
6	E	1	1	1	1	1	1	1	0	70	E	0	0	1	1	1	0	1	0	1
7	SP	1	1	1	1	1	0	1	1	71	SP	0	1	0	1	1	1	1	1	1
8	Q	1	1	1	0	1	0	0	0	72	Q	0	0	1	0	1	1	1	1	0
9	U	1	1	1	1	1	0	0	0	73	U	1	0	1	0	1	0	1	0	0
10	I	1	1	1	1	1	0	0	1	74	I	0	0	1	1	0	1	1	0	0
11	C	1	1	1	1	0	0	0	1	75	C	0	0	1	1	1	1	0	0	0
12	K	1	1	1	1	0	0	0	0	76	K	1	0	1	1	0	1	0	0	0
13	SP	1	1	1	1	1	0	1	1	77	SP	0	1	0	1	1	1	1	1	1
14	B	1	1	1	0	0	1	1	0	78	B	1	0	1	1	1	1	0	1	1
15	R	1	1	1	1	0	1	0	1	79	R	0	0	1	0	1	1	0	1	1
16	O	1	1	1	0	0	1	1	1	80	O	0	0	1	1	0	0	0	0	0
17	W	1	1	1	0	1	1	0	0	81	W	0	0	1	0	1	0	0	0	0
18	N	1	1	1	1	0	0	1	1	82	N	1	0	1	1	0	0	0	0	1
19	SP	1	1	1	1	1	0	1	1	83	SP	0	1	0	1	1	1	1	1	1
20	F	1	1	1	1	0	0	1	0	84	F	0	0	1	1	1	0	0	0	1
21	O	1	1	1	0	0	1	1	1	85	O	0	0	1	1	0	0	0	0	0
22	X	1	1	1	0	0	0	1	0	86	X	0	0	1	0	0	1	1	1	1
23	SP	1	1	1	1	1	0	1	1	87	SP	0	1	0	1	1	1	1	1	1
24	J	1	1	1	1	0	1	0	0	88	J	0	0	1	1	0	1	0	1	1
25	U	1	1	1	1	1	0	0	0	89	U	1	0	1	0	1	0	1	0	0
26	M	1	1	1	0	0	0	1	1	90	M	1	0	1	1	0	0	1	0	0
27	P	1	1	1	0	1	0	0	1	91	P	1	0	1	0	1	1	1	1	1
28	S	1	1	1	1	1	0	1	0	92	S	1	0	1	0	1	1	0	0	0
29	SP	1	1	1	1	1	0	1	1	93	SP	0	1	0	1	1	1	1	1	1
30	O	1	1	1	0	0	1	1	1	94	O	0	0	1	1	0	0	0	0	0
31	V	1	1	1	0	0	0	0	1	95	V	1	0	1	0	1	0	0	0	1
32	E	1	1	1	1	1	1	1	0	96	E	0	0	1	1	1	0	1	0	0
33	R	1	1	1	1	0	1	0	1	97	R	0	0	1	0	1	1	0	1	0
34	SP	1	1	1	1	1	0	1	1	98	SP	0	1	0	1	1	1	1	1	1
35	T	1	1	1	0	1	1	1	1	99	T	0	0	1	0	1	0	1	1	1
36	H	1	1	1	0	1	0	1	1	100	H	1	0	1	1	0	1	1	1	1
37	E	1	1	1	1	1	1	1	0	101	E	0	0	1	1	1	0	1	0	0
38	SP	1	1	1	1	1	0	1	1	102	SP	0	1	0	1	1	1	1	1	1
39	L	1	1	1	0	1	1	0	1	103	L	0	0	1	1	0	0	1	1	1
40	A	1	1	1	1	1	1	0	0	104	A	1	0	1	1	1	1	1	0	0
41	Z	1	1	1	0	1	1	1	0	105	Z	1	0	1	0	0	1	0	0	1
42	Y	1	1	1	0	1	0	1	0	106	Y	1	0	1	0	0	1	1	1	0
43	SP	1	1	1	1	1	0	1	1	107	SP	0	1	0	1	1	1	1	1	1
44	D	1	1	1	1	0	1	1	0	108	D	1	0	1	1	1	0	1	1	1
45	O	1	1	1	0	0	1	1	1	109	O	0	0	1	1	0	0	0	0	0
46	G	1	1	1	0	0	1	0	1	110	G	1	0	1	1	1	0	0	0	0
47	SP	1	1	1	1	1	0	1	1	111	SP	0	1	0	1	1	1	1	1	1
48	Fig.	1	1	1	0	0	1	0	0	112	I	0	1	0	0	1	1	1	1	0
49	1	1	1	1	0	1	0	0	0	113	2	0	1	0	0	1	1	0	1	0
50	2	1	1	1	0	1	1	0	0	114	3	1	1	0	0	1	1	0	0	0
51	3	1	1	1	1	1	1	1	0	115	4	0	1	0	0	1	0	1	1	1
52	4	1	1	1	1	0	1	0	1	116	5	1	1	0	0	1	0	1	0	0
53	5	1	1	1	0	1	1	1	1	117	6	1	1	0	0	1	0	0	1	1
54	6	1	1	1	0	1	0	1	0	118	7	0	1	0	0	1	0	0	0	0
55	7	1	1	1	1	1	0	0	0	119	8	0	1	0	0	0	1	1	1	1
56	8	1	1	1	1	1	0	0	1	120	9	1	1	0	0	0	1	1	0	0
57	9	1	1	1	0	0	1	1	1	121	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1
58	0	1	1	1	0	1	0	0	1	122	SP	0	1	0	1	1	1	1	1	1
59	SP	1	1	1	1	1	0	1	1	123	D	1	0	1	1	1	0	1	1	1
60	Ltr.	1	1	1	0	0	0	0	0	124	E	0	0	1	1	1	0	1	0	0
61	D	1	1	1	1	0	1	1	0	125	SP	0	1	0	1	1	1	1	1	1
62	E	1	1	1	1	1	1	1	0	126	DEL	0	0	0	0	0	0	0	0	0
63	SP	1	1	1	1	1	0	1	1	127	DEL	0	0	0	0	0	0	0	0	0

B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1					B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1
----	----	----	----	----	----	----	----	--	--	--	--	----	----	----	----	----	----	----	----

Fig. 7. - Table de conversion de la mémoire MM5220 DF.

Eurelec fera de vous un spécialiste en électronique industrielle.

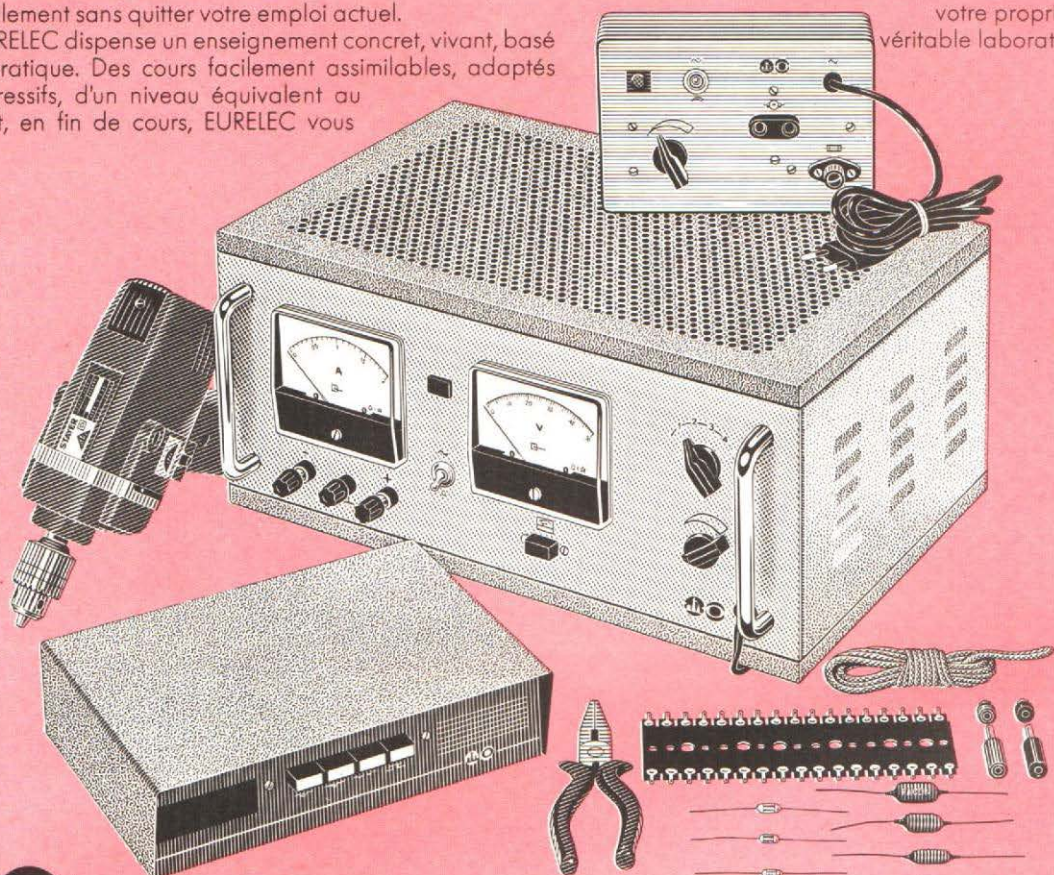
C'est-à-dire un professionnel compétent dans un secteur dynamique aux débouchés nombreux : régulation, contrôles automatiques, asservissements, etc.

Avec EURELEC, vous travaillez chez vous, à votre rythme, éventuellement sans quitter votre emploi actuel.

EURELEC dispense un enseignement concret, vivant, basé sur la pratique. Des cours facilement assimilables, adaptés et progressifs, d'un niveau équivalent au C.A.P. Et, en fin de cours, EURELEC vous

offre la possibilité d'effectuer un stage de perfectionnement gratuit dans les laboratoires EURELEC.

Tout ce matériel, nécessaire aux travaux pratiques, vous le recevez chez vous avec les cours. Ceux-ci achevés, il reste votre propriété et constitue un véritable laboratoire de technicien.



eurelec

institut privé
d'enseignement
à distance

**JUSQU'AU 30 SEPTEMBRE 1977,
EURELEC VOUS OFFRE :**

**10% DE REDUCTION SUR LE
COURS D'ELECTRONIQUE
INDUSTRIELLE,**

et sur tous les autres cours :
ELECTRONIQUE ET TV COULEURS, ELECTROTECHNIQUE,
INTRODUCTION A L'ELECTRONIQUE

Pour profiter de cette offre exceptionnelle, postez vite le bon
à découper ci-contre ou rendez-vous à l'un de nos centres régionaux.

Pour tous renseignements et documentation, présentez le bon à découper au Centre Régional EURELEC le plus proche de votre domicile (liste ci-dessous) ou postez-le aujourd'hui même à EURELEC 21000 Dijon.

CENTRES REGIONAUX
21000 DIJON (SIEGE SOCIAL)
Rue Fernand Holweck
Tel. : 30.12.00
75011 PARIS
116, rue J.-P.-F. Imbaud
Tel. : 355.28.30/31

44200 NANTES
5, quai Fernand Crauan
Tel. : 46.39.05
68000 MULHOUSE
10, rue du Couvent
Tel. : 45.10.04
59000 LILLE
78/80, rue Léon-Gambetta
Tel. : 57.09.68

13007 MARSEILLE
104, boulevard de la Corde
Tel. : 54.38.07
69002 LYON
23, rue Thomassin
Tel. : 37.03.13

INSTITUTS ASSOCIES
ST-DENIS DE LA REUNION
134, rue du Mal-Leclerc
LA REUNION
BENELUX
230, rue de Brabant
1030 BRUXELLES
CÔTE D'IVOIRE
23, rue des Selières
(près Ecole Orléans)
B.P. 7069 - ABIDJAN

TUNISIE
21, Ter rue C-de-Gaulle,
TUNIS
MAROC
6, avenue du 2 mars
CASABLANCA
HAITI
4, rue de Carliat
PORT-AU-PRINCE

BON A DECOUPER

Offre exceptionnelle EURELEC : 10 % de réduction sur le Cours d'Electronique Industrielle.

Je désire recevoir gratuitement et sans aucun engagement de ma part votre documentation N°F 454 sur le cours d'Electronique Industrielle.

NOM : _____ PRENOM : _____

DOMICILE : Rue : _____ N° : _____

VILLE : _____ CODE POSTAL : _____

Important : Sur présentation de ce bon à l'un de nos Centres Régionaux, une réduction de 10 % vous sera consentie sur le prix de ce cours.



CONSTRUCTION des APPAREILS ELECTRONIQUES du DEBUTANT

2^e EDITION

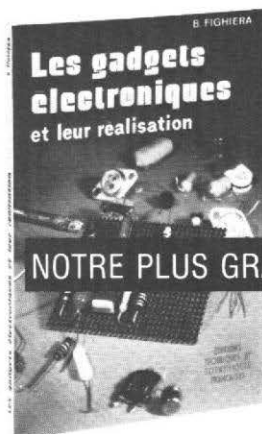
par G. BLAISE

Ce livre indique d'une manière détaillée à tous ceux qui débutent dans l'amateurisme électronique, comment il faut s'y prendre pour monter, aussi bien les appareils électroniques simples que ceux plus compliqués. Montages : sur platine imprimée, sur platine VEROBORD, en connexions classiques à l'aide de fils. On traite aussi bien des montages à transistors que de ceux à circuits intégrés. Ce livre est destiné tout particulièrement aux jeunes élèves, aux étudiants, ainsi qu'à toutes personnes désirant faire de l'amateurisme en électronique.

Extrait du sommaire

Outils et composants. Résistances. Bobines. Redresseurs. Condensateurs. Filtrage. Détecteurs et radiorecepteurs. Comment réaliser soi-même les circuits imprimés.

Un volume broché, 176 pages, format 15 x 21, 146 schémas, couverture couleur. Prix : 38 F.



LES GADGETS ELECTRONIQUES et leur réalisation

5^e EDITION

NOTRE PLUS GRAND SUCCES DE VENTE

par B. FIGHIERA

Extrait du sommaire

Les courants faibles - Les autres composants passifs - Les diodes - Les transistors - Les thyristors et les triacs - La représentation schématique - Le matériel nécessaire - L'art de la soudure - Les supports de montage - Conseils pratiques pour le montage des plaquettes - Précautions pour l'implantation des éléments - L'habillage et la finition - Les idées et la réalisation, les astérisques - Dispositif pour tester la nervosité - La boîte à gadgets - Les récepteurs simplifiés - Récepteur fonctionnant avec de l'eau salée - Récepteur 4 transistors - Dispositif anti-moustique électronique - Roulette électronique - Convertisseur pour bande aviation - Métromètre à deux transistors - Sirène électronique - Sonnette électronique - Instrument musical.

Un volume broché 160 pages, format 15 x 21, couverture couleur. Prix : 28 F.

PETITS INSTRUMENTS ELECTRONIQUES DE MUSIQUE

2^e EDITION REVUE ET CORRIGEE

par F. JUSTER



Ce livre traite des petits instruments électroniques de musique, tels que : violons, violoncelles, altos, contrebasses, guitares, mandolines, flûtes, clarinettes, saxophones, trombones à coulisse, accordéons et instruments aériens, tel que le célèbre Thérémine. Tous ces appareils sont faciles à monter par des amateurs ayant déjà réalisé des électroniques simples.

Extrait de la table des matières

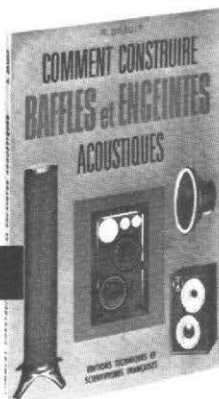
Tableau des notes musicales et des fréquences - Générateur universel avec vibrato pour orgues monodiques - Mélangeur-amplificateur-formant - Ensembles multi-monodiques - Contrebasson et sarrusophone - Clarinette - Clarinette-alto - Clarinette-basse - Saxophone - Accordéon électronique - Etc.

Un volume broché, 136 pages, format 15 x 21, couverture couleur. Prix : 28 F.

Comment construire BAFFLES et ENCEINTES ACOUSTIQUES

8^e Edition - 40^e MILLE...

par R. BRAULT



Les amateurs de reproduction sonore à haute fidélité devenant de plus en plus nombreux, l'auteur a réalisé cet ouvrage dans un but essentiellement pratique, il a décrit les types les plus courants d'enceintes expérimentées par des firmes spécialisées en se bornant principalement aux modèles facilement réalisables par un amateur.

Sommaire

Le haut-parleur électrodynamique - Fonctionnement électrique du haut-parleur - Fonctionnement acoustique du haut-parleur - Baffles ou écrans plans - Coffrets clos - Enceintes « Bass-reflex » - Enceintes à papillon - Comment choisir un haut-parleur - Réalisations pratiques d'enceintes et baffles - Réglage d'une enceinte - Filtrage pour haut-parleur - Caractéristiques des haut-parleurs actuellement disponibles.

Un volume broché, 112 pages, 65 schémas, format 15 x 21, couverture couleur. Prix : 25 F.

**VOUS AVEZ
l'esprit technique
vous aimez
vous mesurer !**



...a conçu pour vous des kits électroniques,
à la portée des esprits logiques, mais....
sans connaissance particulière au départ.

NOTRE CATALOGUE contient **150 KITS**, allant du système
d'alarme le moins cher, au goniomètre digital ultra-perfection-
né, en passant par l'oscilloscope, l'émetteur à ondes courtes,
ou la chaîne haute-fidélité. Ces kits y sont décrits dans le
détail, et leurs caractéristiques développées au maximum.

Chaque Kit est livré avec un manuel d'assemblage très com-
plet (dessins éclatés, description des circuits, montage pièce
par pièce). Ce manuel, conçu selon une méthode « pas à pas »,
est écrit dans un langage simple, à la portée d'un non-profes-
sionnel. Si par hasard vous butiez, le service HEATHKIT-ASSIS-
TANCE serait là, prêt à vous renseigner, même par téléphone.

Vous avez la possibilité de toucher, apprécier le matériel,
compulser les manuels d'assemblage, poser toutes questions
à un ami technicien, en vous rendant à l'un des



"CENTRES HEATHKIT"

et services
HEATHKIT-ASSISTANCE

PARIS
LYON

(6*) 84 bd Saint-Michel
téléphone 326.18.91

(3*) 204 rue Vendôme
téléphone (78) 62.03.13

Bon à découper, à adresser à :

FRANCE : Heathkit, 47 rue de la Colonie,
75013 PARIS, tél. 588.25.81

BELGIQUE : Heathkit, 16 av. du Globe,
11.90 BRUXELLES, tél. 344.27.32

☐ Je désire recevoir votre nouveau catalogue "1977"

Je joins 2 timbres à 1 franc pour participation aux frais.

Nom _____

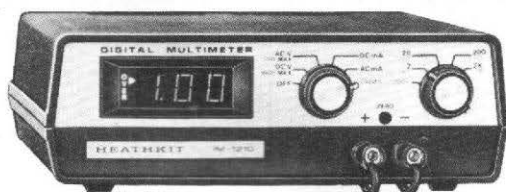
Prénom _____

N° _____ Rue _____

Code postal _____ Ville _____

H.P. 14-7-77

**les derniers nés...
de la mesure chez Heathkit.**



MULTIMETRE NUMERIQUE (réf. IM. 1210)

Volts c. continu 10 mV à 999 V en 4 échelles
Volts c. alternatif (50 Hz à 10 KHz) 10 mV à 700 V en 4 échelles
Ampères c. continu 10 μ A à 2 A en 4 échelles
Ampères c. altern. (50 Hz à 10 KHz) 10 μ A à 2 A en 4 échelles
Ohm-mètre 1 Ω à 2 M Ω en 4 échelles
Précision $\pm 1\%$ c. continu, $\pm 1,5\%$ toutes autres mesures Volts c. alternatif et Am-
pères c. continu et alternatif, $\pm 2\%$ en ohm-mètre - Calibrateur incorporé - Impédance
d'entrée : 1 M Ω sur toutes les gammes de tensions - Protection contre les surcharges
sur toutes les gammes - Alim. secteur 110/220 V - Boîtier à toutes épreuves, dim. 20 x
13 x 10 cm.

EN KIT (réf. K/IM 1210) 520 F TTC + PORT 12 F.
TOUT ASSEMBLE (réf. A/IM. 1210) 820 F TTC + PORT 20 F.



MULTIMETRE NUMERIQUE (réf. IM. 2202)

Volts c. continu 100 μ V à 1 000 V en 5 échelles
Volts c. alternatif (50 Hz à 10 KHz) 100 μ V à 750 V en 5 échelles
Ampères c. continu 0,1 μ A à 1 A en 5 échelles
Ampères c. altern. (50 Hz à 10 KHz) 0,1 μ A à 1 A en 5 échelles
Ohm-mètre 0,1 Ω à 200 M Ω en 5 échelles
Précision $\pm 0,5\%$ pour toutes mesures des courants continus, et $\pm 1,5\%$ pour toutes
mesures des courants alternatifs, $\pm 0,5\%$ en ohm-mètre - Calibrateur incorporé - Im-
pédance d'entrée : 10 M Ω sur toutes les gammes - Indicateur de polarité - Indicateur
de dépassement de gamme - Alim. secteur 110/220 V et batterie interne au cadmium-
nickel (rechargeable), autonomie 8 heures de marche - Dimensions : 20 x 8 x 7,5 cm.

EN KIT (réf. K/IM 2 202) 1 550 F TTC + PORT 20 F
TOUT ASSEMBLEE (réf. A/IM 2 202) 2 190 F TTC + PORT 25 F.

Le catalogue HEATHKIT vous propose :

Pour la maison

- Alarme antivol
- Alarme de température congélateur
- Anémomètre/girouette aff. digital
- Carillon de porte programmable
- Détecteur de fumées (incendie)
- Horloges électriques
- Interphone 2 et 3 postes
- Nettoyeur à ultra-sons
- Radio-Réveil affichage digital
- Thermomètre électr. affich. digital

Pour le sport, les loisirs

- Chronomètre électr. affich. digital
- Détecteurs de métaux
- Porte-voix ou alarme

Pour la navigation de plaisance

- Sondeur de profondeurs
- Radiogoniomètre à affich. digital
- Convertisseur 6-12/220 V

Pour l'automobile

- Alarme antivol
- Allumage électronique
- Analyseur de gaz d'échappement
- Analyseur d'allumage
- Contrôleur spécial garagiste
- Compte-tours à affichage digital
- Montre voiture affichage digital

Pour la Hi-Fi

- Amplis stéréo 15 à 200 watts
- Ampli-tuner
- Equaliseur stéréo
- Enceintes acoustiques
- Light-show musical

Pour les radio-amateurs

- Récepteurs OC, décimétriques
- Transceivers HF et VHF
- Amplificateurs linéaires
- Manipulateur électronique
- Tous accessoires station OM

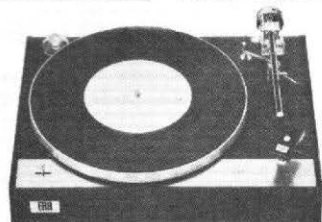
Pour le labo, les mesures

- Alimentation BT stabilisée
- Alimentations BT stabilisées
- Alimentation HT régulée
- Boîtes de décades R et C
- Capacimètre
- Distorsiomètre
- Fréquence-mètre numériques
- Générateurs BF - HF - FM
- Multimètres à cadre ou numériques
- Oscilloscopes 1 et 2 traces
- Signal tracer
- Sonde THT
- Testeur de circuits intégrés
- Traceur de courbe semi-conducteurs
- Transistormètres
- Voltmètres électroniques

Non! La hi-fi française n'est pas morte...



premier fabricant français d'audience internationale! lisez attentivement.



PLATINE 444

Le meilleur rapport qualité-prix pour les normes haute fidélité. Manuelle, entraînement courroie, moteur synchrone 48 pôles. Suspension par silent-blocs. Relevé et repose du bras hydraulique. Présentation socle métal noir, flancs bois, décor alu brossé. En option capot plexi fumé.

PRIX PROMOTION



LE FAMEUX "BLOC SOURCE"

Chaîne compacte comprenant un ampli à transistors silicium et circuits intégrés, réglage des tonalités séparées, une platine avec contre-platine suspendue, pivot fictif K3, entraînement à courroie, prise casque, tuner FM avec décodeur automatique stéréo. Contrôle automatique des fréquences.

Prix : **1200 F**

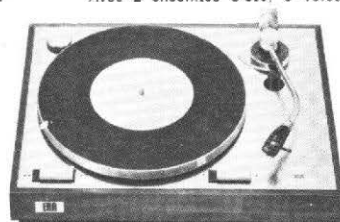
Avec 2 enceintes S 300, 3 voies **1499 F**



PLATINE 5055

Manuelle, entraînement courroie, micromoteur synchrone 48 pôles. Equipée d'un système original par contre-platine intérieure suspendue. Pivot fictif K3. Coquille enfichable. Lève-bras à friction, bras tubulaire en S. Livrée avec un gabarit permettant de régler l'erreur de piste minimale. Présentation socle bois, décor alu brossé, capot plexi fumé articulé et amovible.

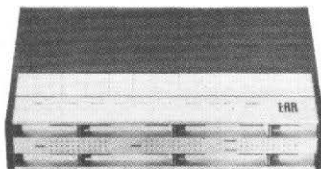
PRIX PROMOTION



PLATINE 3035

Semi-automatique, entraînement à courroie, moteur synchrone 32 pôles. Equipée d'un bras en « S », monté sur pivot à micro roulement à billes. Anti-skating haute précision, à double graduation pour stylet conique et elliptique (double échelle de réglage). Permet le montage de toute cellule normalisée (de 0 à 12 g). Double commande indépendante de la contre-platine suspendue - mise en route - lève-bras à descente et montée temporisées. Arrêt automatique. Coquille enfichable. Présentation alu brossé dans un coffret bois, capot plexi fumé articulé et amovible.

PRIX PROMOTION

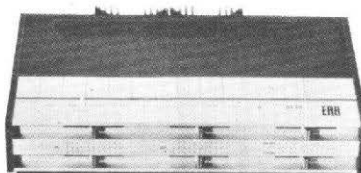


AMPLI ST 50

Ampli, pré-ampli 2 x 20 W sous 8 Ohms, esthétique contemporaine, façade alu brossé, réglage du volume et des tonalités par curseurs linéaires. Prise de casque en façade. Entrée et sortie double DIN et RCA. Protection par fusibles des H.P. et du secteur. Correction physiologique, trois entrées (phono, radio et magnéto).

Prix : **490 F**

Avec platine RUBIN et 2 enceintes S.200 **999 F**

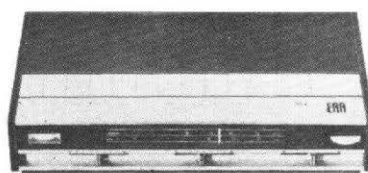


AMPLI ST 70

Ampli, pré-ampli 2 x 40 W sous 8 Ohms, esthétique idem ST 50. Circuits intégrés et modules enfichables. Filtre passe bas et passe haut. Entrées et sorties double DIN et RCA. Possibilité d'ambiophonie. Niveau de sensibilité des entrées réglable (phono, radio, magnéto). Protection électronique de l'ampli. Protection des H.P. par fusibles. Monitoring.

Prix : **790 F**

Avec platine ERA 444 **1720 F**



TUNER TS 2

Tuner complément indispensable de l'ampli ST 70, FM, PO, GO, esthétique contemporaine, décodeur stéréo automatique, Muting, AFC, trois stations FM pré-réglables. Réglage du niveau d'entrée des antennes.

Prix : **690 F**

Crédit CETELEM : joindre 20 % à la commande,

l'audioclub

AU CENTRE DE PARIS : 7, rue Taylor, PARIS-75010 - Tél. : 208-63-00 - 607-05-09

607-83-90

GRANDE FACILITE DE STATIONNEMENT FACE AU MAGASIN ★ Métro : Jacques-Bonsergent - République - A 3 minutes des Gares de l'Est et du Nord

Expéditions province : Règlement comptant 50 % à la commande, le solde contre remboursement + port.

**OUVERTURE DU MARDI AU SAMEDI
DE 10 H A 19 H SANS INTERRUPTION
LE LUNDI DE 14 H A 19 H**

JUILLET ET AOUT FERMETURE ENTRE 13 H ET 14 H

avec
power
diffusion

un équipement disco de qualité pour un mini-budget

discothèque... soirée privée... audiovisuel... sonorisation d'ambiance...



power diffusion

Mixage MPK 502, Equalizer TPK 310 et Ampli APK 240 S.

Documentation et tarif sur demande à
COMEL - 6, rue R. Dubost
92230 Gennevilliers - Tél. 793.65.12

Pour la Belgique : DELTA EQUIPMENT
Rue de Calevoët 112-1180 Bruxelles
Tél. 376.60.35