

7 f
380 PAGES
1^{re} ANNÉE - N° 1614 - DU 15 SEPTEMBRE 1977

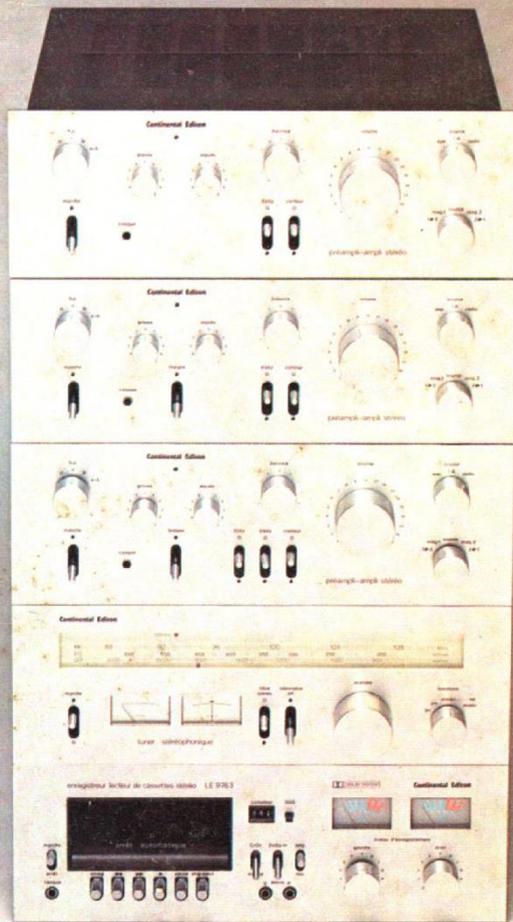
LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1883

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

**BANCS D'ESSAI : L'ampli-tuner BANG ET OLUFSEN 4400 ■
L'auto-radio GRUNDIG 2021 ■ Générateur de fonctions
TEKELEC TA 44 ■ RÉALISEZ : Une alimentation à C.I. ■
Un petit oscilloscope performant TFOX1 ■■■**



Nouvelle gamme haute-fidélité.

Continental Edison

TAMON



IMPORTATEUR:

ECOSOUND S.A.: 187, rue P. Aeby
CH 1700 FRIBOURG
SUISSE

RECHERCHONS

Pour la FRANCE: – Un chef de vente
– Cinq Représentants

Pour la SUISSE: Un DISTRIBUTEUR EN
EXCLUSIVITÉ

Les candidats intéressés devront
envoyer un bref C.V. résumant
leur expérience dans ce domaine

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

Page

B.F. - Technique générale - HiFi

- Le tuner amplificateur **BANG ET OLUFSEN 4400**..... 130

Electronique - Technique générale

- Les circuits fondamentaux de l'électronique 127
- Le jeu vidéo **PHILIPS TELESPIEL ES 2203** 140
- Le projecteur sonore **BAUER T 600** 142
- L'autoradio **GRUNDIG 2021** 150
- Ensemble de radiocommande **MRC 772** 183
- Technologie des composants 187
- Système de correction du contour d'image en télévision..... 192
- Les microprocesseurs : Notions d'arithmétique binaire 194
- Les diviseurs de fréquence : Division par deux 199
- A.B.C. Les générateurs de fonctions 217
- Le répondeur téléphonique **DISCOPHONE 2000** 256
- Détermination des éléments utilisés dans les montages 267

Réalisations

- Construisons nos appareils de mesure : Un petit oscilloscope performant, le **TFOX1**..... 155
- Réalisez un tuner FM à affichage digital 162
- Un fondu enchaîné à modulation de fréquence 172
- Un préamplificateur correcteur stéréophonique 178
- Un encodeur de clavier hexadécimal pour générer des mots de 8 bits 202
- Alimentations à circuits intégrés..... 235
- Millivoltmètre HF : 50 kHz - 50 MHz..... 240
- Réalisez une enceinte acoustique à filtres actifs..... 246

Mesure - Service

- Le modulateur **TV 7601 Sider Ondyne** 212
- Le générateur de fonctions **TEKELEC TA 44** 260

Journal des O.M.

- Le Trans-CV : Modules réception 280
- Protégez vos équipements contre les fausses manœuvres 287

Divers

- Informations nouveautés 123
- En visite à la société **TECHNICS**..... 254
- Sélection de chaînes HiFi..... 272
- Notre courrier technique..... 274
- Petites annonces 290

Copyright - 1977
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal : 3^e trimestre 77
 N° Editeur : 378
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 58 701

PUBLICITE

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITE

43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 285.04.46 (lignes groupées)

C.C.P. Paris 3793-60

LAG électronique

PLATINES Garrard

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



GARRARD 6400

Type : platine changeur de disques automatique à trois vitesses.
Plateau : acier, diamètre 287 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-dérapiage : 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 LIVRÉES AVEC
COUVERCLES ANTI-POUSSIERE, AVEC SOCLE, AVEC CELLULE
MAGNÉTIQUE STÉRÉO.



LA CELLULE SUPPLÉMENTAIRE
TYPE EXCEL ES 70 : 56 F TTC

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

L'enceinte **KOS** SUPRAVOX

LES 2 NOUVELLES VOIES DU SUCCES!

KOS la toute nouvelle enceinte à deux voies bénéficie de l'immense succès SUPRAVOX qui ne cesse de grandir depuis 40 ans. Oui, 40 années de recherches passionnées et de professionnalisme ont mondialement imposé la gamme d'enceintes à une voie dont la fabrication continue bien sûr.

La dernière née à deux voies hérite de la traditionnelle qualité SUPRAVOX.

KOS 2 voies est une création prestigieuse qui s'inscrit dans la légendaire production SUPRAVOX, symbole de progression et de continuité.

Les mélomanes les plus exigeants seront surpris par la KOS 2 voies qui concrétise un travail acharné et l'emploi d'un matériel de haute technicité de mesure (BRUEL et KJAER).

FICHE TECHNIQUE

Cette enceinte comprend :

- 1 HP (boomer) de 28 cm à aimant ticonal chargé de reproduire les basses et les médiums. Ce dernier se coupe de lui-même à 5000 Hz avec une pente de 16 dB/octave.

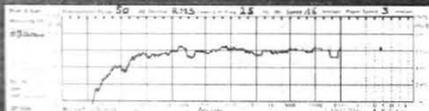
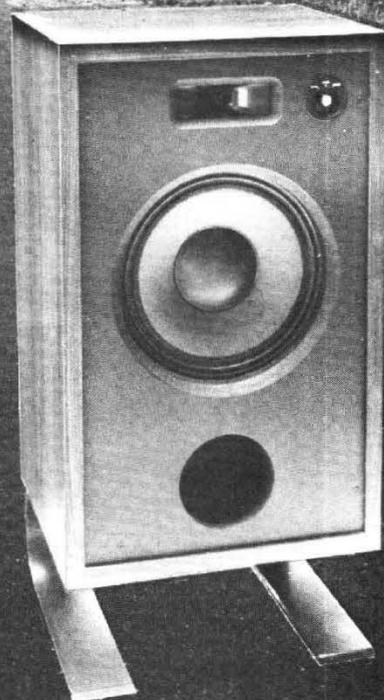
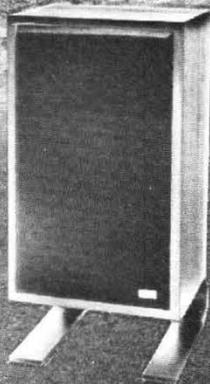
- 1 tweeter piezo-électrique reprenant les aigus de 5000 Hz à 30000 Hz. L'absence de bobine mobile augmente la fiabilité et donne une meilleure réponse aux transitoires que celle obtenue avec un HP dynamique. C'est un circuit résonnant à haute impédance.

L'association de ces deux HP permet d'éliminer le classique filtre passif d'aiguillage qui, comme chacun sait, est un "consommateur de watts" et créateur de déphasages, le rendement est donc supérieur (95 dB à 1 Watt). Quant à la bande passante de notre enceinte qui confirme le succès de nos travaux, elle doit réussir à convaincre les plus difficiles.

L'ébénisterie est réalisée en latté de haute densité de 22 mm d'épaisseur. Afin d'éviter l'effet boomer, l'enceinte repose sur deux pieds en aluminium anodisé qui lui donnent une ligne sobre et élégante. Les dimensions en sont : H 60 - L 40 - P 35,5. Pied : 15 cm. Le poids est de 20 kg. La puissance : 50 W R M S.

L'impédance disponible est de 8 Ohms.

Ce matériel bénéficie d'une garantie totale de 5 ans.



BON A DECOUPER HP 12

Veuillez m'adresser gratuitement
votre documentation technique.

Nom _____

Adresse _____

SUPRAVOX

46, rue Vitruve 75020 PARIS

☎ 371.34.48+

SIGNAL DÉVOILE UN SECRET DE SANYO



AMPLI-TUNER
20 + 20 W EFFICACES

PLATINE A
COURROIE CEC

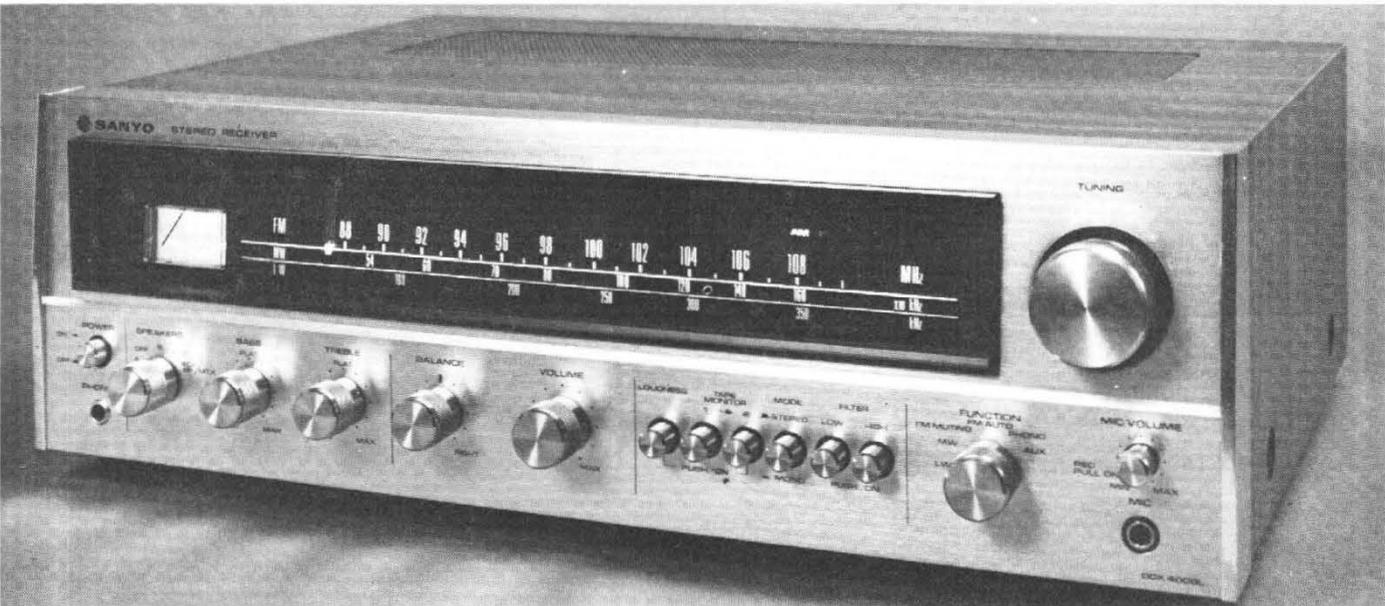
ENCEINTES PEARL
3 VOIES
50 + 50 W EFFICACES

CHAQUE ELEMENT
AUX NORMES HI-FI DIN

CHAINE SIGNAL S 1

3950^F

Tout compris
avec 850 F et
205 F × 18 mois



SANYO VA DEVENIR LE N° 1 MONDIAL

SAVIEZ-VOUS QUE SANYO FABRIQUE LES DIFFERENTES PIECES QUI EQUIPENT SES APPAREILS HAUTE-FIDELITE ● C'EST-A-DIRE LES TRANSISTORS, LES HAUT-PARLEURS, LES CIRCUITS INTEGRES... SAVIEZ-VOUS QU'IL N'EXISTE PAS DIX FABRICANTS AU MONDE A POUVOIR LE FAIRE. BIEN ENTENDU SANYO RESERVE LES MEILLEURS ELEMENTS A SES PROPRES APPAREILS. IL FOURNIT AUSSI D'AUTRES CONSTRUCTEURS ● SAVIEZ-VOUS QUE L'AMPLI-TUNER QUI EQUIPE LA CHAINE PROPOSEE EN PROMOTION PAR SIGNAL, EST LE PLUS PERFECTIONNE QUI SOIT ● IL EST MEME EQUIPE D'UNE PRISE DE MICRO MIXABLE, C'EST-A-DIRE QU'IL EST POSSIBLE DE PARLER SUR UN ACCOMPAGNEMENT MUSICAL REGLABLE ● VOTRE VOIX EST AGREABLE A ENTENDRE ● SURTOUT POUR COMMENTER DES PROJECTIONS DE PHOTOS OU POUR DES FILMS ● VOUS POUVEZ MEME ENREGISTRER SI VOUS BRANCHEZ UN MAGNETOPHONE ● SIGNAL VOUS CONFIRMERA AUSSI QUE CETTE PERFECTION EXIGE DE BONNES ENCEINTES, COMME CELLES QUI EQUIPENT CETTE CHAINE.

SIGNAL VOUS EXPLIQUERA BIEN D'AUTRES CHOSES ENCORE, DANS UN CLIMAT DE CONFIANCE ● SIGNAL EST MEMBRE DE HAUTE-FIDELITE CONSEIL DE FRANCE POUR LA PROTECTION DES CONSOMMATEURS.

SIGNAL conseille bien

SIGNAL

105, RUE LAFAYETTE
75010 - PARIS

Ouvert du mardi au samedi inclus de 9 h 30 à 19 h sans interruption — Métro : POISSONNIERE.

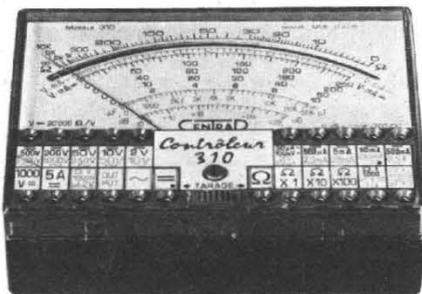
LES CONTROLEURS PASSENT ... LE "819" RESTE!



Quelques réflexions sur le marché du contrôleur : Lorsque les services de recherche de Centrad il y a 7 ans développèrent le contrôleur 819, tout fut mis en œuvre pour offrir l'appareil le plus performant. Cette démarche résolument tournée vers le futur devait être confirmée dans sa réussite, puisque 7 ans après, le 819 reste encore le contrôleur le plus en avance sur les plans de sa technicité, de sa pratique d'emploi et, bien sûr de son esthétique. Un chiffre peut prouver, si besoin était, que ce succès est désormais confirmé. En effet, c'est plus de 100 000 contrôleurs qui ont été vendus dans le monde entier ! Depuis quelques années, d'innombrables modèles partent régulièrement à l'assaut de la clientèle. Hélas, le contrôleur n'est pas un simple produit obéissant à des modes passagères tel un simple objet de consommation courante. Il doit être un outil de travail performant et fiable.

Spécifications techniques du "819" : 4 brevets internationaux. Cadran panoramique avec miroir de parallaxe. 80 Gammes de mesure. Résistances à couche métallique 0,5 %. Anti-chocs. Anti-surcharges par limiteur et fusible. Anti-magnétique. 20 000 Ω/V en continu. 4 000 Ω/V en alternatif. Peut fonctionner avec le millivoltmètre 743. Classe 1 en continu. Classe 2 en alternatif.

Dans la même ligne CENTRAD présente également :

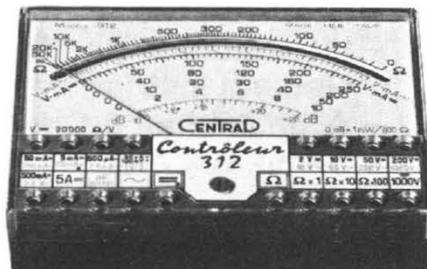


le 310

Le digne successeur du contrôleur 517 A. Cadran panoramique avec miroir de parallaxe. 48 gammes de mesure. 20 000 Ω/V en continu. 4 000 Ω/V en alternatif. Résistances à couche métallique 0,5 %. Antichocs. Antisurcharges par limiteur et fusible rechargeable. Antimagnétique. Classe 2 en continu et alternatif.

le 312

Le plus petit contrôleur sur le marché mondial. Cadran panoramique avec miroir de parallaxe. Echelle de 90 mm. 36 gammes de mesure. 20 000 Ω/V en continu. 4 000 Ω/V en alternatif.



EN VENTE CHEZ TOUS LES GROSSISTES ET SPECIALISTES

CENTRAD

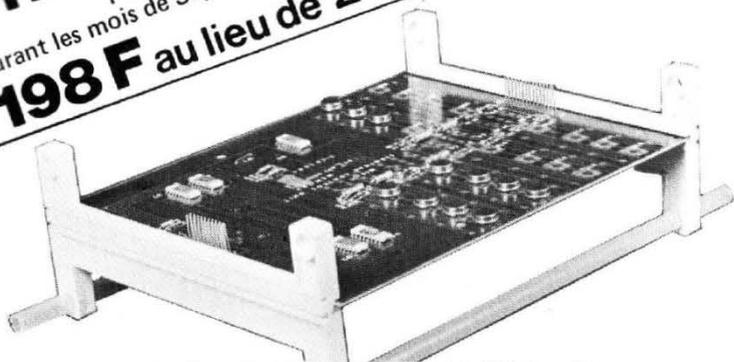
59 avenue des Romains 74000 ANNECY - FRANCE - Tél : (50) 57-29-86
TELEX 30794 CENTRAD-ANNECY - C.C.P. LYON 891-14

BUREAU DE PARIS : 57, rue Condorcet - PARIS 9^e - Tél : 285-10-69

PC 195

PRIX SPECIAL
 Pour l'ensemble
 durant les mois de Septembre et d'Octobre
198 F au lieu de 218 F

PROMOTION
ATELIER K^F



1 FIXIRCUIT

Un véritable plan de travail pour : percer, câbler, souder, sur circuits imprimés. Maintient le circuit et les COMPOSANTS !



1 PERCEUSE DIRECTE



Une mini perceuse de précision surpuissante, utilisable directement sur le courant : plus de piles ou de transformateur !



3 mèches GRATUITES

K^F toute une série complète de produits pour l'élaboration, la réalisation et la finition des circuits imprimés et la mise en œuvre de tout matériel électronique.



ATTENTION : Cette offre n'est valable que jusqu'à fin OCTOBRE, dans tous les points de vente de France métropolitaine affichant l'auto-collant



TOUJOURS + CHEZ K^F
SICERONT K^F 304, Bd Charles-de-Gaulle B.P. 41
 92390 VILLENEUVE-LA-GARENNE (FRANCE)
 Tél. 793.28.15 * Téléc : 630984 F

PROGRAMME SYSTEM 5300



LABORATOIRE MODULAIRE
de **NORDMENDE**

Les racks peuvent être équipés en fonction et au fur et à mesure de vos besoins.

- SV 01 **Signal tracer 100 kHz** - 1 kHz par touche - U 2 Vcc - Utilisable jusqu'à 30 MHz 845 F
- NT 02 **Alimentation double réglage** de 0 à 20 V (0,4 A) et 1 tension indépendante de 5 V (1 A) 1086 F
- SO 10 **Oscilloscope 10 MHz** - 5 mV - Préampli à FET - Balayage de 0,5 µs à 5 ms/division. Déclenché ou relaxé 1938 F
- AM 20 **Multimètre analogique**. Zéro commutable en milieu d'échelle. Entrées séparées en U.I.R. 2 entrées de 50 MΩ. Bande passante en alt. 1 MHz. 100 mV à 1000 V en U et 30 mV à 1000 V en altern. 1407 F
- DM 25 **Multimètre numérique** - 2 entrées 10 MΩ. Calibre 200 mV - Résolution 100 µV. 26 calibres de mesures. Zéro automatique 2228 F

- DZ 28 **Compteur numérique**. Fréquence maximum de mesure 99 MHz. Sensibilité réglable 5 mV - Résolution 1 Hz 1642 F
- VT 29 **Pré-diviseur 300 MHz**. Sortie compatible TTL. Sensibilité < 10 mV eff. 1179 F
- FS 31 **Emetteur FM** de 9,7 à 11,7 MHz et de 80 à 120 MHz. U sortie 500 mV/75 Ω. Atténuateur de sortie. Modulation FM 100 KHz 1660 F
- FU 40 **Générateur de fonctions** de 0,02 Hz à 2 MHz. Signal sinus, rectangle et triangle. U sortie 10 Vcc. Offset réglable jusqu'à ± 5 V wobulable. 1592 F
- RG 41 **Générateur de dents de scie**. 0,01 Hz à 100 Hz (RG 41 L) fonction de sortie linéaire ou logarithmique 642 F
- Rack avec alimentation. 5300**
19" (438 mm) 1407 F
- Rack avec alimentation. 5300 C.** 100 mm. 722 F

DISTRIBUE PAR

RÉGION PARIS SUD

PENTASONIC

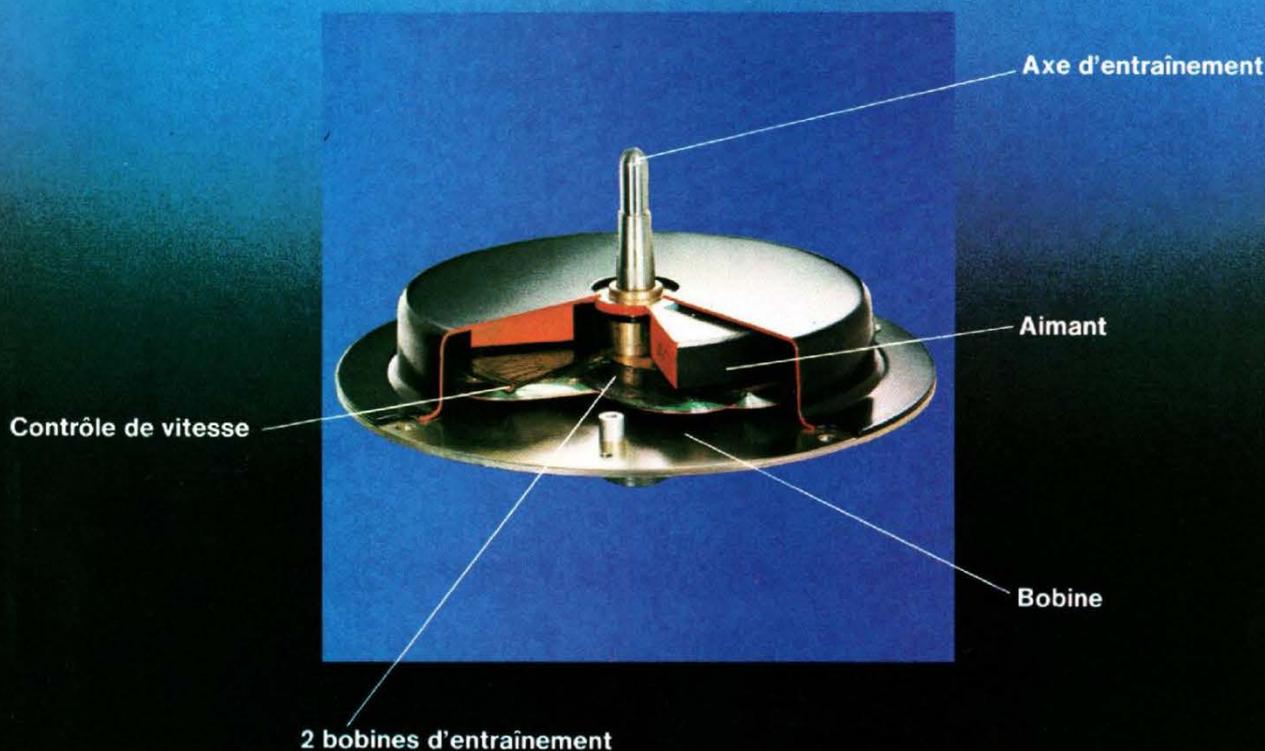
5, rue Maurice-Bourdet
75016 PARIS - Tél. 524.23.16

RÉGION PARIS NORD

dap
electronic

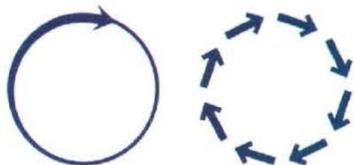
10, rue des Filles-du-Calvaire
75003 PARIS - Tél. 271.37.48

**Un jour,
toutes les tables de lecture
seront aussi performantes
que les nôtres.**



**Hitachi présente
une platine Unitorque
avec seulement 0,025 % de pleurage
et de scintillement.**

Alors que les platines, et en particulier les platines à entraînement direct, offrent d'impressionnantes caractéristiques, un problème de base restait à résoudre. Le mouvement produit par les moteurs à courant continu à entraînement direct conventionnels n'était pas uniforme, c'est-à-dire que la force de rotation donnée au



Couple d'entraînement continu sans saccade.

Saccades du moteur à entraînement direct traditionnel.

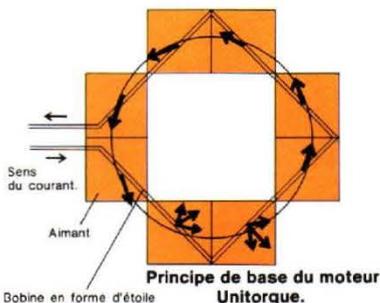
plateau n'était pas égale sur un tour complet, mais avait tendance à être irrégulière. On pouvait, bien sûr, résoudre ce problème à l'aide de complexes centrales électroniques et de plateaux lourds de masse importante. Mais pourquoi ne pas plutôt s'attaquer au vice de base ? C'est exactement ce qu'ont fait les ingénieurs de Hitachi en mettant au point le moteur Unitorque. La grande différence réside dans un système à 2 bobines en forme d'étoiles décalées l'une par rapport à l'autre. Alors que chacune séparément fonctionnerait



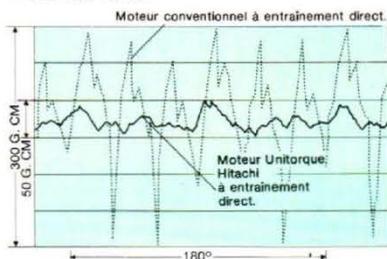
Elément de bobine Unitorque en étoile.

comme un moteur conventionnel et produirait un mouvement irrégulier, les deux réunies compensent leur effort et offrent un mou-

vement uniforme et régulier, caractéristique de cette position du moteur.



Ainsi, sans de complexes compensations électroniques ou de très lourds plateaux, les platines Hitachi effectuent une rotation parfaitement régulière sans l'entraînement par saccades typique d'un entraînement direct conventionnel. Le niveau de pleurage et de scintillement est incroyablement bas sur la PS-58 : 0,025 % WRMS. Le ronflement de la platine est pratiquement impossible à mesurer : - 60 dB S/N.



Comparaison de performance d'un moteur à entraînement direct traditionnel et d'un moteur Unitorque Hitachi à entraînement direct.

La platine PS-58 est livrée équipée d'un bras en S de grande sensibilité, à géométrie et équilibrage du poids optimum. Toutes les fonctions du bras comprenant la pose et la dépose, le retour et la mémoire sont réalisées de manière entièrement automatique. Les vitesses 33 1/3 et 45 tr/mn ont un bouton de réglage séparé et un stroboscope pour en faciliter le contrôle.

Des suspensions "silent block" spéciales et des amortisseurs de vibrations dans le montage du bras permettent une reproduction exempte de résonance acoustique.

Tous ces perfectionnements s'additionnent pour atteindre un niveau de régularité dans les performances que toutes les platines, fort heureusement, atteindront un jour. En attendant, la platine Hitachi PS-58 représente l'idéal en matière de reproduction sonore.

PS-58 - Table de lecture à entraînement direct automatique.

Pleurage et scintillement : 0,025 % WRMS.
Rapport signal/bruit : 60 dB.

Moteurs :

1. Servo-moteur Unitorque à courant continu.
 2. Moteur 16-pôles pour le mécanisme de l'automatisme.
- Variations du contrôle de vitesse : $\pm 2,5$ %.
Bras en S.

HT-350 - Table de lecture à entraînement direct automatique.

Pleurage et scintillement : 0,03 % WRMS.
Rapport signal/bruit : 70 dB.

Moteur : Servo-moteur Unitorque à courant continu.
Bras en S.



HITACHI

HITACHI FRANCE (Radio-Télévision-Electro ménager) S.A.
9, BOULEVARD NEY, 75018 PARIS-TELEPHONE 201.25.00
Services commerciaux et services après-vente dans toute la France.

 **diagram**

C'est une technique avancée du matériel acoustique

 **diagram**

C'est une esthétique de pointe

 **diagram**

C'est un rapport qualité-prix rarement égalé

 **diagram**

Une disponibilité immédiate de tous nos matériels et de nos pièces de rechange.

 **diagram**

Une qualité constante de la production par un contrôle permanent de la fabrication.

 **diagram**

Une gamme complète de matériels Hautes performances étudiée pour correspondre aux besoins réels des utilisateurs



1 Tuner stéréo S.T. 190

● GO - PO - FM/stéréo ● Sensibilité FM : $\leq 1,9 \mu\text{V}$.
Prix : 990 F

2 Amplificateur stéréo S.A. 7000

● Puissance : $2 \times 32 \text{ W} / 8 \Omega$ ● Bande passante : 20 - 20.000 Hz ● 3 filtres ● 4 sorties HP ● Corrections physiologiques.
Prix : 1250 F



3 Amplificateur stéréo S.A. 3000

● Puissance : $2 \times 18 \text{ W} / 8 \Omega$ ● Bande passante : 20 - 20.000 Hz ● 4 sorties HP ● Prise casque ● Corrections physiologiques.
Prix : 990 F

4 Ampli tuner S.A.T. 3600

● Partie ampli : $2 \times 18 \text{ W} / 8 \Omega$ ● 4 sorties HP ● Prise casque ● Corrections physiologiques ● Partie tuner : GO - PO - FM/stéréo ● Sensibilité FM : $\leq 1,9 \mu\text{V}$.
Prix : 1390 F



POUR LE RAFFINEMENT FRANÇAIS

diagram

DISTRIBUTEURS :

AUDIOCLUB, 7, rue Taylor, 75010 PARIS
EUROP'CONFORT, 87, bd de Sébastopol, 75002 PARIS
HIFI DISCOUNT ALESIA, 80, rue d'Alésia, 75014 PARIS
MUSICO, 96, bd de Sébastopol, 75002 PARIS
PANTHER'S, 236, rue de la Convention, 75015 PARIS
162, av. de Versailles, 75016 PARIS

COGEL S.A. : 23, rue des Taillandiers - 75011 PARIS
Tél. : 355.88.00 - Télex : COGEL 680423 F

en hifi l'accessoire est essentiel !



vynckier hifi : 68 accessoires

de très haute qualité :

faciles à trouver :

faciles à installer :

Fiches, câbles prolongateurs, séparateurs, antennes, les accessoires VYNCKIER sont conformes aux normes et caractéristiques techniques imposées par la qualité de vos appareils.

Le présentoir VYNCKIER HI-FI est déjà chez votre détaillant, ainsi que dans les rayons spécialisés des grands magasins et grandes surfaces.

Chaque carte VYNCKIER HI-FI comporte l'indication visuelle du branchement. Avec chaque article, un dépliant présente la gamme complète VYNCKIER HI-FI.

Demandez à votre revendeur ce qu'il en pense.

 **vynckier**

Z.I. la Gareñne - 5, rue Nicolas Robert - B.P. 8
93601 AULNAY-SOUS-BOIS Tél. (1) 929.92.88 - Télex 692459.

Librairie parisienne de la radio

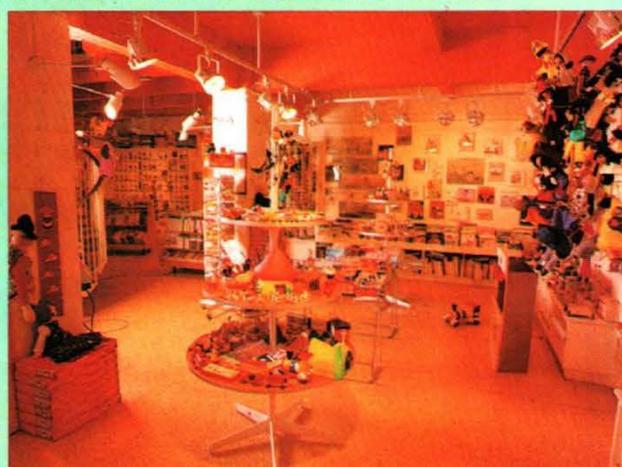
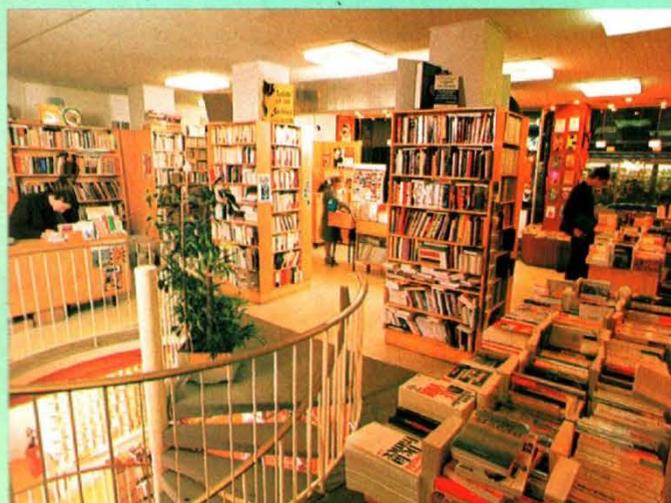
TOUS LES LIVRES

- ROMANS
- ESSAIS
- VOYAGES
- ÉCOLOGIE
- JEUNESSE
- CULTURE GÉNÉRALE

**RAYON SPÉCIAL
OUVRAGES
TECHNIQUES**

**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, RUE DE DUNKERQUE - 75010 PARIS
TÉL : 878.09.94/95**

EXPÉDITIONS PROVINCE ET ÉTRANGER : TÉLÉPHONE 878.09.93



DOSSIER HI-FI N°4

HAUT-PARLEUR
SEPTEMBRE 77

Pour les lecteurs du Haut-Parleur, ODIOVOX ouvre un nouveau dossier Hi-Fi.

Devant le succès remporté auprès des amateurs ou professionnels de la Hi-Fi par l'édition dès ses premiers dossiers, ODIOVOX a décidé de réactualiser périodiquement ce "Tour d'horizon de la Hi-Fi pour les lecteurs du HAUT-PARLEUR". Détachez-le, conservez-le. Pour acheter votre chaîne ou conseiller vos amis qui vous savent passionné de Hi-Fi, il vous servira non seulement de guide mais de référence de base pour combiner entre eux, au mieux et selon les budgets, différents matériels actuellement sur le marché, testés et sélectionnés par notre ingénieur : Monsieur Pierre Covier.

Comme les précédents dossiers Hi-Fi, ces essais et cette sélection tiennent compte de la qualité des matériels, de leur prix et de leur compatibilité à fonctionner ensemble.

ODIOVOX
/ / / / /

Département Hi-Fi.



Technics



- Ces essais ont été réalisés à partir des platines tourne-disque TECHNICS :
- SL 1600 : Entraînement direct. Automatique.
 - Taux pleurage 0,025% W RMS.
 - Rapport signal/bruit 73 dB.
 - SL 1900 : Entraînement direct. Automatique.
 - Taux pleurage 0,03% W RMS.
 - Rapport signal/bruit 50 dB.
 - SL 2000 : Entraînement direct. Manuelle.
 - Taux pleurage 0,045% W RMS.
 - Rapport signal/bruit 70 dB.

1 platine TECHNICS SL 2000
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli PIONEER SA 5300 • 2 x 15 watts
2 enceintes SIARE CX 22
• 2 voies • 20 watts } **1800 F**

1 platine TECHNICS SL 1600
1 cellule SHURE V 15 III/E
1 ampli FRANK PRAM 235
• 2 x 25 watts
2 enceintes SIARE AXORD PR 5
• système "Pression-reflex" • 40 watts } **5200 F**

1 platine TECHNICS SL 2000
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli NIKKO TRM 230 • 2 x 16 watts
2 enceintes WHARFEDALE LINTON 3 X P
• 3 voies • 30 watts } **2300 F**

1 platine TECHNICS SL 1600
1 cellule SHURE V 15 III/E
1 tuner-amplificateur avec platine cassette Dolby incorporée TELETON SX 500
• 2 x 33 watts
• PO-GO-OC-FM
2 enceintes MARTIN GAMMA 310
• 3 voies • 50 watts } **5980 F**

1 platine TECHNICS SL 2000
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
• PO-GO-FM • 2 x 22 watts
2 enceintes MARTIN GAMMA 208
• 2 voies • 40 watts } **3280 F**

1 platine TECHNICS SL 1600
1 cellule Shure V 15 III/E
1 ampli FRANK PRAM 260
• 2 x 60 watts
1 stéréo mixer FRANK T 570
2 enceintes MAGNAT MIG 04
• 2 voies • 90 watts } **8960 F**

1 platine TECHNICS SL 1900
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli-tuner HITACHI SR 503 L
• PO-GO-FM • 2 x 25 watts
2 enceintes 3 A APOGÉE
• 2 voies • 50 watts } **3760 F**

1 platine TECHNICS SL 1900
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli NIKKO TRM 750 • 2 x 50 watts
2 enceintes TECHNICS SB 4500
• 2 voies Bass-Reflex • 75 watts } **3900 F**

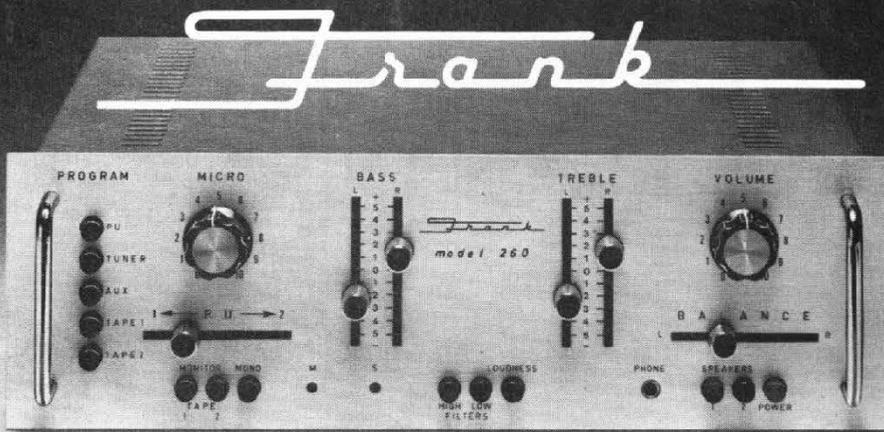
1 platine TECHNICS SL 1900
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli-tuner KENWOOD KR 4600
• AM-FM • 2 x 30 watts
2 enceintes J.B. LANSING DÉCADE L 16
• 2 voies • 35 watts } **4300 F**

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.



D O S S I E R H I - F I

- 1 ampli FRANK PRAM 235
 - 2 x 25 watts ● distorsion 0,1 %
 - bande passante 20-20.000 Hz = ± 1 dB
- 1 stéréo mixer FRANK T 570
 - Table de mixage adaptable sur tout modèle préampli-ampli
 - 5 entrées : 2 PU - 1 Aux - 1 tape -
 - 1 micro avec possibilité de surimpression de la parole sur la musique.
 - Rapport signal/bruit : meilleur que - 60 dB
 - Distorsion : 0,1 %
- 1 platine SCOTT PS 76
 - entraînement direct ● manuelle
- 1 cellule SHURE M 91 ED
- 1 platine magnéto cassette TECHNICS RS 630
 - chargement frontal ● Dolby NR
- 2 enceintes SIARE SL 200 ● 2 voies ● 30 watts

6960F

Pierre Covier a choisi la marque FRANK, marque des professionnels enfin à la portée des exigeants de la HI-FI.
 PRAM 260 : Ampli x 60 watts RMS (8 ohms). Distorsion : 0,15 %.
 Bande passante 20-60.000 Hz ± dB.
 Possibilité de fondu sonore enchaîné PU 1 - PU 2. Micro mélangeable avec toutes les entrées permettant de superposer la parole sur la musique.

- 1 ampli FRANK PRAM 260
- 1 stéréo mixer FRANK T 570
(Descriptif ci-dessus)
- 1 platine TECHNICS SL 1700
 - entraînement direct ● automatique
- 1 cellule SHURE M 91 ED
- 2 enceintes JENSEN LS 4 ● 3 voies ● 60 watts

8450F

- 1 professional mixer monitor FRANK T 875 MK II
 - Table de mélange avec 4 entrées micro ayant chacune un contrôle basses et aiguës séparé,
 - 2 entrées PU,
 - 1 entrée tape, 1 entrée Aux.
 - Système de préécoute avec ampli, pour casque
 - Distorsion : moins de 0,1 %
 - Rapport signal/bruit : meilleur que - 60 dB
- 1 booster FRANK B 100
 - ampli de puissance :
 - 2 x 50 watts RMS (8 ohms)
 - 2 Vu-mètres à sensibilités 1 W - 10 W - 50 W
- 1 platine TECHNICS SL 1900
 - entraînement direct ● automatique
- 1 cellule SHURE V 15 III/E
- 1 platine magnéto à bande AKAI GX 630 D
 - Dolby/4 pistes
- 2 enceintes J.B. LANSING DÉCADE L 36
 - 3 voies ● 50 watts

14560F

- 1 stéréo mixer préamplificateur FRANK T 670
 - Mélangeur à 6 entrées :
 - 2 micros, 2 PU, 1 tape, 1 Aux
 - Préécoute avant et après mélange
 - Réglage basses et aiguës séparées par canal
 - Distorsion 0,1 %
 - Rapport signal/bruit : meilleur que 60 dB
- 1 booster FRANK B 100
 - ampli de puissance : 2 x 50 watts RMS (8 ohms)
 - 2 Vu-mètres à 3 sensibilités 1W. - 10W - 50W
- 1 platine TECHNICS SL 2000
 - entraînement direct ● manuelle
- 1 cellule SHURE V 15 III / E
- 1 platine magnéto cassette TECHNICS RS 630
 - chargement frontal ● Dolby NR
- 2 enceintes MARTIN GAMMA 370
 - 3 voies ● 50 watts

9630F

ATTENTION

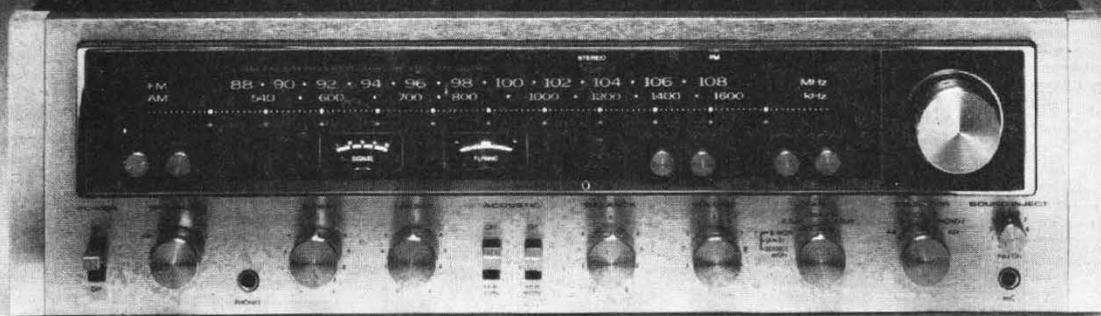
En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

 **KENWOOD**



Ces essais ont été réalisés à partir des ampli-tuner KENWOOD

KR 3600 L : 2 x 22 watts • PO-GO-FM • Cadre ferrite orientable incorporé • Distorsion harmonique totale stéréo 0,5%.

KR 4600 : 2 x 30 watts • AM-FM • Distorsion harmonique totale stéréo 0,25%.

KR 6600 : 2 x 60 watts • AM-FM • Distorsion harmonique totale stéréo 0,25%.

- 1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
- 1 platine AKAI AP 001
 - entraînement par courroie • manuelle
- 2 enceintes WHARFEDALE LINTON 3 X P
 - 3 voies • 30 watts

2950F

- 1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600
- 1 platine Lenco L 830
 - entraînement direct • manuelle
- 1 cellule SHURE M 91 ED
- 2 enceintes KLH CB 830
 - 2 voies • 110 watts

5820F

- 1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
- 1 platine TECHNICS SL 20
 - entraînement par courroie • manuelle
- 2 enceintes SIARE SL 200
 - 2 voies • 30 watts

3480F

- 1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600
- 1 platine TECHNICS SL 1700
 - entraînement direct
 - automatique
- 1 cellule SHURE M 91 ED
- 2 enceintes JENSEN LS 4
 - 3 voies • 60 watts

6920F

- 1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
- 1 platine TECHNICS SL 2000
 - entraînement direct • manuelle
- 1 cellule SHURE M 91 ED
- 2 enceintes MARTIN GAMMA 208
 - 2 voies • 40 watts

3600F

- 1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600
- 1 platine SONY PS 4300
 - entraînement direct
 - automatique
- 1 cellule SHURE M 91 ED
- 1 stéréo mixer FRANK T 570
- 2 enceintes TECHNICS SB 4500
 - 2 voies Bass Reflex
 - 75 watts

8280F

- 1 ampli-tuner KENWOOD KR 4600
- 1 platine AKAI AP 003
 - entraînement par courroie • semi-automatique
- 2 enceintes JENSEN LS 2
 - 2 voies • 35 watts

3860F

- 1 ampli-tuner KENWOOD KR 4600
- 1 platine THORENS TD 145 MK II/M 75 - 6 S
 - entraînement par courroie • manuelle
- 2 enceintes 3 A APOGÉE
 - 2 voies • 50 watts

4050F

- 1 ampli-tuner KENWOOD KR 4600
- 1 platine TECHNICS SL 1900
 - entraînement direct • semi-automatique
- 1 cellule SHURE M 91 ED
- 1 platine à cassette AKAI CS 34 D • stéréo Dolby
- 2 enceintes KLH CB 630
 - 2 voies • 50 watts

4690F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

Continental Edison



La chaîne compacte
CONTINENTAL EDISON
a également été
sélectionnée par Pierre Covier

Combiné stéréophonique
quadrosound CT 9632

Chaîne compacte Hi-Fi Stéréo avec :

- Ampli 2 x 35 watts
- Tuner PO-GO-OC-FM avec 6 touches
sensitives préréglables, contrôle
automatique de fréquence en FM
- Platine magnéto cassette avec Dolby,
enregistrement réglable
et contrôlable par 2 vu-mètres
- Platine tourne-disque automatique,
entraînement par courroie, équipée
d'une cellule SHURE M 75 - 6 S

Vendue avec 2 enceintes
MARTIN GAMMA 310. 3 voies. 50 watts

- 1 pied MAJA 880 VRA

5300F

ATTENTION En plus des prix
sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose
le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX
peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous
propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne
vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

Bon de commande express par correspondance à envoyer à : ODIOVOX BP 45 - 94260 FRESNES

Nom - Prénom: _____

Adresse de livraison
de la chaîne: _____

Références de la chaîne: _____

Je paie comptant à crédit

Signature: _____

Je joins à ma commande mon versement légal, soit 20%.

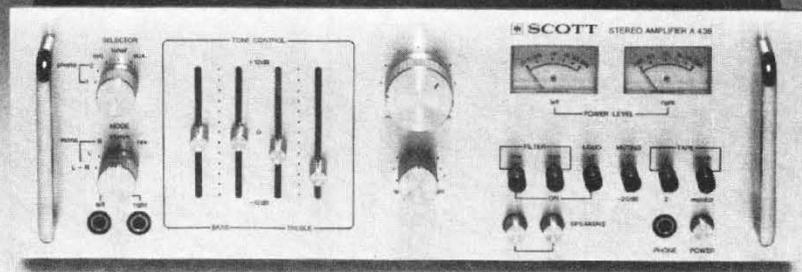
Je vous joins dans la même enveloppe Mandat-lettre CCP Chèque bancaire.

Envoi S.N.C.F. participation aux frais selon tarif S.N.C.F.

date _____

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

SCOTT



Ces essais ont été réalisés à partir de l'ampli SCOTT A 436 2 x 42 watts efficaces. Taux de distorsion harmonique totale 0,5%. Courbe de réponse en fréquence (± 1 dB 1 N) 15-35 000 Hz.

1 ampli SCOTT A 436 1 platine TECHNICS SL 20 • entraînement par courroie • manuelle 2 enceintes 3A APOGÉE • 2 voies • 50 watts	2840F	1 ampli SCOTT A 436 1 platine SONY PS 4300 • entraînement direct • automatique 1 cellule SHURE M 91 ED 2 enceintes CABASSE SAMPAN LEGER 310 • 3 voies • 70 watts	6200F
1 ampli SCOTT A 436 1 platine TECHNICS SL 23 • entraînement par courroie • semi-automatique 2 enceintes JENSEN LS 3 • 2 voies • 45 watts	3480F	1 ampli SCOTT A 436 1 stéréo mixer FRANK T 570 1 platine magnéto cassette TECHNICS RS 630 • chargement frontal • Dolby NR 1 platine TECHNICS SL 1900 • entraînement direct • automatique 1 cellule SHURE M 91 ED 2 enceintes MARTIN GAMMA 310 • 3 voies • 50 watts	6980F
1 ampli SCOTT A 436 1 platine PIONEER PL 112 D • entraînement par courroie • manuelle 1 cellule ORTOFON F 15 2 enceintes CELESTON DITTON 44 • 3 voies • 45 watts	3740F	1 ampli SCOTT A 436 1 platine magnétophone à bande REVOX A 77 1102 ou A 77 1104 NM • 3 moteurs • 3 têtes • bobine 26,5 1 platine Lenco L 833 • entraînement direct • semi-automatique 1 cellule SHURE V 15 III / E 2 enceintes J.B. LANSING DÉCADE L 36 • 3 voies • 50 watts	8480F
1 ampli SCOTT A 436 1 platine à cassette AKAI CS 34 D • stéréo • Dolby 1 platine THORENS TD 166 MK II/M 75 - 6 S • entraînement par courroie • semi-automatique 2 enceintes KLH CB 630 • 2 voies • 50 watts	4200F	1 ampli SCOTT A 436 1 tuner SCOTT T 526 L • FM-PO-GO 1 platine AKAI AP 003 • entraînement par courroie • semi-automatique 2 enceintes SIARE DL 200 • 3 voies • 50 watts	5420F
1 ampli SCOTT A 436 1 tuner SCOTT T 526 L • FM-PO-GO 1 platine HITACHI PS 38 • entraînement direct • manuelle 2 enceintes TECHNICS SB 4500 • 2 voies Bass Reflex • 75 watts	5800F		

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back. Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.



Ces essais ont été réalisés à partir des enceintes KLH :

- CB 530 : 2 voies • 40 watts
- Bande passante 45 à 18.000 Hz.
- CB 630 : 2 voies • 50 watts
- Bande passante 50 à 18.000 Hz.
- CB 830 : 2 voies • 110 watts
- Bande passante 40 à 18.000 Hz.

2 enceintes KLH CB 530
1 ampli NIKKO TRM 230 • 2 x 16 watts
1 platine PIONEER PL 112 D
• entraînement par courroie • manuelle
1 cellule ORTOFON F 15

2200F

2 enceintes KLH CB 830
1 ampli TECHNICS SU 8600 • 2 x 73 watts
1 platine AKAÏ AP 006
• entraînement direct • manuelle
1 cellule SHURE M 91 ED

4800F

2 enceintes KLH CB 530
1 ampli-tuner HITACHI SR 503 L
• PO-GO-FM • 2 x 25 watts
1 platine TECHNICS SL 20
• entraînement par courroie • manuelle

2580F

2 enceintes KLH CB 830
1 préampli TECHNICS SU 9200
1 ampli de puissance TECHNICS SE 9200
• 2 x 76 watts
1 platine PIONEER PL 510 D
• entraînement direct • manuelle
1 cellule ORTOFON F 15

5660F

2 enceintes KLH CB 530
1 ampli-tuner TECHNICS SA 5160 L
• PO-GO-FM • 2 x 25 watts
1 platine THORENS TD 145 MK II/M 75 - 6 S
• entraînement par courroie • manuelle

3340F

2 enceintes KLH CB 830
1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600
• AM-FM • 2 x 60 watts
1 platine TECHNICS SL 1900
• entraînement direct
• automatique
1 cellule SHURE V 15 III/E

6080F

2 enceintes KLH CB 630
1 ampli SCOTT A 436 • 2 x 42 watts
1 platine DUAL CS 1226
• entraînement par galet • automatique

3500F

2 enceintes KLH CB 630
1 tuner-amplificateur avec
platine cassette Dolby incorporée
TELETON SX 500
• 2 x 33 watts • PO-GO-OC-FM

3820F

2 enceintes KLH CB 630
1 ampli-tuner TECHNICS SA 5360
• AM-FM • 2 x 38 watts
1 platine SCOTT PS 76
• entraînement direct • manuelle
1 cellule SHURE V 15 III/E

4480F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

DOSSIER HI-FI



Sélection
de matériel électronique.

- Colonne 3 voies - 3 lampes - ø 95 139 F
- Colonne 3 voies - 6 lampes - ø 95 231 F
- Panneau lumineux
36 lampes - 400 x 600 396 F
- Pince pour lampe 30 F
- Dalle Hélio 35 x 35 6,50 F
- Lampe couleur ø 95 - 75/100 W 14 F
- Modulateur 3 voies - 800 W 368 F
- 3 voies - 800 W (micro incorporé) 415 F
- Colonne avec modulateur 3 voies
- compact - 3 lampes - ø 95 358 F

MEMOREX



Ella Fitzgerald et ODIOVOX vous conseillent
les cassettes MEMOREX.



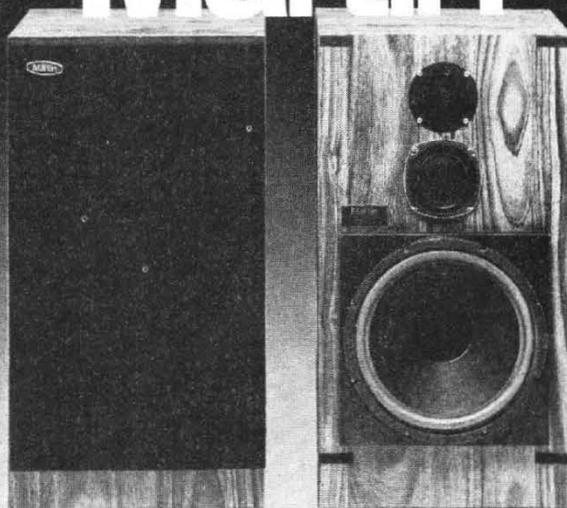
- Cassette MRX2 60' 18 F
- 90' 23 F
- Cassette CHROME 60' 24 F
- 90' 30 F
- Cassette NETTOYANTE 13 F
- Cartouche 90' 33 F
- Bandes QUANTUM
- 18 x 150 - 1800 92 F
- 18 x 730 - 2400 124 F
- 26 x 1080 - 3600 221 F

ATTENTION En plus des prix
sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose
le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX
peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous
propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne
vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

Martin



Ces essais ont été réalisés à partir des enceintes MARTIN :
 GAMMA 208 : 2 voies • 40 watts • Bande passante 40 Hz à 18 kHz.
 GAMMA 310 : 3 voies • 50 watts • Bande passante 35 Hz à 18 kHz.
 GAMMA 315 : 3 voies • 60 watts • Bande passante 26 Hz à 20 kHz.

DOSSIER HI-FI

2 enceintes MARTIN GAMMA 208
 1 ampli NIKKO TRM 230
 • 2 x 16 watts
 1 platine TECHNICS SL 20
 • entraînement par courroie • manuelle. } **2360F**

2 enceintes MARTIN GAMMA 315
 1 ampli NIKKO TRM 750
 • 2 x 50 watts
 1 platine TECHNICS SL 23
 • entraînement par courroie • semi-automatique. } **5200F**

2 enceintes MARTIN GAMMA 208
 1 ampli-tuner HITACHI SR 503 L
 • PO-GO-FM • 2 x 25 watts
 1 platine AKAI AP 007
 • entraînement par courroie • manuelle. } **3200F**

2 enceintes MARTIN GAMMA 315
 1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600
 • AM-FM
 • 2 x 60 watts
 1 platine Lenco L 830
 • entraînement direct • manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED } **6450F**

2 enceintes MARTIN GAMMA 208
 1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
 • PO-GO-FM • 2 x 22 watts
 1 platine THORENS TD 166 MK II/M 75 - 6 S
 • entraînement par courroie • semi-automatique. } **3460F**

2 enceintes MARTIN GAMMA 315
 1 ampli FRANK PRAM 260
 • 2 x 60 watts
 1 platine THORENS TD 145 MK II/M 75 - 6 S
 • entraînement par courroie • manuelle. } **6940F**

2 enceintes MARTIN GAMMA 310
 1 ampli-tuner TECHNICS SA 5360
 • AM-FM • 2 x 38 watts
 1 platine PIONEER PL 112 D
 • entraînement par courroie • manuelle
 1 cellule ORTOFON F 15 } **3980F**

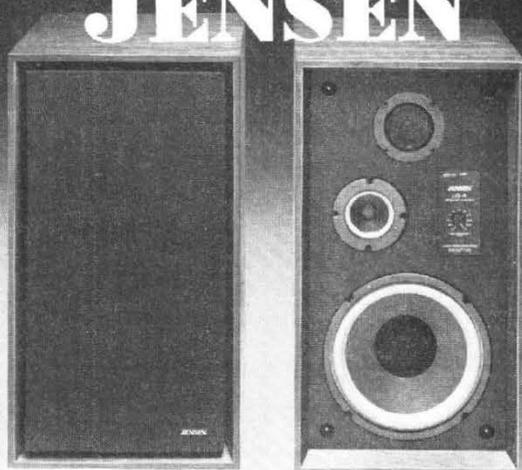
2 enceintes MARTIN GAMMA 310
 1 ampli FRANK PRAM 235 • 2 x 25 watts
 1 platine TECHNICS SL 2000
 • entraînement direct • manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED } **4530F**

2 enceintes MARTIN GAMMA 310
 1 ampli SCOTT A 436 • 2 x 42 watts
 1 platine SONY PS 4300
 • entraînement direct • automatique
 1 cellule SHURE V 15 III / E } **4890F**

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.
 Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.
 * dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

JENSEN



Ces essais ont été réalisés à partir des enceintes JENSEN
 LS 2 : 2 voies. 35 watts.
 Bande passante 35-20.000 Hz
 LS 3 : 2 voies. 45 watts
 Bande passante 32-20.000 Hz
 LS 4 : 3 voies. 60 watts.
 Bande passante 27-22.000 Hz

2 enceintes JENSEN LS 2
 1 ampli-tuner TELETON T 3000 L
 ● PO-GO-FM
 ● 2 x 11 watts (8 ohms)
 1 platine TECHNICS SL 20
 ● entraînement par courroie ● manuelle

}

2590F

2 enceintes JENSEN LS 2
 1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
 ● PO-GO-FM ● 2 x 22 watts
 1 platine PIONEER PL 112 D
 ● entraînement par courroie ● manuelle
 1 cellule ORTOFON F 15

}

3630F

2 enceintes JENSEN LS 2
 1 ampli-tuner NIKKO STA 5055
 ● AM-FM ● 2 x 28 watts (8 ohms)
 1 platine AKAI AP 006
 ● entraînement direct ● manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED

}

3880F

2 enceintes JENSEN LS 3
 1 ampli SCOTT A 436 ● 2 x 42 watts
 1 platine TECHNICS SL 23
 ● entraînement par courroie
 ● semi-automatique

}

3950F

2 enceintes JENSEN LS 3
 1 ampli-tuner TECHNICS SA 5360
 ● AM-FM ● 2 x 38 watts
 1 platine Lenco L 830
 ● entraînement direct ● manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED

}

4300F

2 enceintes JENSEN LS 3
 1 tuner-amplificateur avec
 platine cassette Dolby incorporée
 TELETON SX 500
 ● 2 x 33 watts ● PO-GO-OC-FM
 1 platine TECHNICS SL 1900
 ● entraînement direct ● automatique
 1 cellule SHURE M 91 ED

}

5360F

2 enceintes JENSEN LS 4
 A ampli NIKKO TRM 750
 ● 2 x 50 watts
 1 platine AKAI AP 006
 ● entraînement direct
 ● manuelle
 1 cellule SHURE V 15 III/E

}

5670F

2 enceintes JENSEN LS 4
 1 ampli FRANK PRAM 260
 ● 2 x 60 watts
 1 platine THORENS
 TD 166 MK II/M 75 - 6 S
 ● entraînement par courroie
 ● semi-automatique

}

6290F

2 enceintes JENSEN LS 4
 1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600
 ● AM-FM
 ● 2 x 60 watts
 1 platine TECHNICS SL 1600
 ● entraînement direct
 ● automatique
 1 cellule SHURE V 15 III/E

}

7340F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

SIARE



DOSSIER HI-FI

Ces essais ont été réalisés à partir des enceintes SIARE
 DL 200 : 3 voies • 50 watts •
 Bande passante 45 à 22.000 Hz
 SL 200 : 2 voies • 30 watts •
 Bande passante 50 à 20.000 Hz
 AXORD PR 5 : Système
 "Pression-reflex" • 40 watts
 • Bande passante 55 à 22.000 Hz.

2 enceintes SIARE SL 200
 1 ampli NIKKO TRM 230
 • 2 x 16 watts
 1 platine AKAI AP 001
 • entraînement par courroie • manuelle. } 2580F

2 enceintes SIARE SL 200
 1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
 • PO-GO-FM • 2 x 22 watts
 1 platine TECHNICS SL 20
 • entraînement par courroie • manuelle. } 3200F

2 enceintes SIARE SL 200
 1 ampli-tuner SANSUI 331 L
 • PO-GO-FM • 2 x 15 watts
 1 platine PIONEER PL 112 D
 • entraînement par courroie • manuelle
 1 cellule ORTOFON F 15 } 3600F

2 enceintes AXORD PR 5
 1 ampli-tuner HITACHI SR 503 L
 • PO-GO-FM • 2 x 25 watts
 1 platine TECHNICS SL 2000
 • entraînement direct • manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED } 3930F

2 enceintes AXORD PR 5
 1 ampli SCOTT A 436 • 2 x 42 watts
 1 platine THORENS TD 145 MK II / M 75-6 S
 • entraînement par courroie • manuelle. } 4200F

2 enceintes AXORD PR 5
 1 ampli-tuner KENWOOD KR 4600
 • AM-FM • 2 x 30 watts
 1 platine cassette frontale HITACHI D 220
 • Dolby-Cr02
 1 platine AKAI AP 006
 • entraînement direct • manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED } 4780F

2 enceintes SIARE DL 200
 1 ampli NIKKO TRM 750
 • 2 x 50 watts
 1 platine SONY PS 4300
 • entraînement direct
 • automatique
 1 cellule SHURE V 15 III / E } 4850F

2 enceintes SIARE DL 200
 1 ampli-tuner TECHNICS SA 5360
 • AM-FM
 • 2 x 38 watts
 1 platine TECHNICS SL 1600
 • entraînement direct
 • automatique
 1 cellule SHURE M 91 ED } 5200F

2 enceintes SIARE DL 200
 1 ampli FRANK PRAM 260
 • 2 x 60 watts
 1 platine PIONEER PL 510 D
 • entraînement direct
 • manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED } 6600F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.
 Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.
 * dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

Cabasse



Ces essais ont été réalisés à partir des enceintes CABASSE
DINGHY II : 2 voies • 40 watts •
Bande passante : 50 à 22.000 Hz
SAMPAN LEGER 310 : 3 voies • 70 watts •
Bande passante : 40 à 22.000 Hz
SAMPAN LOURD 311 : 3 voies • 70 watts •
Bande passante : 40 à 22.000 Hz.

2 enceintes CABASSE DINGHY II 1 ampli KENWOOD KA 3300 • 2 x 30 watts 1 platine TECHNICS SL 20 • entraînement par courroie • manuelle.	3680F	2 enceintes CABASSE SAMPAN LOURD 311 1 ampli NIKKO TRM 750 • 2 x 50 watts 1 platine TECHNICS SL 1700 • entraînement direct • automatique 1 cellule SHURE V 15 III/E	7980F
2 enceintes CABASSE DINGHY II 1 ampli-tuner HITACHI SR 503 L • PO-GO-FM • 2 x 25 watts 1 platine PIONEER PL 112 D • entraînement par courroie • manuelle 1 cellule ORTOFON F 15	4300F	2 enceintes CABASSE SAMPAN LOURD 311 1 ampli TECHNICS SU 8600 • 2 x 73 watts 1 platine Lenco L 830 • entraînement direct • manuelle 1 cellule SHURE M 91 ED	8200F
2 enceintes CABASSE DINGHY II 1 ampli SCOTT A 436 • 2 x 42 watts 1 platine TECHNICS SL 1700 • entraînement direct • automatique 1 cellule SHURE M 91 ED	4700F	2 enceintes CABASSE SAMPAN LOURD 311 1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600 • AM-FM • 2 x 60 watts 1 platine SONY PS 4300 • entraînement direct • automatique 1 cellule SHURE V 15 III/E	9730F
2 enceintes CABASSE SAMPAN LÉGER 310 1 ampli NIKKO TRM 750 • 2 x 50 watts 1 platine AKAÏ AP 003 • entraînement par courroie • semi-automatique.	5360F		
2 enceintes CABASSE SAMPAN LÉGER 310 1 ampli-tuner TECHNICS SA 5360 • AM-FM • 2 x 38 watts 1 platine PIONEER PL 510 D • entraînement direct • manuelle 1 cellule ORTOFON F F 15	6200F		
2 enceintes CABASSE SAMPAN LÉGER 310 1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600 • AM-FM • 2 x 60 watts 1 platine SCOTT PS 76 • entraînement direct • manuelle 1 cellule SHURE M 91 ED	7250F		

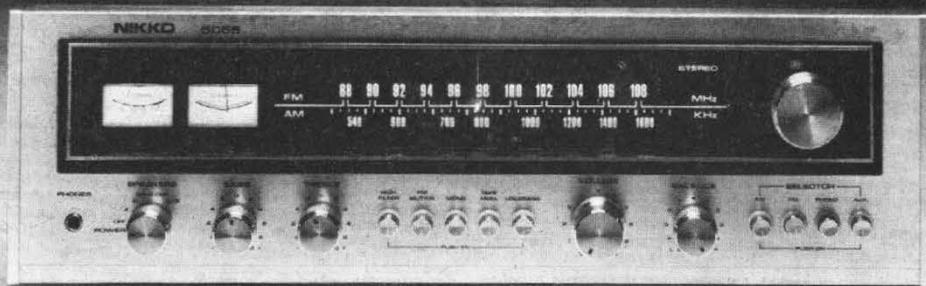
ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

NIKKO



Ampli et Ampli-tuner NIKKO. TRM 230 : Ampli 2 x 16 watts. Distorsion harmonique totale 1 %. Courbe de réponse en fréquence 20-30.000 Hz.
 TRM 750 : Ampli 2 x 50 watts (8 ohms). Rapport signal/bruit IHF : 72 dB, distorsion harmonique moins de 0,15 %
 STA 5055 : Ampli-tuner AM-FM. 2 x 28 watts (8 ohms). Rapport signal/bruit 65 dB. Distorsion harmonique moins de 0,5 %.
 Bande passante 20-20.000 Hz. Sensibilité tuner FM IHF : 2.0 µV.

1 ampli NIKKO TRM 230
 1 platine AKAI AP 001
 ● entraînement par courroie ● manuelle
 2 enceintes WHARFEDALE DENTON 2 X P
 ● 2 voies ● 25 watts

1890F

1 ampli NIKKO TRM 230
 1 platine TECHNICS SL 2000
 ● entraînement direct ● manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED
 2 enceintes SIARE CX 22
 ● 2 voies ● 20 watts

2200F

1 ampli NIKKO TRM 230
 1 platine PIONEER PL 112 D
 ● entraînement par courroie ● manuelle
 1 cellule ORTOFON F 15
 2 enceintes MARTIN GAMMA 208
 ● 2 voies ● 40 watts

2530F

1 ampli-tuner NIKKO STA 5055
 1 platine DUAL CS 1226
 ● entraînement par galet ● automatique
 2 enceintes MARTIN GAMMA 310
 ● 3 voies ● 50 watts

4330F

1 ampli-tuner NIKKO STA 5055
 1 platine AKAI AP 006
 ● entraînement direct ● manuelle
 1 cellule SHURE V 15 III/E
 2 enceintes AXORD PR 5
 ● système "Pression-reflex". 40 watts.

4750F

1 ampli-tuner NIKKO STA 5055
 1 platine TECHNICS SL 1600
 ● entraînement direct ● automatique
 1 cellule SHURE V 15 III/E
 2 enceintes 3 A APOGÉE ● 2 voies ● 50 watts

4960 F

A ampli NIKKO TRM 750
 1 platine TECHNICS SL 23
 ● entraînement par courroie
 ● semi-automatique
 2 enceintes DL 200
 ● 3 voies ● 50 watts

3860F

1 ampli NIKKO TRM 750
 1 platine PIONEER PL 510 D
 ● entraînement direct
 ● manuelle
 1 cellule ORTOFON F 15
 2 enceintes JENSEN LS 4
 ● 3 voies ● 60 watts

5340F

1 ampli NIKKO TRM 750
 1 platine SCOTT PS 76
 ● entraînement direct
 ● manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED
 2 enceintes MAGNAT MIG 04
 ● 2 voies ● 90 watts

5540F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

ADRESSES DES 7 CENTRES HI-FI EN DERNIÈRE PAGE →

DOSSIER HI-FI

GRUNDIG



Pierre Covier a sélectionné chez GRUNDIG pour leur bon rapport qualité/prix le STUDIO RPC 300, le STUDIO 3010 et l'ampli-tuner R 30.

Ampli-tuner R 30

- Ampli 2 x 30 watts efficaces à 0,1 % de distorsion à la puissance nominale. Rapport signal/bruit $\geq 67/63$ dB.
- Commutations des différentes fonctions par touches à impulsions.
- Tuner PO-FM, 7 stations préréglables en FM par touches à impulsions. Sensibilité d'entrée FM/240 Ω : 1,4 μ V. Vendu avec:
 - 1 platine TECHNICS SL 1900 entraînement direct • Automatique
 - 1 cellule SHURE M 75 6/S
 - 2 enceintes MARTIN GAMMA 310
 - 3 voies • 50 watts.

} 4780^F

Combiné ampli-tuner stéréo STUDIO RPC 300 avec:

- ampli 2 x 30 watts efficaces
- tuner PO-GO-OC-FM (7 présélections FM avec touches à impulsions)
- platine cassette stéréo avec arrêt automatique en fin de bande
- platine tourne-disque automatique DUAL 1226, cellule SHURE M 76

Vendu avec 2 enceintes SIARE SL 200

- 2 voies • 30 watts.

} 4780^F

Combiné ampli-tuner STUDIO 3010 avec:

- ampli 2 x 15 watts
- tuner PO-GO-OC-FM avec 5 stations préréglées en FM
- platine tourne-disque automatique DUAL 1225
- magnétophone à cassette

Vendu avec 2 enceintes WHARFEDALE LINTON 3 X P

- 3 voies • 30 watts.

} 3240^F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose: votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

Bon de commande express par correspondance à envoyer à: ODIOVOX BP 45 - 94260 FRESNES

Nom - Prénom: _____

Adresse de livraison de la chaîne: _____

Références de la chaîne: _____

Je paie comptant à crédit

Signature: _____

Je joins à ma commande mon versement légal, soit 20%.

Je vous joins dans la même enveloppe Mandat-lettre CCP Chèque bancaire.

Envoi S.N.C.F. participation aux frais selon tarif S.N.C.F. _____ date

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.


Teleton
**MC 300 MUSIC CENTER**

Chaîne compacte Hi-Fi Stéréo avec:

- Ampli 2 x 33 watts music. (8 ohms)
- Tuner PO-GO-OC-FM

(5 stations préréglables). Dolby FM

- Platine magnéto cassette avec Dolby
- Platine tourne-disque semi-automatique, entraînement par courroie

Vendue avec 2 enceintes

MARTIN GAMMA 208 2 voies. 40 watts

4700F

Pierre Covier a sélectionné
en chaîne compacte TELETON
2 produits très originaux
dans leur concept.

SX 500 - Tuner-Amplificateur avec platine
cassette à chargement frontal

Chaîne compacte Hi-Fi Stéréo avec:

- Ampli 2 x 33 watts music. (8 ohms)
- Tuner PO-GO-OC-FM. Dolby FM

- Platine magnéto cassette Dolby, chargement frontal. Triple sélecteur de bandes (normales, CrO₂, FeCr).

Courbe de réponse:

bande normale 40-12.500 Hz

bande CrO₂ 20-16.000 Hz

Taux de pleurage: < 0,1 %

Vendue avec 2 enceintes SIARE SL 200

2 voies. 30 watts

3800F

ATTENTION En plus des prix
sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose
le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX
peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous
propose: votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne
vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

EXIGEANTS DE LA HI-FI

Si vous habitez la province, ou si vos occupations ne vous laissent pas suffisamment de temps pour venir nous voir dans l'un de nos 7 CENTRES ODIOVOX, vous pouvez tout de même profiter ou faire profiter vos amis, des prix ODIOVOX et du BUY BACK.

Ce dossier n'est qu'une sélection, mais nous pouvons vous procurer en Hi-Fi tous les produits, dans toutes les marques.

ODIOVOX peut vous faire bénéficier du BUY BACK et des prix ODIOVOX sur n'importe quel matériel ou marque Hi-Fi de votre choix.

HITACHI



Parmi les chaînes compactes, HITACHI a été sélectionné par Pierre Covier, il s'agit des SDT 7625, SDT 7675, SDT 7660. Toutes trois sont d'un très bon rapport qualité/prix.

Chaîne compacte SDT 7625

Combiné ampli-tuner stéréo avec :

- Ampli 2 x 16 watts RMS
- Tuner PO-GO-OC-FM.

5 présélections FM avec tiroir de réglages

- Platine tourne-disque semi-automatique
- Platine magnétophone à cassettes normales et CrO2

Vendu avec ses 2 enceintes. 2 voies. Type Reflex

} 3 390F

Chaîne compacte SDT 7675

Combiné ampli-tuner stéréo avec :

- Ampli 2 x 26 watts RMS
- Tuner PO-GO-OC-FM. 5 présélections FM
- Platine tourne-disque semi-automatique
- Platine magnéto cassette Dolby

Vendu avec 2 enceintes TECHNICS SB 90
2 voies Bass Reflex. 36 watts.

} 4 690F

Chaîne compacte SDT 7660

Combiné ampli-tuner stéréo avec :

- Ampli 2 x 25 watts RMS
- Tuner PO-GO-OC-FM. 5 présélections

FM avec tiroir de réglages

- Platine tourne-disque semi-automatique
- Platine magnéto à cassettes normales et CrO2 à chargement frontal

Vendu avec 2 enceintes
WHARFEDALE LINTON 3 X P
3 voies. 30 watts.

} 3 960F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

- La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.
 - Toutes nos chaînes bénéficient du service après-vente et de la garantie ODIOVOX, pièces et main-d'œuvre.
 - Toutes nos chaînes sont fournies avec des cordons de raccordement.
 - Toutes nos platines sont fournies complètes avec couvercle et cellule.
 - Possibilité de crédit immédiat dans les 7 centres HI-FI ODIOVOX.
- Les prix indiqués dans ce dossier ont été établis au 15 septembre et sont susceptibles de modifications en fonction de l'évolution des taxes, tarifs ou décrets.
Les articles sont disponibles dans la limite de nos stocks.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

PIONEER



SLIMLINE M 6000

Ensemble intégré comprenant :

- 1 ampli-tuner à 3 gammes d'ondes (FM-PO-GO)
sensibilité FM : 10,8 dBf • 2 x 12 W (8 Ω)
à 1 kHz avec une D.H.T. inférieure à 1 %
- 1 platine à courroie avec moteur synchrone
4 pôles (pleurage à scintillement inférieur
à 0,8 % WRMS) • bras en S équilibré
statiquement, lève-bras hydraulique et
2 retours automatiques en fin de disque

3670 F

Parmi les nombreuses chaînes proposées par Pioneer, Pierre COVIER a sélectionné un compacte et une chaîne à éléments séparés dont les caractéristiques sont très performantes.

DISCO 51

Chaîne en éléments séparés

se composant de

- 1 ampli SS 17 40 "Pro"
 - 2 x 20 W (DIN)
 - distorsion harmonique totale de 0,5 %
à 100 % de sa puissance
 - bande passante : 15 Hz - 30 kHz
- 1 magnétocassette frontal SCT 40 "Pro"
 - courbe de réponse-bande normale
30 Hz - 14 kHz (40 Hz - 12 kHz ± 3 dB)
- bande bioxyde de chrome
30 Hz - 14 kHz (40 Hz - 15 kHz ± 3 dB)
- 1 platine tourne-disques SPL 40 "Pro"
 - automatique • moteur synchrone 4 pôles
 - entraînement par courroie

5800 F

ATTENTION

En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

DOSSIER HI-FI

Si la première chaîne ne vous plaît pas, passez sur la deuxième.



Au programme de la 1^{re} chaîne, tout d'abord l'amplificateur TA 1630, qui dégage une puissance de 2 x 22 watts de 20 à 20.000 Hz., distorsion inférieure à 0,5 %.

Ensuite la platine PS 1700 à entraînement par courroie, bras de lecture en S, système automatique de retour du bras, et rapport signal/bruit de seulement 63 dB. Son pleurage et scintillement n'est que de 0,06 % WRMS.

En vedette, le tuner ST 2950F. Avec 4 gammes d'ondes : FM, PO, OC et GO. Avec une sensibilité de 1,7 μ V.

Avec une touche "muting" qui permet de passer d'une station FM à une autre sans bruit de fond.

Et enfin, pour terminer, 2 enceintes SS 2030. Enceintes à 3 voies et 3 HP. Puissance maximale DIN : 50 watts.

Si cette chaîne ne vous plaît pas, vous avez la ressource de tourner la page pour lire le programme de la 2^e chaîne.

SONY®

Cette chaîne est en démonstration permanente au Salon SONY, 66 Champs-Élysées. Tél. : 359 06 64 et 06 58.

Si la deuxième chaîne ne vous plaît pas, passez sur la troisième.



Programme intéressant sur la 2^e chaîne.

Un ampli TA 2650 d'un excellent rapport qualité/prix/puissance. Avec une puissance de 2 x 43 W de 20 Hz à 20.000 Hz, distorsion inférieure à 0,2 %, un atténuateur de 20 dB, placé à côté du contrôle de volume.

Un correcteur physiologique pour améliorer les conditions d'écoute à bas niveau. Une entrée frontale (Tape 2) pour la connexion d'une 2^e platine magnétophone.

Et un système pour le branchement de 2 paires d'enceintes.

Ensuite la platine PS 2700, entièrement automatique,

avec entraînement par courroie. Avec une commande unique pour mise en marche, arrêt et répétition. Avec un bras en S. Et un compensateur de force centripète. Son pleurage et scintillement n'est que de 0,06 % WRMS.

Au programme enfin, le tuner ST 2950, le même que sur la 1^{re} chaîne, et 2 enceintes SS 2050, à 3 voies et 3 HP. Puissance maximale DIN : 65 watts.

Si la 2^e chaîne ne vous plaît pas, il ne vous reste plus qu'à passer sur la 3^e chaîne. C'est votre dernière chance.

SONY®

Cette chaîne est en démonstration permanente au Salon SONY, 66 Champs-Élysées. Tél. : 359 06 64 et 06 58.

Si la troisième chaîne ne vous plaît pas, allumez la télévision.



Programme étoffé sur la 3^e chaîne.

L'ampli TA 3650 pour commencer. 2 x 55 watts de 20 à 20.000 Hz avec un taux de distorsion inférieur à 0,1 %. Un dispositif de duplication de bandes et une entrée frontale supplémentaire pour une deuxième platine magnétophone.

La platine PS 4300 est entièrement automatique avec commande par touches d'effleurement. Son rapport signal/bruit : est de 70 dB DIN. Son pleurage et scintillement : 0,03 % WRMS.

Le tuner ST 3950. Deux gammes d'ondes : FM et PO. Une sensibilité de 1,5 μ V. Un rapport signal/bruit de 70 dB (stéréo). Une distorsion harmonique de 0,13 % à 1 kHz.

La platine à cassettes TC 206 SD, un chargement frontal et vertical, un système Dolby, une bande passante de 30 à 15.000 Hz DIN (FeCr), et un rapport signal/bruit de 50 dB DIN.

Au programme de la 3^e chaîne enfin, 2 enceintes SS 2070 à 3 voies et 3 HP. Puissance maximale DIN : 80 watts.

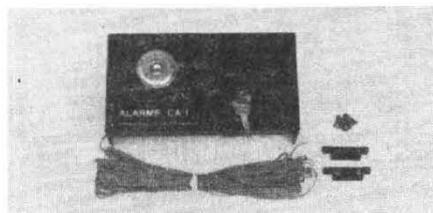
Si la 3^e chaîne, tout comme la 1^{re} et la 2^e, ne vous plaît pas, vous n'avez plus qu'à allumer votre télévision. Il y a plus d'images, mais un son moins beau.

SONY offre un choix de 40 systèmes différents avec meuble en option.

SONY®

Cette chaîne est en démonstration permanente au Salon SONY, 66 Champs-Élysées. Tél. : 359 06 64 et 06 58.

informations & nouveautés



Une alarme électronique à poser soi-même

La société Gadco vient de lancer sur le marché des alarmes électroniques un nouveau modèle, le CA 1, s'alimentant sur ses propres piles (la durée dépasse en moyenne un an) et s'installant très facilement. Cet appareil est muni d'une prise extension permettant de lui adjoindre le modèle SA 2 qui allume la lumière quelques secondes après l'alarme, ou le modèle SA 3 qui commande une sirène surpuissante, même si le CA 1 est détruit par l'intrus.

Une nouvelle valise audio-visuelle Simda

Discrète et légère, cette valise, apparemment comme les autres, dissimule un système audio-visuel assez convaincant. Dès son ouverture, l'écran s'allume automatiquement, son image de 16 sur 23 cm est contrastée et lumineuse même en plein jour. Le format des images est de 24 x 36 sur film strip 35 mm, le chargeur Simda contient 150 vues. La restitution du son se fait sur des cassettes standards C 60, la gamme de fréquences est de 60 à 12 000 Hz, la puissance maximum est de 1 watt. La synchronisation se réalise par des tops inaudibles à 1 000 Hz sur une piste séparée. Il faut noter que l'enregistrement son et synchro des mini-cassettes peut être fait par la société T.A.V. à partir d'une bande originale topée ou par l'utilisateur à l'aide d'un synchro-cassette.

Pour terminer la description de cette valise, notons la présentation gris anthracite et ses dimensions hors tout 45 x 35 x 13 cm.



Une nouvelle gamme de magnétophones chez Teac

La société Harman-France lance sur le marché six nouveaux modèles de magnéto-cassettes de présentation frontale. Le A 103, équipé de têtes Permoflux à haute densité, d'un moteur à courant continu, d'un circuit réducteur de bruit Dolby, a un pleurage de 0,09 % et un rapport signal sur bruit de 50 dB sans dolby. Le A 100 est équipé de têtes ferrite, du système Dolby et possède les mêmes caractéristiques de pleurage et de rapport signal sur bruit que le précédent. Nous avons remarqué pour le modèle A 150 une mémoire pour le repérage d'un programme enregistré. Le A 303 a, quant à lui, comme performances techniques, un rapport signal sur bruit de 57 dB sans dolby et une fluctuation totale de 0,08 %. Pour le A 480 un circuit filtrant MPX est adjoint au système dolby, ses fluctuations sont inférieures à 0,07 % et son moteur est à courant continu servo-contrôlé. L'entraînement du modèle A 640 se réalise par deux moteurs, l'un asservi et le second de rembobinage à courant continu, ses fluctuations sont garanties à 0,06 %, le rapport signal sur bruit est de 57 dB sans dolby. Enfin le A 860, d'une mécanique à trois moteurs : 1 moteur cabestan servo-commandé à courant continu type PLL, 2 moteurs de rembobinage à courant continu. Grâce à ses trois têtes, il y a une possibilité de comparaison source/bande. A noter l'altération de bruit de -30 dB avec le DBX II, des fluctuations de vitesse de l'ordre de 0,04 %, un rapport signal sur bruit de 80 dB sans dolby mais avec le DBX II.

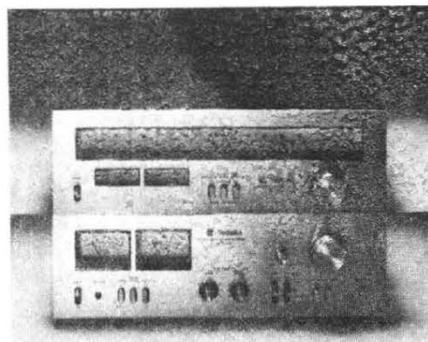


Nouvelle série haute fidélité Technics « 7300 »

Le modèle SU-7300 est un amplificateur d'une puissance de deux fois 41 watts efficaces sur 8 ohms avec une réponse de fréquence à -1 dB de 15 Hz à 40 kHz. Les deux sélecteurs de tonalité procurent une correction de +12 dB à -12 dB, pour les graves à 50 Hz et pour les aiguës à 20 kHz. Cet appareil possède un dispositif de Dubbing permettant l'écoute et l'enregistrement simultanément de deux platines magnétophones, un filtre pour les aiguës à 8 kHz de -6 dB. Enfin deux paires d'enceintes peuvent être branchées et un sélecteur permet d'écouter soit l'une soit l'autre.

Le modèle ST-7300 est récepteur FM stéréo et petites ondes, sa sensibilité en FM est de 1,5 μ V (S/B 20 dB, 300 Ω), sa distorsion harmonique totale est de 0,4 % à 100 Hz, 0,5 % à 6 kHz en stéréo, son rapport signal sur bruit est de 69 dB en mono et de 65 dB en stéréo, sa réponse en fréquence est de 20 Hz à 15 kHz (+0,2 dB, -1 dB). Le décodeur Multiplex FM utilise la technique PLL (Phase Lock Loop) avec un comparateur de phase et un verrouillage de la fréquence et de la phase à l'entrée et à la sortie ; cette technique conduit à une très bonne séparation des canaux malgré les variations de température et d'humidité.

Les dimensions de chaque appareil sont de : 410 x 139 x 334 mm.



informations & nouveautés

Supports d'enceintes réglables

La position correcte des haut-parleurs de chaîne stéréo ou HI-FI est un facteur déterminant de leur efficacité. Le client expert a pendant des années placé ses baffles soit à même le sol, soit sur un meuble, etc.

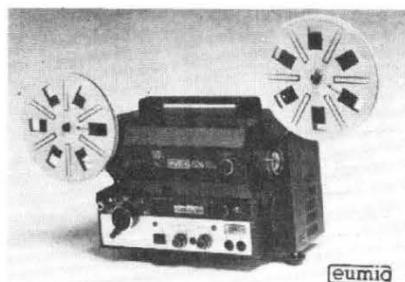
L'écoute n'est jamais excellente. Aussi pour combler cette lacune du marché, Fidelity Fastenings propose le coffret FF1.

Ensemble complet permettant la pose rapide d'enceintes acoustiques, FF1 apporte : Positionnement des baffles à hauteur idéale - Réglage directionnel dans un plan horizontal - Revêtement anti-vibratoire - Les enceintes peuvent être décrochées rapidement de leurs supports.



Projecteur Sonore Eumig Mark S 824.

Ce modèle est équipé d'un objectif Eumig Suprogon 1,2-12,5-25 mm. La sonorisation est programmable et s'effectue sur deux pistes, la piste principale et la piste de compensation. Il possède en outre un automatisme de démarrage de la partie sonore (enregistrements et fonds Sonomatic en « départ lancé »), un économiseur de la lampe de projection avec un indicateur lumineux, un Public Adress et enfin un réglage individuel des graves et des aigües.



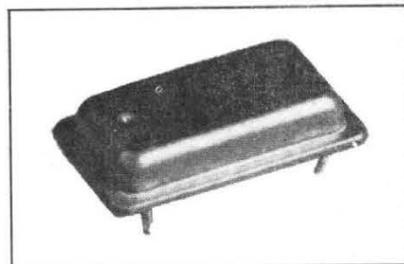
Nouveau banc d'analyse basse fréquence Tekelec

Tekelec-Airtronic commercialise en France depuis mars, un nouveau banc d'analyse basse fréquence, le Leader LAS 5 500 étudié par la firme japonaise Leader. Il regroupe cinq appareils en un seul : un générateur BF 10 Hz à 1 MHz, un mesureur de « Wow et Flutter », un millivoltmètre alternatif 30 μ V à 100 V, un oscilloscope 5 MHz, 10 mV/division, un atténuateur de 0 à 101 dB par bond de 0,1 dB, et une charge fictive 50 W (8 Ohms). Cet ensemble est particulièrement adapté à tous les problèmes d'études et de maintenance dans le domaine basse fréquence. Il convient tout à fait aux centres de maintenance BF et aux Ecoles.

Oscillateur « Horloge » compatible TTL

La Division Diffusion Composants ITT à Bagnex, membre du G.I.E. Instruments et Composants ITT, commercialise un oscillateur à faible coût en boîtier DIL type 1 100 A pour application « horloge » lorsqu'une fréquence précise et stable est nécessaire.

Les principales caractéristiques en sont : - Gamme de fréquence : 0,25 à 40 MHz - Stabilité globale : ± 100 ppm - Gamme de température : 0°C à + 70°C - Température de stockage : - 55°C à + 125°C - Alimentation en tension : 5 V \pm 0,25 V - Alimentation en courant : 40 mA - Fan out : 10 - Temps de montée : environ 10 ns.



LES CIRCUITS FONDAMENTAUX DE L'ELECTRONIQUE

MALGRÉ leur extrême diversité, due à des interconnexions plus ou moins nombreuses et complexes de circuits élémentaires, tous les montages de l'électronique peuvent, après analyse, se décomposer en un groupement de sous-ensembles, dont chacun remplit une fonction élémentaire.

Pour un technicien, l'étude, ou la conception, d'un schéma, suppose donc la connaissance de ces divers circuits de base. C'est à quoi vise la série d'articles commencée dans ce numéro, et où seront examinés les « circuits fondamentaux de l'électronique ».

On peut, dans une première approche de classement, distinguer quelques objectifs simples aux montages constituant l'arsenal de l'électronicien. Il s'agit toujours, en effet, de satisfaire à l'un des buts énumérés ci-dessous :

- produire des signaux ; là, s'inscrivent tous les oscillateurs, appelés à engendrer directement différentes formes d'ondes : sinusoïdes, signaux rectangulaires ou triangulaires, dents de scie, etc.
- amplifier ces signaux ; par amplification, nous entendons soit une augmentation de l'amplitude des tensions, soit une augmentation de la puissance délivrée, avec un maximum de fidélité dans le respect de la forme initiale.
- transformer des signaux ; sous cette rubrique, on pourra ranger tous les circuits capables, à partir d'une forme d'onde

appliquée sur leur entrée, de donner une autre forme d'onde. Un exemple classique en est la bascule de Schmitt, convertissant un signal quelconque en créneaux rectangulaires à faibles temps de montée et de descente.

Il resterait, enfin, certaines fonctions qui échappent, en première analyse, à la tentative de classement précédente. Nous y incorporerons, par exemple, les circuits de stabilisation, âmes des alimentations stabilisées.

L'angle sous lequel nous aborderons ces études se situe à la frontière de l'analyse théorique et d'une schémathèque intelligente, donc raisonnée. Le but final, en effet, n'est pas d'élaborer un catalogue de recettes, nécessairement stérile, mais de donner au lecteur les moyens de comprendre, et de concevoir lui-même, tel ou tel type de schéma. Les exemples « pratiques » illustrant ces pages ne seront donc considérés que comme supports d'une technique de calcul, et non comme des réalisations sur lesquelles précipiter aveuglément le fer à souder.

Le premier exemple proposé, appartient à la classe des oscillateurs. Il s'agit de circuits applicables au domaine de la basse fréquence. D'autres suivront, qui se rangent aussi dans la catégorie des oscillateurs. Nous traiterons ensuite des alimentations stabilisées, car il n'est guère de réalisations où le besoin ne s'en fasse sentir, avant de passer aux circuits de transformation des formes d'ondes.

OSCILLATEURS A DEPHASAGE

Les oscillateurs à déphasage, objets de la présente étude, et les oscillateurs à pont de Wien, que nous examinerons dans un prochain numéro, s'apparentent tous à la catégorie des oscillateurs sinusoïdaux à résistances et condensateurs. Leur schéma général, comme nous le verrons pour commencer, comporte l'association d'un amplificateur et d'un réseau de réaction.

Rarement appliqués à la fabrication des générateurs de laboratoire, les oscillateurs à

déphasage se prêtent bien à la réalisation de générateurs à fréquence fixe, pour lesquels sont appréciées tant la simplicité de leur schéma, que la facilité de la régulation d'amplitude. Le technicien leur accordera son attention chaque fois qu'il souhaite disposer d'un signal sinusoïdal de fréquence constante, dans les domaines allant de quelques hertz à quelques centaines de kilohertz : générateur d'essai, sonde d'injection de signal, oscillateur d'un pont de mesures, etc.

I - STRUCTURE D'ENSEMBLE D'UN OSCILLATEUR À RÉACTION

Nous supposons que l'amplificateur de la figure 1 fonctionne en régime linéaire : à tout signal sinusoïdal appliqué sur son entrée, correspond un autre signal, lui aussi sinusoïdal, recueilli sur la sortie. Si v_e et v_s sont les amplitudes respectives de ces tensions, on

appelle « gain en tension » de l'amplificateur, le rapport :

$$A = \frac{v_s}{v_e}$$

Généralement, l'amplificateur introduit non seulement un gain, mais aussi un déphasage entre les deux sinusoïdes, que nous noterons ϕ_1 .

Ces mêmes notions peuvent s'appliquer à un réseau passif, composé de résistances et de condensateurs (fig. 2). Quelle que soit la structure interne du

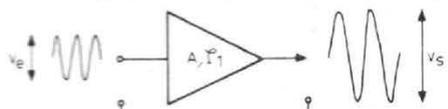


Fig. 1

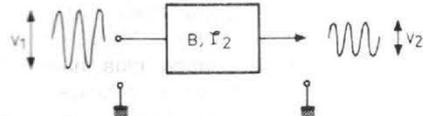


Fig. 2

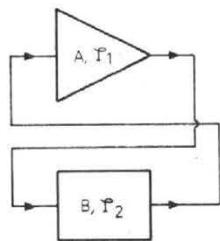


Fig. 3

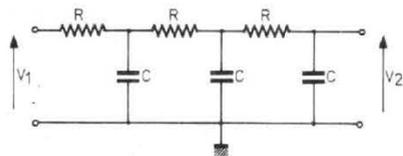


Fig. 4

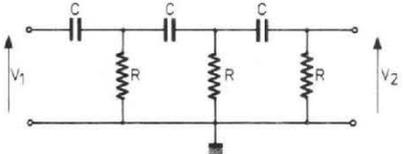


Fig. 5

réseau, on peut définir son gain, rapport des amplitudes v_1 à l'entrée, et v_2 à la sortie :

$$B = \frac{v_2}{v_1}$$

Composé uniquement de résistances et de condensateurs, le réseau envisagé ne peut qu'atténuer, et son « gain » B est donc inférieur à 1.

De même, ce réseau introduit un déphasage, que nous noterons φ_2 . Dans les cas qui nous intéressent ici, φ_2 , comme d'ailleurs B, dépendent de la fréquence.

Associés alors les éléments des figures 1 et 2, dans le montage de la figure 3 : la sortie de l'amplificateur attaque l'entrée du réseau passif, et la sortie de ce dernier se referme sur l'entrée de l'amplificateur. Ce branchement implique, évidemment, que le signal de sortie du réseau passif est identique, en amplitude et en phase, au signal d'entrée de l'amplificateur. Mathématiquement, on aboutit alors aux deux conditions :

$$\begin{cases} A \cdot B = 1 & (1) \\ \varphi_1 + \varphi_2 = 0 \text{ ou } 360^\circ & (2) \end{cases}$$

Dans la pratique, et si on se cantonne au domaine usuel des basses fréquences, A et φ_1 demeurent constants. Il existe alors une fréquence, et une seule, qui vérifie la condition (2). Le montage devient un oscillateur si, pour cette même fréquence, on peut aussi lui faire respecter la condition (1).

II - LES RÉSEAUX DÉPHASEURS RC

Nous n'examinerons que le cas des réseaux à trois résistances et trois condensateurs, seuls utilisés en pratique, et où les trois résistances d'une part, et les trois condensateurs de l'autre, ont la même valeur. Selon la place respective des composants, ils peuvent prendre les formes des figures 4 ou 5. Pour limiter le volume de nos calculs, nous n'examinerons que la configuration de la figure 5.

Pour celle-ci, la figure 6 représente, en fonction de la fréquence, les variations du déphasage φ_2 (courbe a) et du gain B (courbe b) introduits par le réseau. φ_2 croissant de 0 à 360° , il existe une fréquence f_0

pour laquelle ce déphasage passe par la valeur 180° . Cette fréquence est liée aux résistances R et aux capacités C du réseau, par la relation :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{6} R C}$$

Pour cette même fréquence, le gain, qui croît de 0 à 1, prend la valeur

$$B = \frac{1}{29}$$

III - OSCILLATEUR À DÉPHASAGE

Aux fréquences moyennes, un unique transistor, monté en émetteur commun, constitue un amplificateur déphasant de

180° . Le plus simple des oscillateurs à déphasage, prendra donc la configuration de la figure 7.

Le courant de repos du transistor T dépend à la fois des résistances R_1 et R_2 , déterminant le potentiel de la base, et de la somme de la résistance R_3 et de celle du potentiomètre P, constituant, vis-à-vis du continu, la charge d'émetteur. Le choix des valeurs R et C du réseau, fixe la fréquence f_0 d'oscillation, pour laquelle on sait que le gain B prend la valeur $1/29$. Il faut alors imposer à l'amplificateur un gain $A = 29$. Au-dessous de cette valeur, il n'y aurait pas d'oscillations ; au-dessus, les tensions de sortie seraient distordues par suramplification et écrêtage. Comme il est pratiquement impossible d'accéder, par construction, à cette valeur exacte de A, on règle l'entrée en oscillations à l'aide du potentiomètre P, grâce auquel le condensateur C₁ découple une fraction variable de la résistance d'émetteur.

Le schéma de la figure 7 appelle certains commentaires. D'abord, on y remarque que la dernière résistance R du réseau déphaseur, vient en parallèle sur les résistances de base R_2 et R_1 : il faudrait donc modifier sa valeur pour tenir compte de ce groupement.

D'autre part, la sortie s'effectue directement sur le collecteur de T : la charge d'utilisation, ainsi branchée en parallèle sur R_4 , modifie le gain de l'amplification, donc les

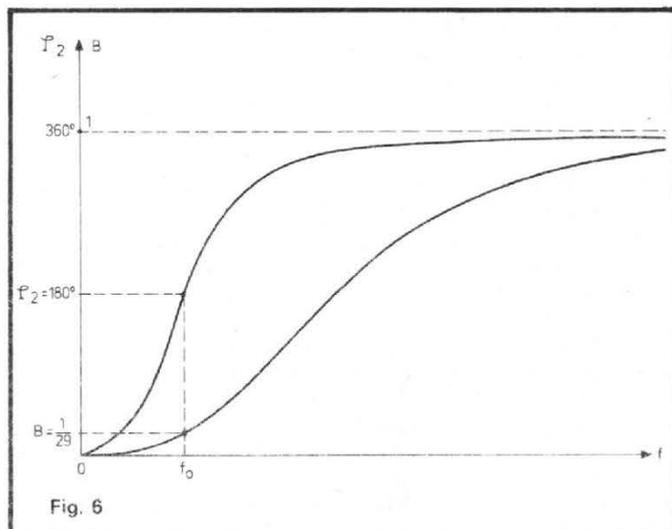


Fig. 6

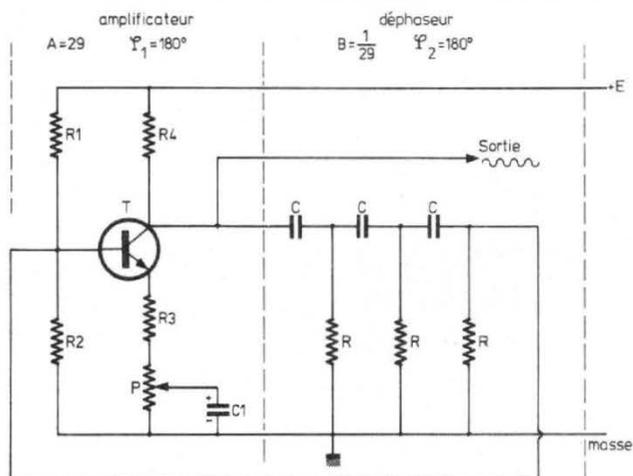


Fig. 7

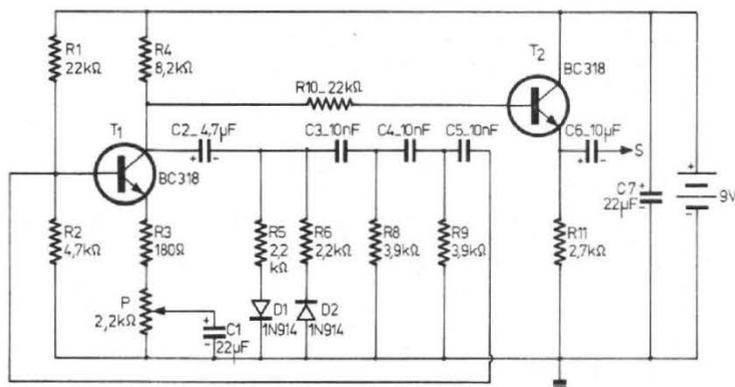


Fig. 8

conditions d'oscillation. Nous verrons qu'on peut éliminer ce problème en prévoyant un étage adaptateur d'impédance.

Enfin, même après avoir réglé P à la limite de l'accrochage, on souffrira d'une instabilité du montage, à cause des nombreux facteurs susceptibles de modifier le gain : température de fonctionnement, fluctuations de la tension d'alimentation, etc. La solution, à ce dernier problème, réside dans l'emploi d'un circuit régulateur d'amplitude, auquel nous consacrerons le paragraphe suivant.

IV - LA RÉGULATION D'AMPLITUDE

Comme annoncé dès l'introduction, les oscillateurs à déphasage s'accrochent de

méthodes très simples de régulation de l'amplitude, procédant par écrêtage. L'exemple pratique d'oscillateur schématisé à la figure 8, servira de support à nos explications.

Le dispositif régulateur met en jeu les diodes D₁ et D₂, associées aux résistances R₅ et R₆. L'ensemble ne reçoit que la composante alternative en provenance du collecteur de T₁, grâce au condensateur d'isolement C₂. Tant que ni les alternances positives, ni les alternances négatives, n'atteignent 0,6 V environ, aucune des deux diodes ne conduit, et tout se passe comme si le dispositif régulateur d'amplitude n'existait pas : le gain est celui de l'amplificateur seul, construit autour du transistor T₁.

Par contre, pour toute amplitude supérieure à cette valeur, D₁ conduit lors des crêtes positives, et D₂ lors des crêtes négatives. En parallèle sur R₄,

se branchent alors les résistances R₅ ou R₆, augmentées d'ailleurs de la résistance dynamique des diodes : le gain de l'amplificateur diminue, ce qui ramène le montage aux conditions limites d'accrochage. L'effet de filtre du réseau déphaseur, limite les distorsions ainsi créées, à un taux voisin de 1 %, acceptable dans la majorité des applications.

V - ETUDE COMPLÈTE DE L'OSCILLATEUR

Reprenons l'examen du schéma de la figure 8. Compte tenu des composants choisis dans le réseau déphaseur, et en nous reportant à la relation donnée plus haut, on voit que la fréquence d'oscillation est voisine de 1600 Hz. Il serait

facile de la modifier, par exemple en sélectionnant d'autres condensateurs C₃, C₄ et C₅. Un réglage fin de f₀ est même possible, en remplaçant l'une des résistances fixes R₈ ou R₉, par une résistance ajustable.

On remarquera que la dernière résistance du réseau déphaseur, résulte de la mise en parallèle des résistances de polarisation R₁ et R₂, ce qui donne à peu près 3,9 kΩ.

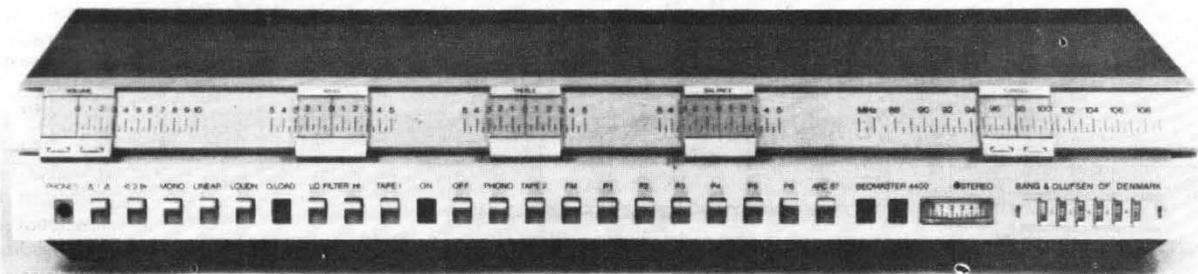
Enfin, l'étage séparateur annoncé plus haut, met en œuvre le transistor T₂, qui travaille en collecteur commun. L'alimentation peut être une simple pile de 9 volts, découplée en alternatif par le condensateur C₇. Compte tenu de la limitation introduite par D₁ et D₂, on dispose d'une tension de sortie voisine de 1,4 volt crête à crête.

La mise au point pratique d'un tel montage est extrêmement simple. Après avoir choisi la fréquence, on ajuste le potentiomètre P pour l'entrée en oscillation, en dépassant très légèrement la limite d'accrochage. Un oscilloscope constitue le moyen de contrôle idéal, mais il est éventuellement possible de brancher, sur la sortie, un simple écouteur (à haute impédance pour ne pas influencer sur la charge).

VI - POUR NOUS RÉSUMER :

- Dans la famille des oscillateurs sinusoïdaux à basse fréquence, les oscillateurs à déphasage donnent lieu aux montages les plus simples, et de mise au point aisée.
- Ils se prêtent aisément à la réalisation de générateurs à fréquence fixe, réalisables sous de faibles volumes (sondes).

LE TUNER AMPLIFICATEUR



BANG ET OLUFSEN 4400

Le dessin est traditionnel, au premier coup d'œil, on reconnaîtra les lignes toujours aussi pures et désormais classiques du constructeur Danois. Le 4400 est allongé et, derrière son alu et son palissandre se cachent une bonne réserve de puissance et pas mal d'électronique sophistiquée. Le nouveau cheval de bataille des constructeurs d'amplificateurs, c'est la distorsion transitoire d'intermodulation, Bang et Olufsen s'est penché sur le problème pour donner naissance à ce 4400.

PRESENTATION

Nous avons déjà presque tout dit. La face avant, c'est un bandeau d'aluminium anodisé, toute une série de boutons garnit le bas de ce bandeau alors qu'une partie inclinée rassemble les potentiomètres et le curseur de recherche manuelle des stations. Le dessus et les flancs sont de bois plaqué de palissandre, au-dessus et à l'arrière, nous trouvons une grille noire qui permet le passage de l'air de refroidissement de l'électronique. Les radiateurs sont tous installés à l'arrière et leurs ailettes dépassent légèrement du plan arrière. Le tout est monté sur un châssis de tôle peinte, un châssis qui surélève légèrement le tout pour lui donner une certaine légèreté. Le

cadran ne s'éclaire pas, un seul galvanomètre en façade donne l'intensité du champ HF tandis que quatre voyants brillent pour signaler que l'appareil est sous tension ou que la porteuse stéréo est là, que l'amplificateur est surchargé et que l'accord est plus ou moins bon.

FONCTIONS

Le Bémomaster 4400 est un appareil HiFi d'un bout à l'autre de son schéma, il ne possède en effet pas de récepteur à modulation d'amplitude. Ces gammes ont été délibérément omises pour laisser place à l'unique modulation de fréquence, la seule permettant de tirer une qualité convenable des réceptions radio. L'accord étant réalisé par diodes Vari-

cap, nous avons 6 stations pré-réglées, c'est suffisant, pour les autres, il y aura toujours la ressource d'agir manuellement. Le curseur, style règle à calcul, se commande directement à la main ou, pour un réglage fin, par deux petites molettes de démultiplication.

L'accord des stations pré-réglées est confié à des boutons gradués en fréquence qui attaquent directement les potentiomètres, la démultiplication est inexistante et l'accord est très rapidement effectué. La commande automatique de fréquence sera là pour rattraper les erreurs de réglage. La détection du zéro discriminateur - accord parfait - est confiée à deux voyants rouges, à l'accord, les deux voyants brillent du même éclat.

La MF se reçoit sur antenne externe, comme d'habitude, nous avons une prise 75 ohms coaxiale et une prise 240 ohms DIN.

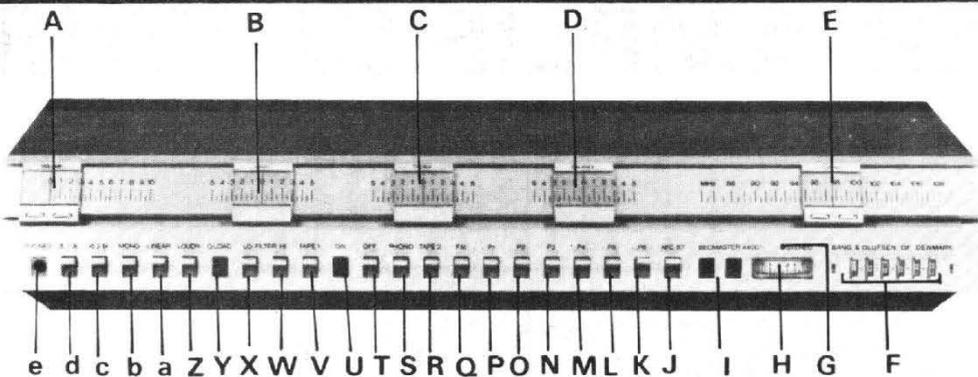
Les entrées et sorties audio se font sur des prises au standard DIN. On disposera d'une entrée phono, de deux entrées magnétophone. Les entrées disposent chacune d'un réglage de niveau pas très facile d'accès, elles exigent un

tournevis fin et de préférence isolé. Le niveau est réglable séparément pour chaque voie.

Pour les sorties HP, nous avons la possibilité de reproduction ambiophonique chère à BO. Les deux prises auxiliaires peuvent également être utilisées pour un second jeu d'enceintes installées dans une autre pièce. La commutation des paires d'enceintes se fait à partir de la façade, la prise casque est indépendante, c'est un jack quart de pouce stéréo, seule concession faite aux américains. La commutation ambio/stéréo se fait à l'arrière, il n'y a en effet pas de raison d'ajouter une touche en façade. Il y en a suffisamment

Dans la section audio nous trouvons un correcteur de timbre grave/aigu, un réglage de balance, une commande de volume. Cette dernière est dotée d'une correction physiologique commutable. Signalons à ce propos que les normes françaises haute fidélité, c'est tout neuf, imposent la commutation des circuits de compensation physiologique, ce que nous ne pouvons qu'approuver.

Deux filtres éliminent les composantes à trop hautes ou



a) Mise hors service du correcteur de timbre et des filtres
 b) Touche mono
 c) HP 2

d) HP 1
 e) Prise casque (jack)
 A) Potentiomètre de volume
 B) Potentiomètre de grave

C) Potentiomètre d'aigu
 D) Potentiomètre de balance
 E) Potentiomètre d'accord
 F) Potentiomètre de pré réglage
 G) Voyant stéréo MF
 H) Indicateur de champ
 I) Indicateur d'accord lumineux
 J) à P) Sélecteurs de stations
 Q) MF, recherche manuelle
 R) Magnéto 2
 S) Phono
 T) Inter d'arrêt secteur
 U) Voyant secteur
 V) Inter d'arrêt secteur
 W) Magnéto 1
 X) Filtre passe-bas
 Y) Voyant de surcharge
 Z) Correction physiologique

trop basses fréquences, ils seront utilisés dans des cas difficiles : ronflement ou disque gondolé pour l'un, crachements pour l'autre.

Le correcteur de timbre est lui aussi commutable, en position linéaire, le signal passe directement, sans passer non plus par les filtres, de l'entrée du correcteur à l'entrée de la section puissance.

ETUDE TECHNIQUE

Tuner MF.

La tension d'antenne arrive sur la tête HF par l'intermédiaire d'un convertisseur d'impédance qui est un transformateur Balun dont le rapport de transformation est de 1 à 2. On assimile ici, les impédances caractéristiques 240 et 300 ohms, une prise étant marquée 75 ohms, l'autre aurait dû être 300 ohms. La désadaptation est minime et ne saurait perturber la qualité de la réception. C'est un point de détail. Le circuit d'entrée est accordé, il attaque un étage cascodé traditionnellement utilisé par BO depuis pas mal de temps. Le transistor TR 3 reçoit une tension de commande automatique de gain qui évite la saturation lorsque le niveau d'entrée est important. Un double circuit accordé précède le convertisseur. Le changement de fréquence est confié à un transistor à effet de

champ alors que l'oscillateur local est à transistor discret.

Le convertisseur attaque un étage accordé sur la fréquence intermédiaire. TR 1 est monté en amplificateur périodique, on y trouve la résistance de collecteur de 330 ohms, cette valeur étant celle d'adaptation des filtres céramique. Les deux diodes D 2 et D 1 détectent la HF et assurent la commande du premier étage de la tête HF. Le filtrage est simplement confié à trois filtres céramiques montés en série, sans étages intermédiaires. L'amplification FI est alors confiée à un circuit intégré qui remplit toutes les fonctions nécessaires. Ce circuit est un TCA 420 A qui comporte quatre étages d'amplification FI, un démodulateur en quadrature, un circuit de commande d'indicateur d'accord et des circuits de silencieux couplés à la sortie « champ ». Ce circuit intégré n'exige qu'un nombre réduit de composants périphériques.

La commande automatique de fréquence est associée à la stabilisation de la tension d'accord dans un circuit intégré TCA 750 utilisé ici pour la génération de la tension d'accord, le couplage entre la tension d'accord et la sortie continue du discriminateur. Ici, la tension de CAF est non seulement appliquée à l'oscillateur mais aux étages HF.

L'indicateur de champ est couplé à la broche 8 du circuit intégré FI, broche servant à la sortie de cette tension.

Les transistors TR 1, TR 2, TR 3 du circuit 3 commutent le décodeur stéréophonique et le circuit d'accord silencieux. Ils agissent également sur l'indicateur d'accord à équilibre lumineux.

Pour cet indicateur d'accord, qui est un amplificateur différentiel utilisant les transistors IC 2, IC 3 (Darlington d'où cette appellation IC pour circuit intégré), la tension continue du discriminateur est envoyée sur les deux bases. Le constructeur a adjoint un circuit servant à augmenter la durée de vie des lampes. Ces lampes sont alimentées à courant constant par un générateur monté dans les émetteurs de Darlington. Lorsque les lampes vieillissent, leur résistance interne augmente, si le courant est constant, la puissance qu'elles devront dissiper ira en augmentant. L'usure sera alors accélérée par un processus cumulatif. Ici, les résistances R 20 et R 22 du circuit 5 commandent le générateur de courant et réduisent l'intensité en cas d'usure. Nous travaillons alors en tension constante.

La diode D 17 éteint les lampes lorsque l'intensité du signal HF est trop faible, D 18 lorsque la MF n'est pas en service.

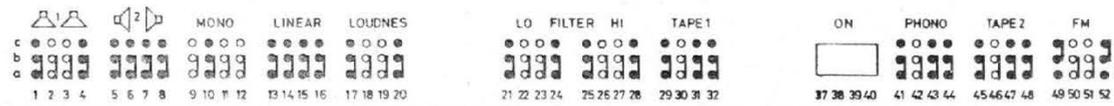
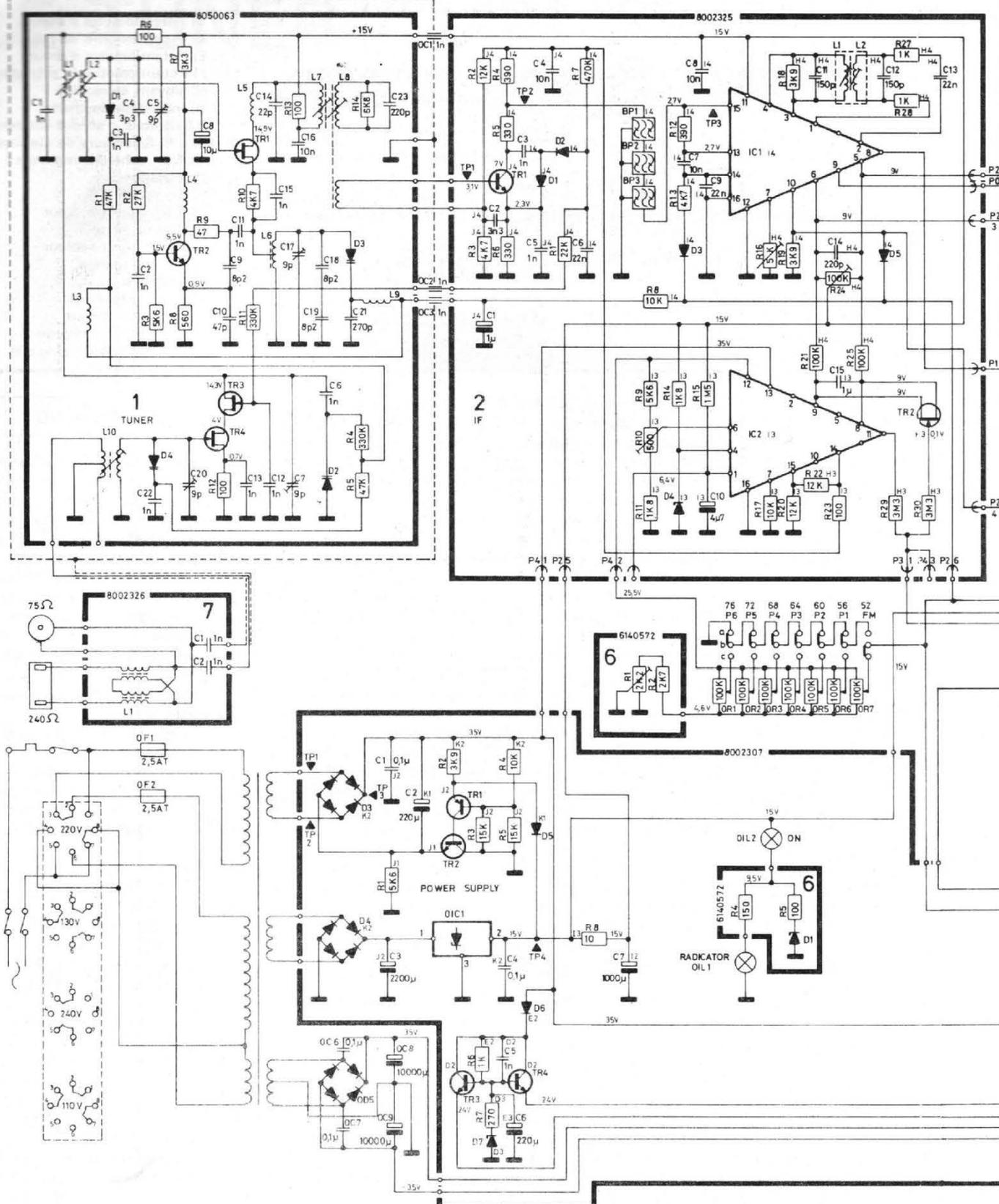
Le décodeur stéréophonique est un 13104 bien connu, il est suivi d'un filtre soigné assurant un filtrage énergétique des parasites à 19 et 38 kHz, résidus qui pourraient perturber les enregistrements magnétiques.

SECTION AUDIO

Le préamplificateur phono fait appel à deux transistors dont un Darlington, nous avons là un circuit assez classique. A la sortie, un potentiomètre règle le niveau de sortie en fonction de la sensibilité de la cellule. C'est une méthode efficace certes mais qui a l'inconvénient de réduire la dynamique d'entrée. Si la sensibilité est réduite, la tension de saturation de l'étage reste constante.

Les entrées magnétophone sont suivies d'un étage adaptateur d'impédance, ce sont des « super-émetteurs communs » utilisant un ensemble de deux transistors complémentaires montés en couplage direct avec contre-réaction totale, la tension de collecteur du transistor de sortie étant réinjectée sur l'émetteur du transistor d'entrée. Nous trouvons ici plusieurs de ces circuits. Le filtre passe-haut/passe-bas est à structure de Sallen et Key, à source contrôlée, les éléments réactifs peuvent être mis ou non en service. Ces filtres sont du second ordre et assurent une coupure à 12 dB/octave.

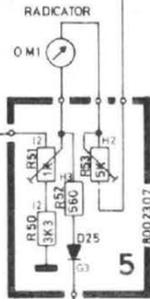
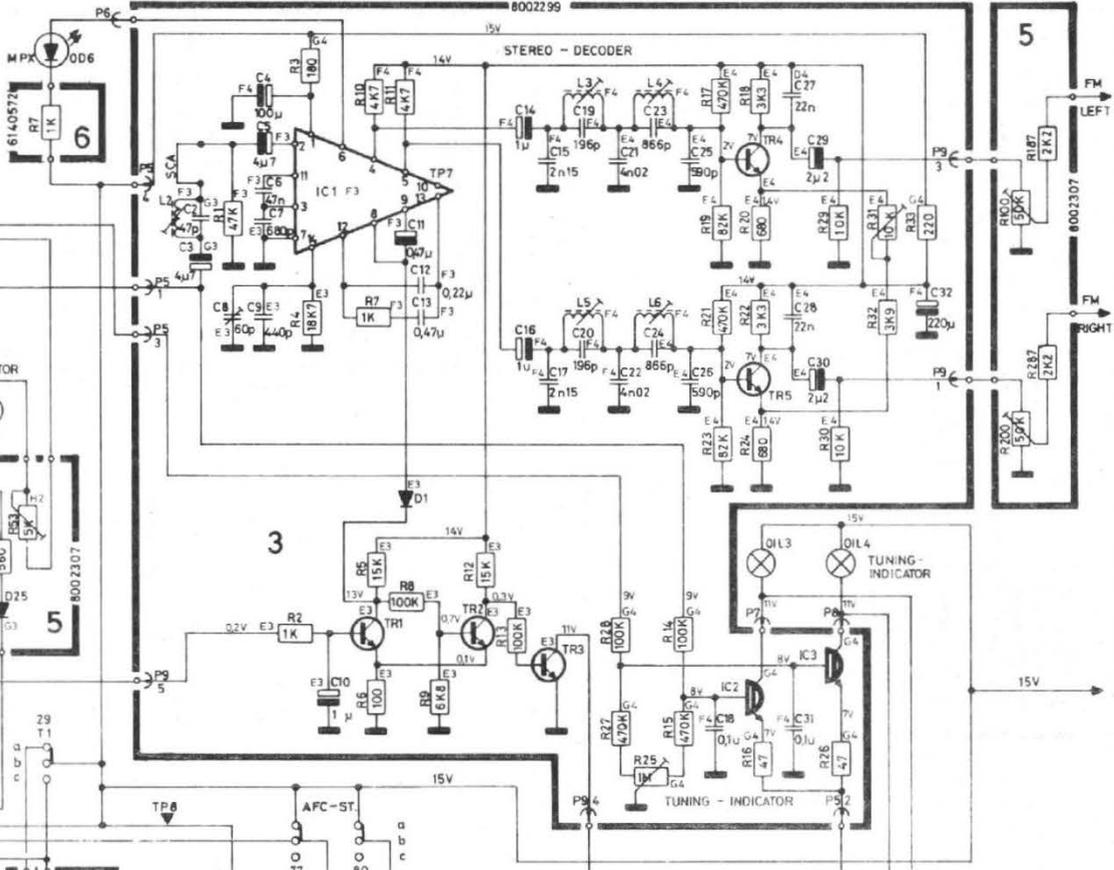
Le correcteur de timbre est du type à contre-réaction, un classique du genre. Le transistor à effet de champ TR 108 est monté en résistance variable, il sert à couper le signal lors des commutations des fonctions. Le signal de commande arrive de la ligne « muting ».



1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52

STEREO - DECODER

5

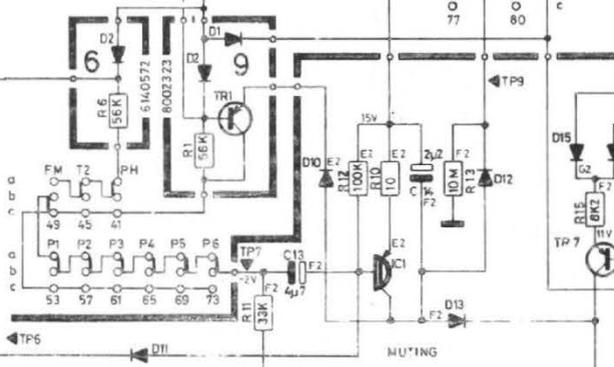


3

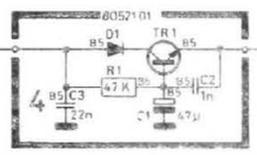
TUNING - INDICATOR

TUNING - INDICATOR

SILENT - TUNING



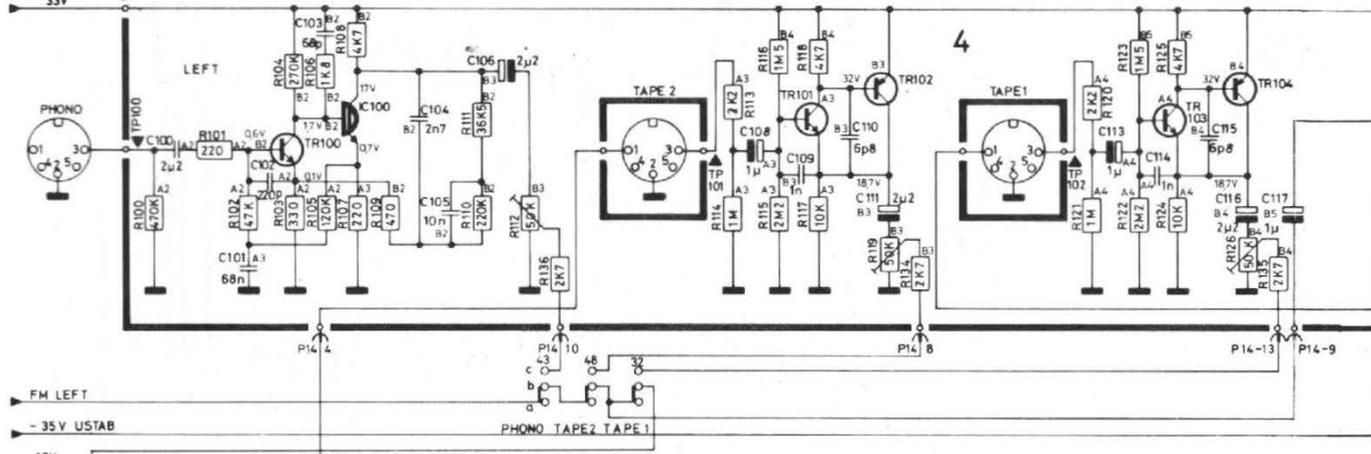
5



P1	P2	F3	P4	P5	P6	AFC/ST
53	54	55	56	57	58	59
60	61	62	63	64	65	66
67	68	69	70	71	72	73
74	75	76	77	78	79	80

• 35V USTAB

8052101



FM LEFT

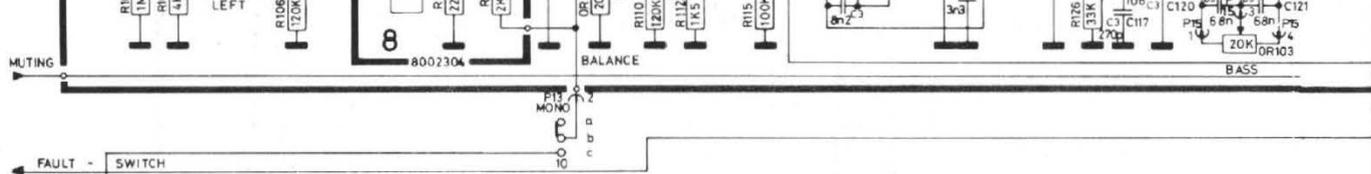
• 35V USTAB

15V

24V

LEFT

MUTING



FAULT - SWITCH

• 35V USTAB

33V

RIGHT

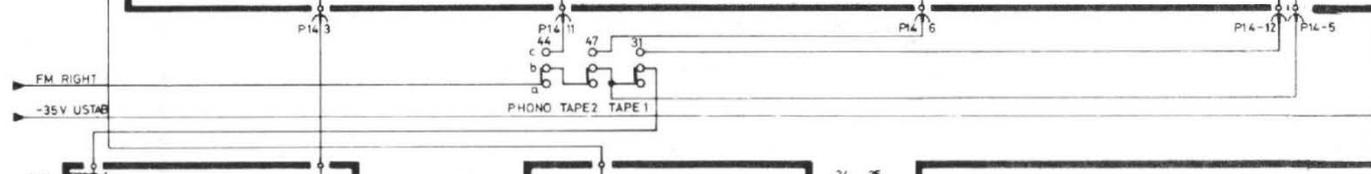
FM RIGHT

• 35V USTAB

24V

RIGHT

MUTING



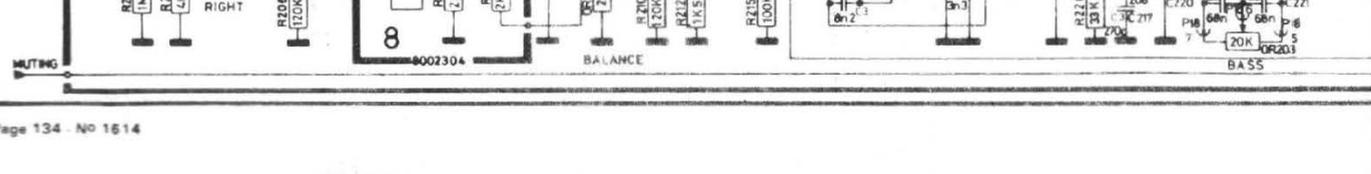
FM RIGHT

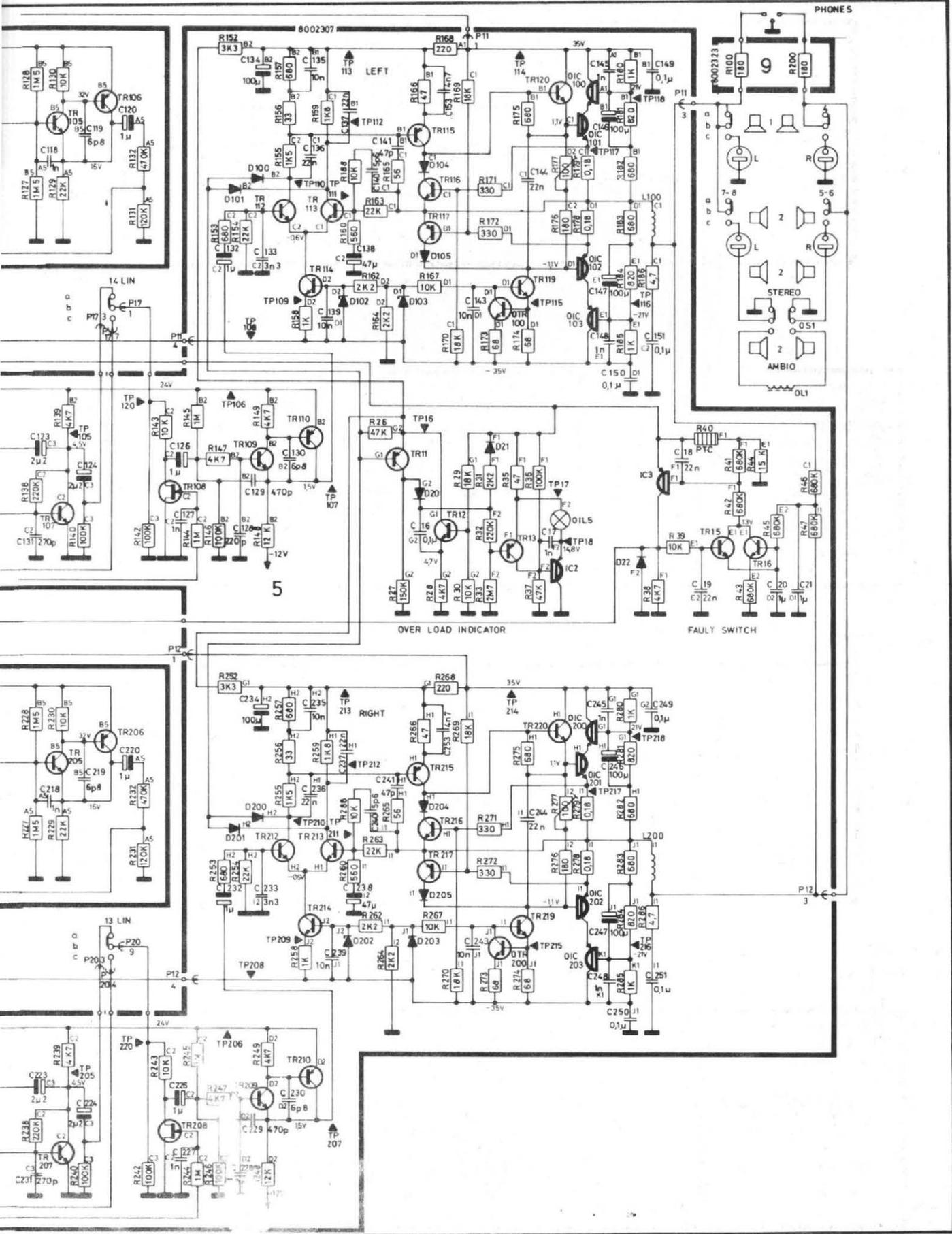
• 35V USTAB

24V

RIGHT

MUTING





Le signal de muting arrive par le circuit 5, transistor Darlington IC 1. Les contacts du sélecteur de stations et d'entrée sont mis en série, chaque fois qu'il y a coupure de la ligne, une tension de commande est transmise par C 13 qui assure alors une coupure de la tension audio. Une autre commande est assurée par le circuit de silence radio.

Vient ensuite le filtre de Bessel. C'est un élément inhabituel dans un amplificateur. Les amplificateurs à transistors sont doués d'une bande passante qui peut être très large, ce qui est le cas ici. Si des composantes à très haute fréquence se présentent, elles risquent de produire des intermodulations dont les produits peuvent se situer dans la bande audible. En limitant la bande passante à l'entrée, le phénomène est atténué. Ce sont ces signaux qui produisent la distorsion d'intermodulation transitoire. La distorsion à la mode. La réponse de Bessel de ce filtre est une réponse assurant un déphasage proportionnel à la fréquence, ce déphasage variant linéairement. La réponse type Bessel est assurée par le choix judicieux des valeurs des composants, la structure du filtre est identique à celle des filtres passe-haut et passe-bas c'est-à-dire à source contrôlée.

Les amplificateurs de puissance sont à symétrie complémentaire, le schéma en est assez complexe. Nous avons ici affaire à un amplificateur de forte puissance.

Première particularité, le système de surcharge. Ce système consiste à comparer, sur l'étage différentiel d'entrée le signal direct avec celui de sortie. Le choix de cet endroit pour effectuer la comparaison est justifié par les déphasages introduits dans l'amplificateur. En effet, la comparaison directe entrée/sortie peut faire intervenir des déphasages qui pourraient être considérés comme une différence de signal et interprété comme une surcharge. Les déphasages de l'amplificateur sont compensés par ceux de la contre-réaction. Le signal dif-



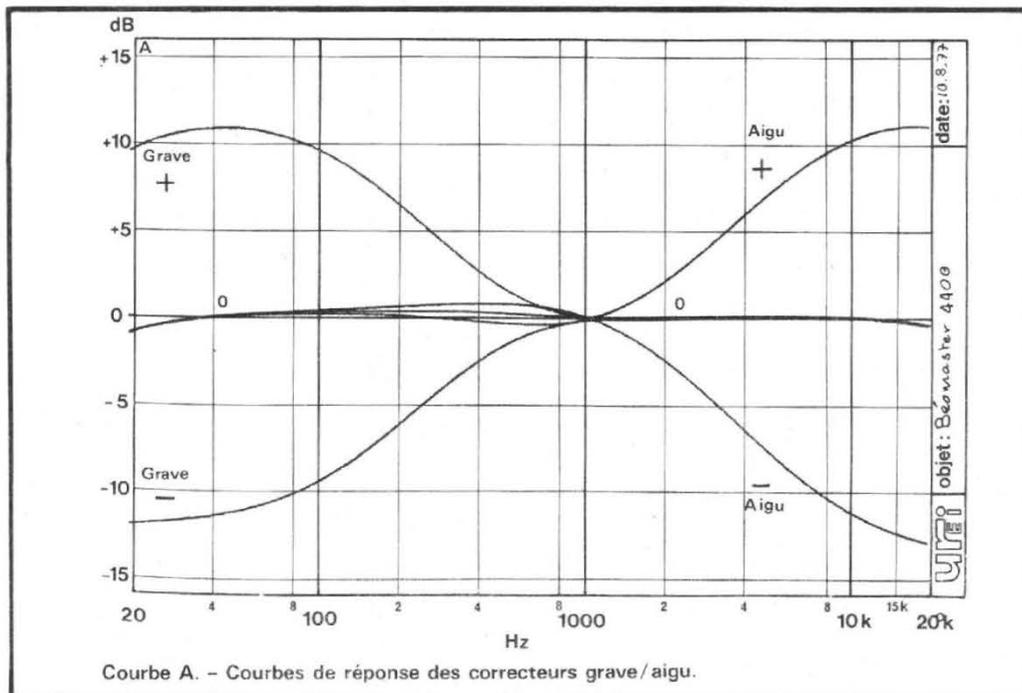
Photo A. - Les commandes du tuner, curseur, potentiomètres de pré-réglage protégés, indicateurs d'accord, de champ et voyant stéréo, les touches sont sur la gauche.

férence est exploitée par les diodes D 100 et D 101, pour le canal gauche, D 200 et D 201 pour le canal droit. Cette indication de surcharge est valable pour les fréquences basses et médium uniquement, pour les fréquences hautes, nous avons les condensateurs C 136 et C 137 qui interviennent pour réduire l'impédance aux bor-

nes de laquelle la surcharge doit être détectée. Cette réduction de sensibilité est sans importance, la plus grande partie de la puissance musicale étant située dans les fréquences basses et moyennes.

Autre particularité de ce montage, les transistors de sortie. Nous avons ici des tran-

sistors montés en série. Ce montage sert à diviser la tension appliquée entre collecteur et émetteur des transistors. Nous avons ici une sorte de montage cascode, mais la base des transistors extrêmes est alimentée par un circuit de bootstrap. Il y a commande de ces transistors par leur émetteur et par leur base. Les tran-



Courbe A. - Courbes de réponse des correcteurs grave/aigu.

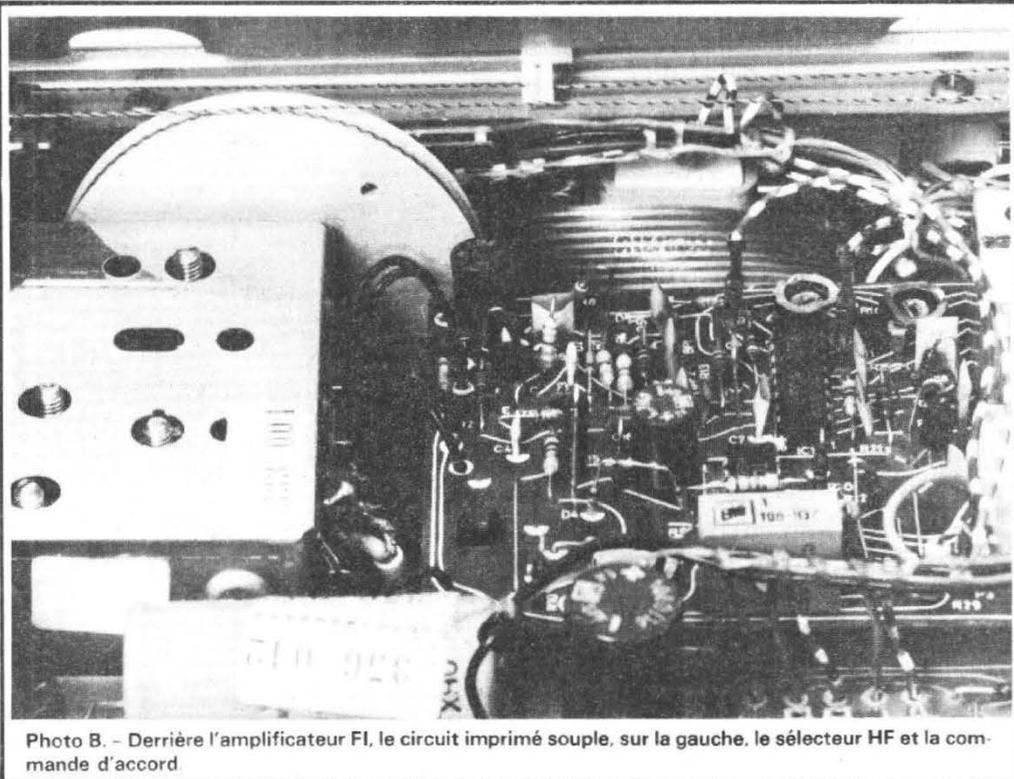


Photo B. - Derrière l'amplificateur FI, le circuit imprimé souple, sur la gauche, le sélecteur HF et la commande d'accord

sistors extrêmes servant en quelque sorte de robinet pour faire varier progressivement la tension d'alimentation des transistors OIC 101 et 102 pour l'étage de gauche et leurs homologues pour l'autre voie.

Un circuit de sécurité détecte les tensions continues en sortie de l'amplificateur de puissance pour commander une relais coupant l'alimentation des amplis de puissance. Ce relais est également commandé par thermistance à coefficient de température positif, cette thermistance intervenant dans le cas d'un échauffement excessif des radiateurs.

REALISATION

Une technique modulaire a été utilisée pour la construction du Béomaster 4400. La tête HF, l'ampli FI, le décodeur stéréo, les claviers, les potentiomètres d'accord sont montés sur des circuits individuels, ainsi que d'autres sections. Les liaisons entre circuits se font en partie par un circuit imprimé souple, les autres connexions se faisant par des torons de

câbles. Les extrémités des câbles sont terminées par des cosses facilitant le câblage en maintenant les fils à leur place au moment de la soudure. Certains de ces fils se terminent par des connecteurs amovibles.

Le transformateur d'alimentation est enfermé dans un blindage épais. Les transistors

de sortie sont montés sur un châssis d'aluminium sur lequel ont été rapportés des éléments dissipateurs extrudés.

L'accès aux composants est facilité par le démontage des parties supérieure et inférieure. La qualité du travail est bonne, le montage vertical des composants entraîne des risques de court-circuits de fils si les

interventions du service après-vente ne sont pas assez soignées. Ces risques étant d'ailleurs très limités.

Les circuits imprimés sont munis d'œillets évitant les contraintes exercées par les fils au niveau du cuivre. La qualité du travail reste constante chez ce constructeur.

MESURES

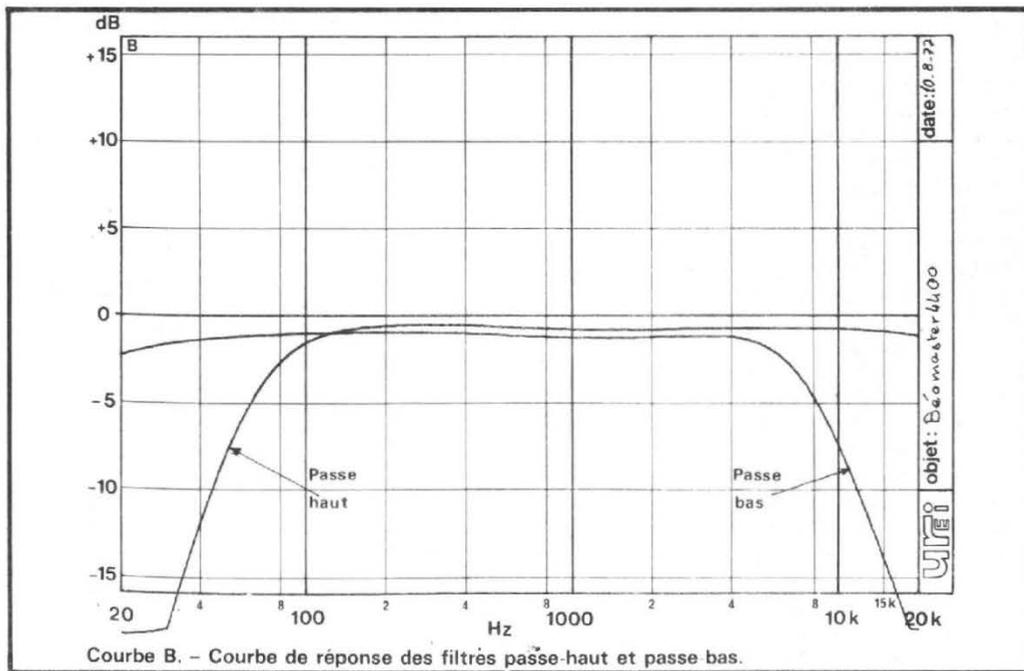
Puissance de sortie tout d'abord.

Elle est élevée, les mesures que nous avons faites ont donné des résultats supérieurs en qualité à ceux annoncés.

Les mesures sont faites en régime sinusoïdal à 1 000 Hz, les deux voies en service, la puissance annoncée est celle mesurée pour la tension maximale de sortie, juste avant l'apparition de l'écrêtage.

Sur 4 ohms, nous avons une puissance de 90,2 W par canal, sur 8 ohms, elle passe à 56,7 W. Un seul canal en service, la charge de l'alimentation est moindre, nous avons alors sur 4 ohms une puissance maximale de 105,6 W et sur 8 ohms une puissance de sortie de 60,5 W.

La sensibilité, pour la puissance maximale, est de 2,1 mV sur l'entrée phono, la saturation se faisant pour une tension de 80 mV. Le rapport signal



Courbe B. - Courbe de réponse des filtres passe-haut et passe bas.

sur bruit de cette entrée, pour une sensibilité ramenée à 5 mV, est de 66.5 dB en mesure non pondérée. Un bon résultat.

Sur l'entrée magnétophone, nous avons une sensibilité de 205 mV et une tension de saturation supérieure à 3 V. Le rapport signal sur bruit est de 92 dB sans pondération. Le bruit de sortie, potentiomètre à zéro, est situé 94 dB au-dessus de la puissance maximale.

Le taux de distorsion d'intermodulation mesuré avec injection à l'entrée d'un mélange de 60 Hz et de 7 000 Hz dans un rapport d'amplitude 4/1 est inférieur à 0,02 % pleine puissance, sur 8 ohms comme sur 4 ohms. Nous arrivons là à une limite due aux instruments de mesure eux-mêmes. D'autres techniques permettraient sans doute de descendre plus bas.

La distorsion harmonique est elle aussi très faible, nous avons mesuré à 1 000 Hz un taux de 0,4 % à pleine puissance sur 4 ohms, de moins de 0,02 % à mi-puissance, et à pleine puissance sur 8 ohms.

A 40 Hz, nous avons moins de 0,02 % à pleine puissance sur 4 ohms et un peu plus sur 8 ohms.

A 15 000 Hz, le taux de distorsion est un peu supérieur, nous avons mesuré 0,07 % à pleine puissance sur 4 ohms, 0,06 % à mi-puissance. Sur

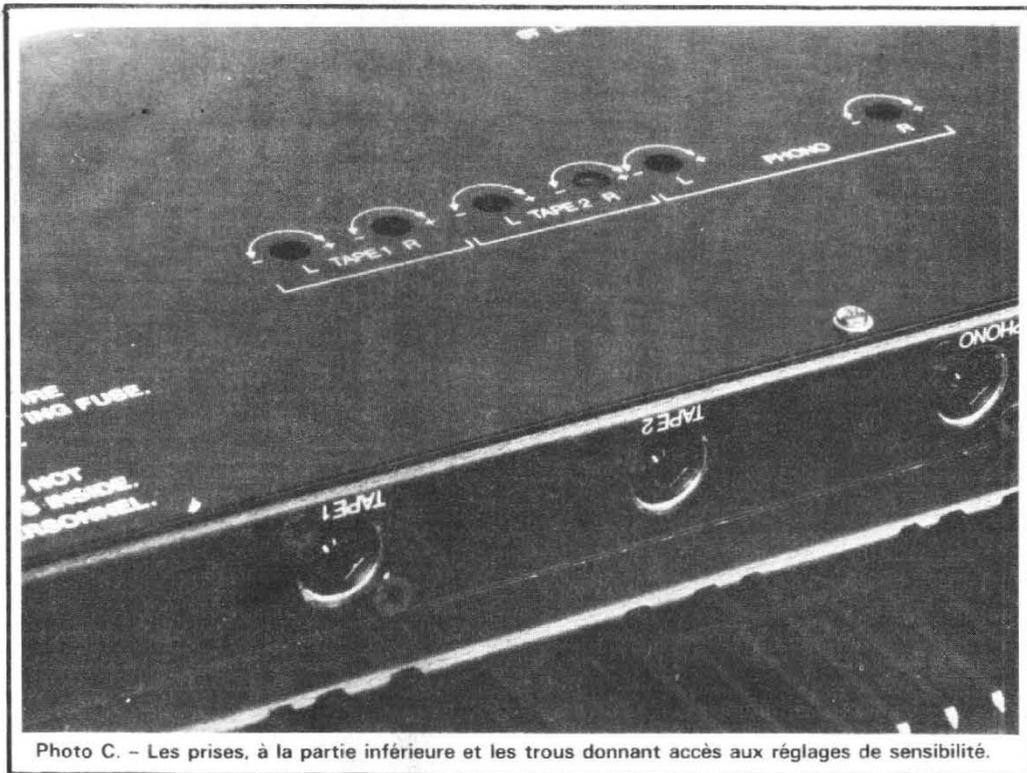


Photo C. - Les prises, à la partie inférieure et les trous donnant accès aux réglages de sensibilité.

8 ohms, nous avons un taux de distorsion harmonique inférieur à 0,05 %. De très bonnes performances.

La sensibilité du tuner MF est de 2,5 μ V pour un rapport S/B de 30 dB, la suppression du souffle se produit à 10 μ V, environ, le seuil de silencieux est ici fixé à 30 μ V. C'est aussi le niveau de suppression du souffle en stéréo.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DU CONSTRUCTEUR

La courbe A donne l'efficacité du correcteur de timbre, une efficacité réduite volontairement et évitant les excès en tous genres.

La courbe B est celle des fil-

tres passe-haut et passe-bas, une bonne efficacité et des fréquences de coupure bien choisies.

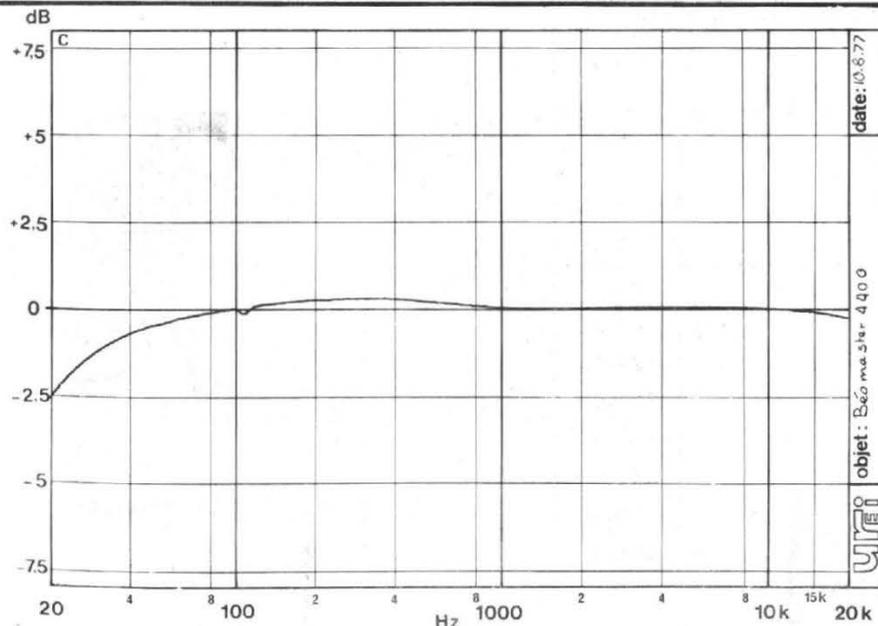
La troisième courbe est celle de la précision de la courbe RIAA, chute de 2,5 dB à 20 Hz, une bonne méthode pour éviter les bruits de platine.

La dernière courbe est celle du tuner MF, une très bonne linéarité et un bon filtrage au-dessus de 15 kHz.

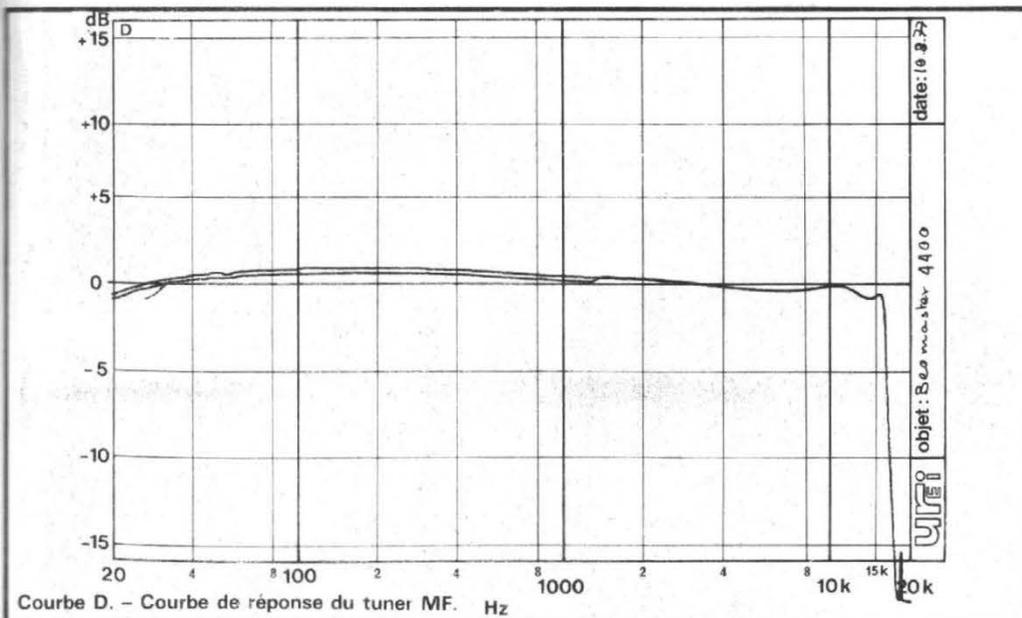
CONCLUSIONS

Le Béomaster 4400 intéressera tout d'abord les amateurs de l'esthétique danoise, ensuite, les amateurs de puissance élevée et de hautes performances. Pour les amateurs de radio, on bénéficie d'un très bon tuner avec ses stations pré-réglées. Le confort d'utilisation est excellent, notamment par la suppression des parasites de commutation. Beaucoup de qualités rassemblées sous un volume réduit et l'esthétique que l'on sait.

Etienne LEMERY



Courbe C. - Courbe de précision du correcteur RIAA.



Courbe D. - Courbe de réponse du tuner MF. Hz

Caractéristiques du constructeur

Puissance de sortie à 1 000 Hz
 Puissance efficace :
 2 x 75 W/4 ohms
 2 x 50 W/8 ohms.
 Puissance musicale :

2 x 110 W/4 ohms
 2 x 60 W/8 ohms
 Impédance du haut-parleur :
 4 ohms
 Distorsion harmonique DIN
 45 500 : < 0,05 %
 Intermodulation DIN 45 500 :
 < 0,1 %
 Gamme de fréquence ± 1,5 dB
 DIN 45 000 : 20 - 35 000 Hz

Largeur de bande, 1 %, DIN
 45 000 : 10 - 75 000 Hz
 Facteur d'amortissement :
 > 65
 Entrées :
 PHONO : 2,8 mV/47kΩ
 Entrées :
 TAPE : 200 mV/70 kΩ
 Rapport signal/bruit, DIN
 45 500

50 mW, PHONO : > 60 dB
 50 mW, TAPE : > 60 dB
 Séparation entre canaux,
 1 000 Hz DIN 45 500 :
 > 45 dB
 250 - 10 000 Hz > 35 dB.
 Sorties, TAPE 1 000 Hz DIN
 45 500 : 100 mV/100 kΩ
 Sorties, PHONES : Max
 17 V/200 Ω
 Réglages des aiguës, mesuré à
 12 500 Hz : 12 dB
 Réglage des basses, mesuré à
 40 Hz : ± 12 dB.
 HI : 7 000 Hz 12 dB/octave
 LO : 60 Hz 12 dB/octave
 Gamme : 87,5 - 108 MHz
 Sensibilités à 46 dB stéréo :
 < 20 μV/75 Ω
 Gammes de fréquence 1,5 dB
 DIN 45 500 : 20 - 15 000 Hz
 Distorsion harmonique DIN
 45 500 : < 0,3 %
 Séparation entre canaux, stéréo,
 DIN 45 500 : > 35 dB
 Suppression de la fréquence
 pilote 19 kHz : > 65 dB
 38 kHz : > 100 dB
 Courant alternatif : 110 - 130
 - 220 - 240 V
 Consommation : 30 - 310 W
 Dimensions L x H x P : 57,5 x
 9,5 x 28 cm
 Poids : 10 kg.

UNE RÉPUTATION MONDIALE...

NOUVEAUX MODÈLES

ET... DES PRIX!

	Types	Bandes passantes	Puiss. sinus crête	Filtres recommandés	Reson. en Hz	Flux en Mx	Induction en Tesla	PRIX T.T.C.
FILTRES	HN 741 2 voies	2.000						58,00
	HN 742 2 voies	1.600						74,50
	HN 743 3 voies	900/5.000						127,00
	HN 744 4 voies	500/1.000/4.500						213,50
HAUT-PARLEURS	KHC 19_6	2.000/25.000	25/40	HN 741	1.200	23.300	1,30	68,50
	KHC 25_6	1.500/25.000	35/65 40/70	HN 742 HN 743	1.000	34.200	1,45	85,00
	KMC 38_6	900/12.000	50/70	HN 743/744	800	44.800	1,25	127,50
	KMC 52_6	900/12.000	70/110	HN 743/744	800	50.500	1,05	210,00
	TC 136	50/7.000	20/40 70/110	HN 741/742 HN 744	45	35.400	0,90	138,00
	TC 176	40/4.000	30/45	HN 741/742/743	35	35.400	0,90	149,00
	TC 206	30/3.000	40/60	HN 742/743	35	35.400	0,90	160,00
	TC 246	25/3.000	50/70	HN 743	35	35.400	0,90	209,00
	TC 256	20/1.500	60/100	HN 743 ou 744	23	88.400	0,95	320,00
	TC 306	20/1.500	70/110	HN 744	20	88.400	0,95	380,00



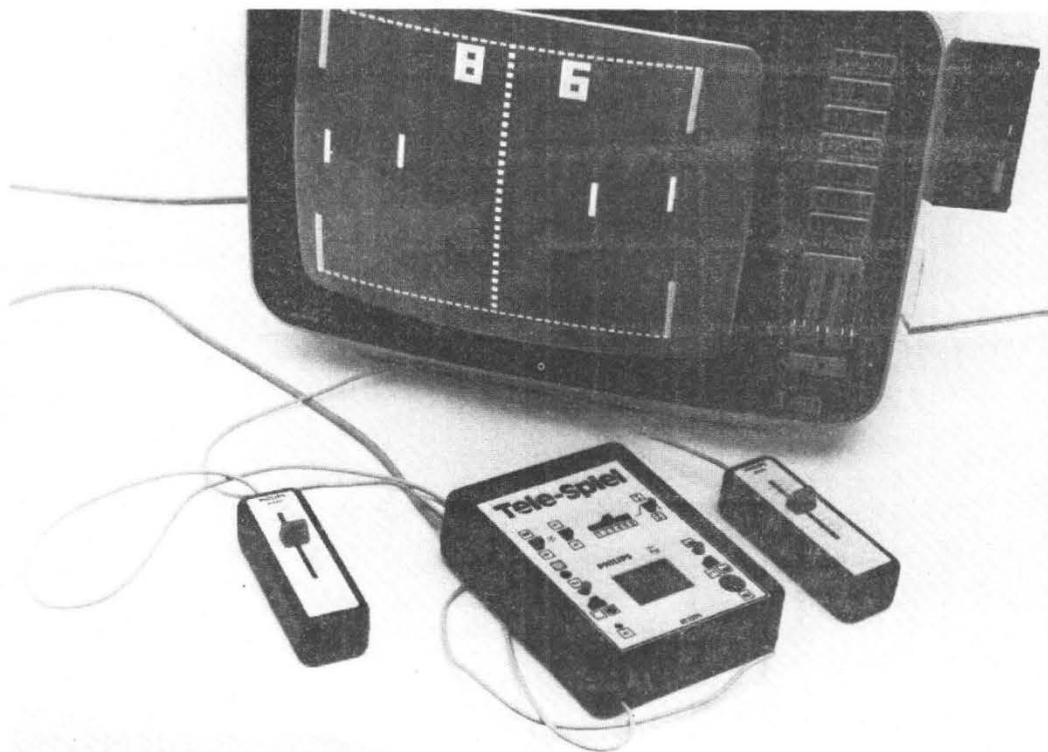
DEMANDEZ LES FILTRES

ET HAUT-PARLEURS



chez votre spécialiste

LE JEU VIDÉO PHILIPS



TELESPIEL ES 2203

TELESPIEL se traduit par un jeu vidéo ou si vous êtes un angliciste acharné « vidéo game ». Le jeu vidéo fait à l'heure actuelle fureur chez les constructeurs, un peu comme ce fut le cas des calculatrices électroniques. Pour le moment, ces jeux manquent quelque peu de diversité, et se résument au tennis, au football, à la belote, et à un entraînement : en attendant beaucoup d'autres jeux. Le jeu de Philips est commercialisé dans le réseau jouet de la firme. Les magasins de jouets devront maintenant faire entrer la vidéo dans leurs vitrines...

Le Telespiel propose les jeux traditionnels avec balle et raquettes. 6 jeux sont offerts, l'entraînement (balle au mur est possible); les joueurs disposent d'un boîtier à commande linéaire unique permet-

tant de faire se déplacer le joueur de haut en bas, c'est-à-dire d'un côté à l'autre de l'écran.

La balle possède une vitesse commutable et nous avons une largeur de raquette variable. En outre, l'angle de rebond de la balle est sélectionnable. Le service s'effectue soit automatiquement soit manuellement. Deux versions de chasse pacifique sont offertes et comme nous sommes en présence d'un jouet, le concepteur a préféré le safari photo aux engins aux formes guerrières du style pistolet désintégrateur ou autre.

L'appareil photo est aussi efficace et sans doute plus approprié aux enfants.

Nous avons ici un affichage du score de 0 à 15. Un bruiteur donne plusieurs signaux comme le bruit de la balle rebondissant sur la raquette, sur les parois ou signalant

qu'un point vient d'être marqué. Donc, un appareil assez classique.

Le haut-parleur est dissimulé à l'intérieur du coffret et protégé contre les poussières.

L'alimentation est confiée à six piles de 1,5 V rassemblées dans un boîtier, il est en outre possible de donner de l'énergie par l'intermédiaire d'un bloc secteur externe, solution qui sera nettement plus économique que les piles surtout si l'on tient compte de la consommation qui est de l'ordre d'une soixantaine de milliampères. Belle aubaine pour les fabricants de piles. Une alimentation 9 V coûte environ l'équivalent de 6 à 10 jeux de piles. L'amortissement est donc assez rapide.

L'appareil se branche sur la prise d'antenne d'un téléviseur. Il délivre un signal 625 lignes, noir et blanc dessinant les figures bien connues. Il est impor-

tant, lors de l'utilisation de veiller à baisser l'intensité de la lumière, les jeux électroniques donnent une image fixe qui marque à la longue les téléviseurs en « brûlant » leur phosphore. Ce type de détérioration est d'ailleurs exclu de la garantie tube des constructeurs. Donc, il convient de faire attention. La partie son du téléviseur n'est pas utilisée. On devra donc baisser le son pour éliminer les bruits dus au signal vidéo.

Le câble de liaison avec le boîtier est d'une longueur suffisante pour permettre de jouer à une distance respectable du télé. (câble d'environ 3 m).

De plus, les deux boîtiers de commande ont chacun un câble supplémentaire d'un bon mètre de long.

Les essais que nous avons pu effectuer montrent une stabilité satisfaisante de l'image. Un réglage de l'accord doit

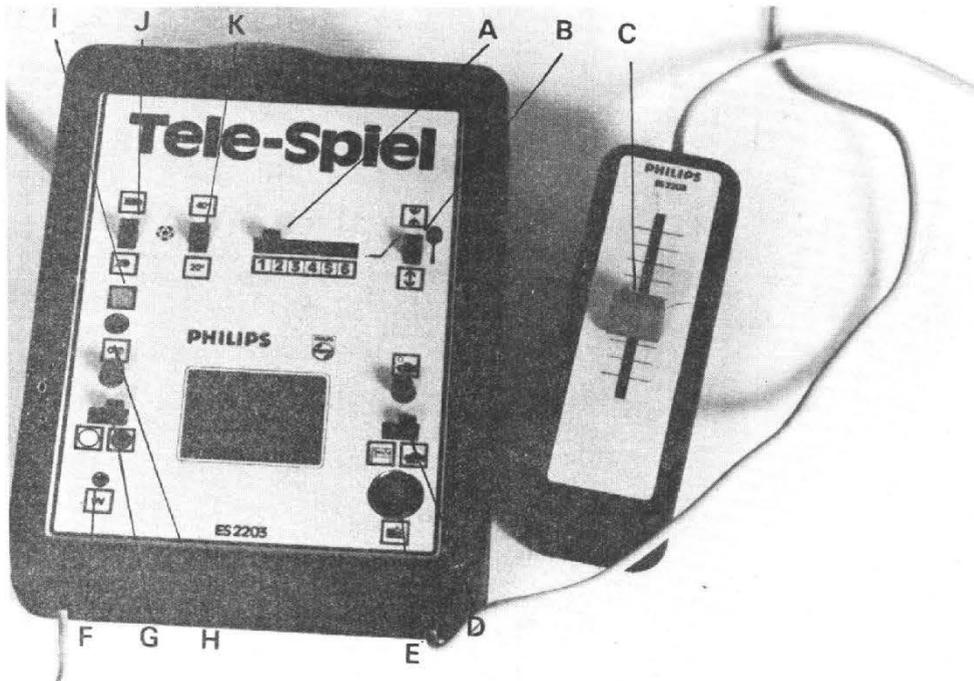


Photo A :

- a) sélecteur de jeu
- b) largeur de raquette ou de joueur
- c) commande du déplacement des joueurs
- d) service, automatique ou manuel
- e) prise pour chasse photographique
- f) prise 9V
- g) inter marche arrêt
- h) poussoir de service
- i) accord (prévu)
- j) vitesse de la balle
- k) angle de rebond.

réglage d'accord sur le boîtier.

Après usage, l'interrupteur sera mis à l'arrêt, si vous oubliez de le faire, et si le service est automatique, le Téléspiel se rappellera à votre attention en lançant ses bips-bips.

REALISATION

Le Telespiel est construit autour du circuit intégré bien connu de Général Instrument auquel ont été ajoutés deux transistors et un haut-parleur.

L'oscillateur HF est monté sur un circuit imprimé séparé en structure Strip Line, qui utilise les deux faces cuivrées d'un circuit imprimé double face. Le circuit intégré est monté sur un support, ce qui facilitera les opérations de maintenance.

Le schéma de principe est celui que l'on trouvera dans les notices du circuit intégré (distribué par PEP, 4 rue Barthélemy 92000 Montrouge).

Le circuit imprimé est monté dans un coffret plastique robuste, une trappe donne accès aux piles d'alimentation. Les deux boîtiers sont solidaires des câbles qui donne accès aux piles d'alimentation.

Les deux boîtiers sont solidaires des câbles qui ne sont pas amovibles. Les indications de jeux sont inscrites sous forme de symboles, c'est un langage international. Le tout est livré dans une valise de carton.

La qualité de la construction est bonne, le matériel est fabriqué en grande série, en Allemagne par la division «jouets électroniques» de la firme internationale.

CONCLUSIONS

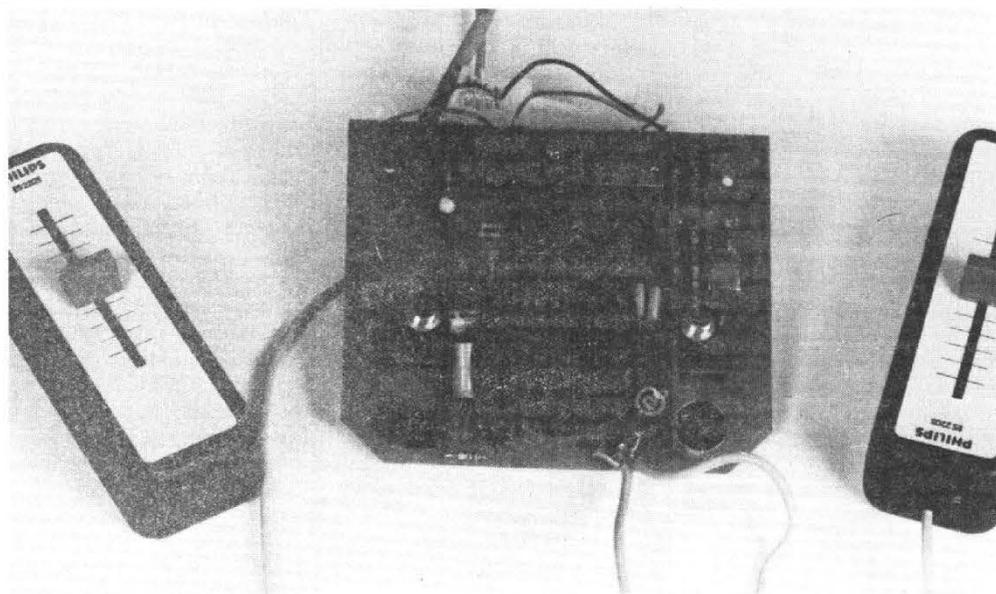
L'appareil fonctionne parfaitement une fois le récepteur correctement accordé. L'image est nette et suffisamment stable, le terrain symétrique lorsqu'il le faut, pas de jeu joueur favorisé et la garantie d'un constructeur connu.

cependant être fait périodiquement, lorsqu'on s'aperçoit que la stabilité n'est pas idéale. Avant la mise en service, il sera bon de connaître approximati-

vement la fréquence d'accord ; sur notre échantillon, nous avons un fonctionnement aux environs du canal 40.

La réception peut se faire sur

diverses fréquences (battements harmoniques). Il conviendra donc de rechercher la meilleure réception possible. Nous aurions aimé avoir un



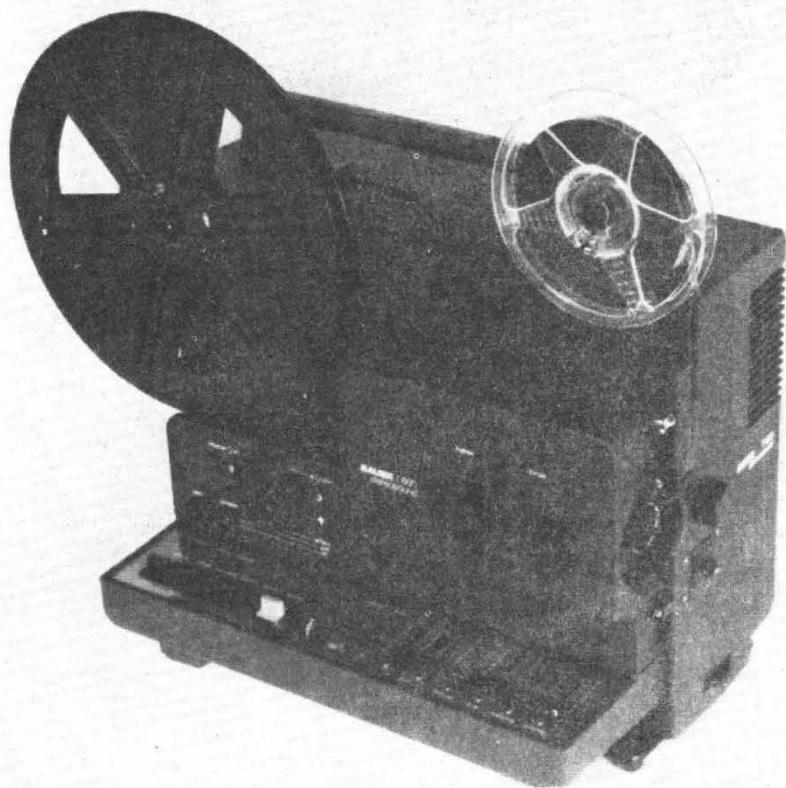
Autour d'un circuit intégré : le bruitier est interne, c'est le petit haut-parleur. Il n'utilise pas le son T.V.

Distribué par CEJJ - Arbois.

LE PROJECTEUR SONORE

BAUER

T 600



AVEC une électronique particulièrement avancée, le projecteur Bauer T 600 offre une facilité d'emploi que l'on ne pouvait s'attendre à trouver il y a quelques années. C'est un appareil super 8 qui est stéréophonique grâce à l'utilisation de la piste de compensation destinée à assurer habituellement un bon guidage du film, cette piste est très étroite, mais si on connaît déjà la cassette, on sait que la largeur efficace de la piste est très faible. L'introduction de l'électronique prend ici un aspect nouveau avec la présence d'un compteur électronique, un compteur décompteur à affichage par 6 afficheurs LED à sept segments. Un compteur qui prend aussi connaissance du zéro pour servir de mémoire, il peut également afficher des nombres négatifs, ce que ne sait pas faire un compteur mécanique. Quand on saura la manière dont a été réalisé ce compteur, on verra que la solution électronique est à peine plus chère qu'une formule mécanique... La prochaine étape sera sans doute l'utilisation d'un microprocesseur de gestion du film et de l'électronique d'enregistrement lecture.

PRÉSENTATION

Un projecteur, c'est un projecteur, celui-là ne dissimule pas son état, un bras avant mobile reçoit la bobine pleine, alors que l'autre bobine sera installée dans un angle arrière.

Au-dessus, une poignée, longue, permettant de bien assurer la prise, quelques ouïes pour laisser passer le son ou l'air de la ventilation. Sur le côté : une manette de fonction, rotative, classique, un peu plus au fond, le compteur avec sa fenêtre de matière plastique rouge qui sert à augmenter le

contraste entre les chiffres et l'environnement. Au-dessous, nous trouvons un tableau de commande électronique particulièrement original puisqu'il est absolument plat, ce qui obligera l'utilisateur à se placer en surplomb au moment des enregistrements. Les prises d'entrée et de sortie sont toutes installées sur la face opposée : nous avons trouvé des prises DIN comme il se doit.

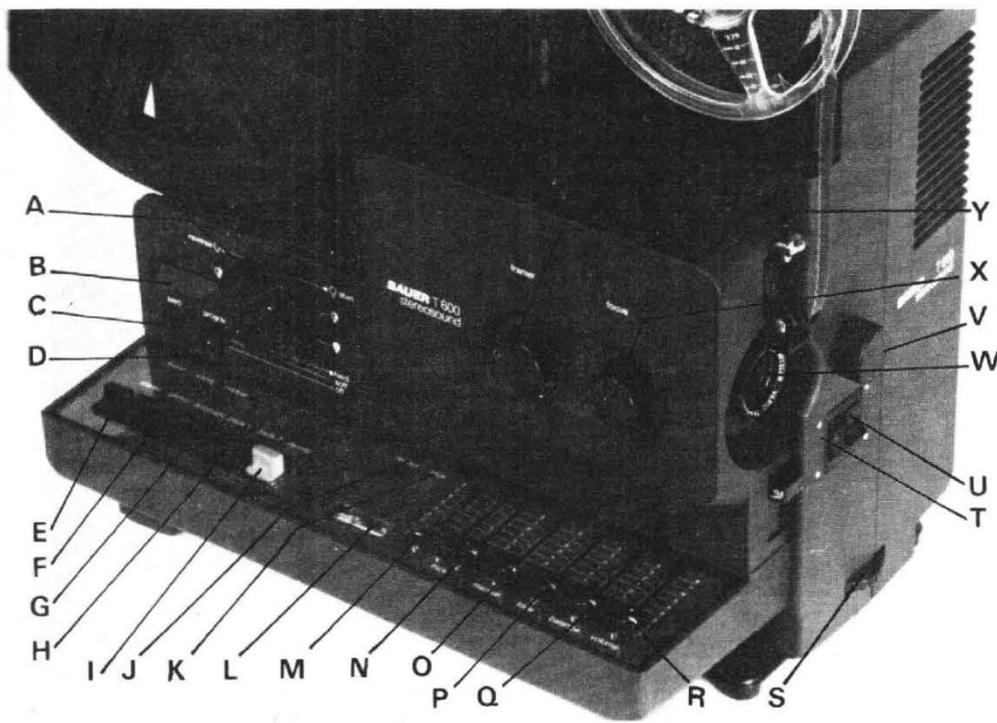
FONCTIONS

Mécaniques. Marche avant et arrière sont autorisées à la vitesse de 18 et 24 images par seconde. Le changement de vitesse étant mécanique. Une position supplémentaire de la manette permet de dégager le chemin du film pour un enlèvement, un enlèvement qui exige de grandes précautions, les dents des molettes d'entraîne-

ment et les pièces métalliques risquant de blesser la surface sensible.

De même, l'introduction d'un film ne semble pas des plus faciles si on doit le faire au milieu d'une bobine, ce qui peut être le cas au moment d'un montage.

Une fois l'introduction latérale effectuée, on pourra reformer les boucles à partir du levier destiné à cet effet. Pour l'utilisation normale, nous avons une mise en place automatique du film, un film dont l'extrémité doit être mise en forme à l'aide d'une poinçonneuse jointe à l'appareil, mais non solidaire de ce dernier. La bobine réceptrice reçoit des films de 240 m, en super 8, un peu plus en single 8, format autorisant une épaisseur moindre pour le film. L'accrochage est automatique, une intervention manuelle est nécessaire si la bobine débitrice est trop petite et que l'extrémité libre de la bande forme une boucle d'un trop faible rayon.



- a) manette de défilement principale
- b) fenêtre du compteur
- c) remise à zéro du compteur
- d) sélecteur de programme
- e) touche mono stéréo
- f) sélecteur d'entrée
- g) sélecteur manuel/automatique
- h) sélecteurs piste 1 et 2
- i) enregistrement
- j) voyant témoin d'enregistrement
- k) voyant de trucage
- l) vumètre
- m) repère de trucage
- n) potentiomètre de trucage
- o) niveau d'enregistrement manuel
- p) timbre
- q) balance
- r) volume
- s) réglage de hauteur d'image
- t) avance électrique avant/arrière
- u) préchauffage, image fixe
- v) avance manuelle
- w) mise au point
- x) cadrage

Les réglages d'image sont classiques ; nous avons un objectif zoom 16,5/30 permettant de faire varier l'image dans un rapport voisin de 1 à 2 et de 1,3 d'ouverture. La mise au point se règle sur une large plage de distances et un bouton de cadrage rattrape les positions de la perforation par rapport à l'image.

En position arrêt, la lampe est complètement éteinte, pour établir la tension et permettre l'arrêt sur image, un interrupteur installé sur la face avant met en service un préchauffage. Comme nous avons une température de filament inférieure à celle en projection normale, l'image vue sur l'écran sera nettement plus chaude. Une autre formule utilisée dans d'autres projecteurs consiste à placer un cache perforé qui réduit le flux lumineux sans modifier la couleur de l'image. Bauer a choisi ici la solution sûre pour l'arrêt sur image, l'arrêt de la projection se traduit par la coupure de la lumière.

Pour la projection en marche avant, nous avons le choix entre deux intensités d'éclairage.

L'interrupteur d'allumage de la lampe pour la projection fixe est jouxté d'une commande d'avant et de retour en arrière, un inter à bascule permet de faire avancer de quelques images le film, en avant et en arrière. Comme le compteur donne une précision d'une image, il est facile de retrouver un passage précis, la commande manuelle de rotation de l'obturateur (1 tour par image) fige l'approche. Sur le plan électronique, nous avons un appareil stéréophonique, l'enregistrement peut s'effectuer sur deux pistes, l'une des deux sera celle enregistrée, le cas échéant, au moment de la prise de vue, l'autre le sera par la suite. A la lecture, on bénéficie de la stéréophonie ou de la mono avec le choix de la piste.

Il est ainsi possible d'utiliser une piste pour une langue, la seconde pour une autre, ou encore d'avoir des effets spéciaux. L'imagination de l'utilisateur sera là pour entrevoir de nouvelles possibilités. Plus simplement, en monophonie, nous aurons une meilleure régularité.

Pendant la lecture, il est pos-

sible d'injecter sur une entrée un commentaire ou une musique qui sera mélangée au signal lu sur les pistes.

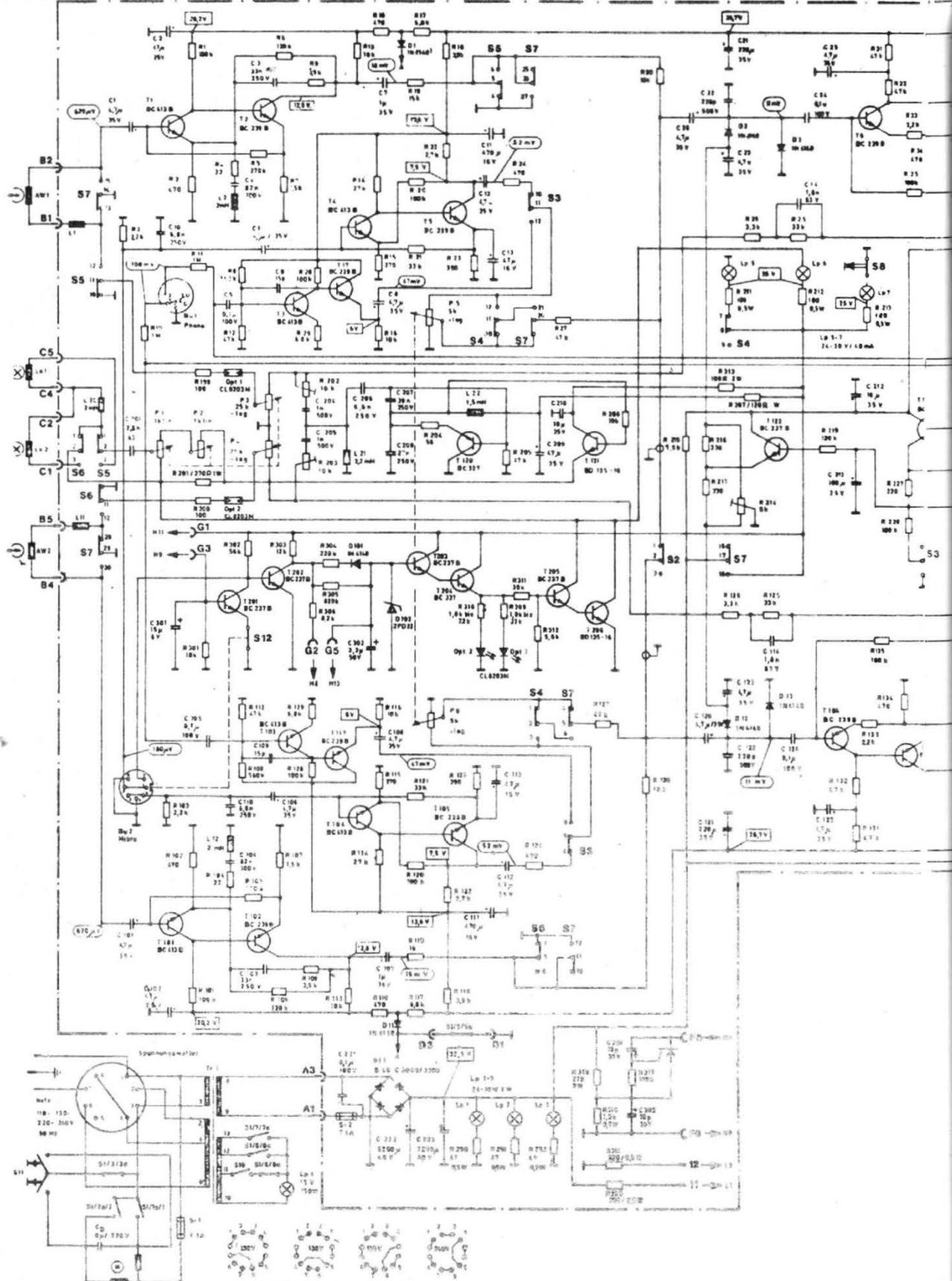
Deux entrées sont prévues avec commutation par touche, une pour des micros, une pour un phono ou un appareil délivrant un niveau élevé.

L'enregistrement sur entrée micro est soit manuel soit automatique, l'automatisme déconnecte automatiquement le Vumètre qui aurait pourtant une relative utilité en indiquant qu'il y a tout de même un signal qui arrive dans l'appareil (utile si le micro tombe en panne). L'amplificateur dispose d'une correction de timbre, d'une commande de volume et une de timbre. Le potentiomètre de niveau sert à la fois pour l'adjonction au moment de la lecture d'un signal direct et pour le réglage du niveau d'enregistrement. La dernière touche est une touche de trucage. Une astuce : un repère mobile pour un repérage mécanique de la position du bouton de trucage, un inconvénient : il faut pousser le bouton à fond si on veut effacer la bande, même en enregistrant. La touche trucage

sert à faire de la surimpression. Pour faire de la surimpression, il faut réduire le niveau de ce qui a été enregistré auparavant, donc en effacer une partie, c'est ce que fait le bouton de trucage. La combinaison des actions de la touche d'enregistrement et du potentiomètre de trucage assure la sécurité pour la protection contre les effacements intempestifs.

La touche de trucage permet d'assurer la superposition d'un nouveau message sonore sur le précédent. Il ne faut cependant pas oublier que l'effacement partiel se traduit par une perte de niveau plus importante dans l'aigu que dans le grave, ce que nous verrons dans le chapitre des essais. Il est donc ici préférable d'utiliser la seconde piste magnétique.

La notice du projecteur précise qu'une piste de compensation ne suffit pas et qu'il est préférable de disposer d'un film stéréo, c'est-à-dire à deux véritables pistes magnétiques. Nous avons effectué des essais sur un film mono, avec piste de compensation sans constater de grosses différences entre les deux pistes.



Schaltplan des Spannungsnetzes

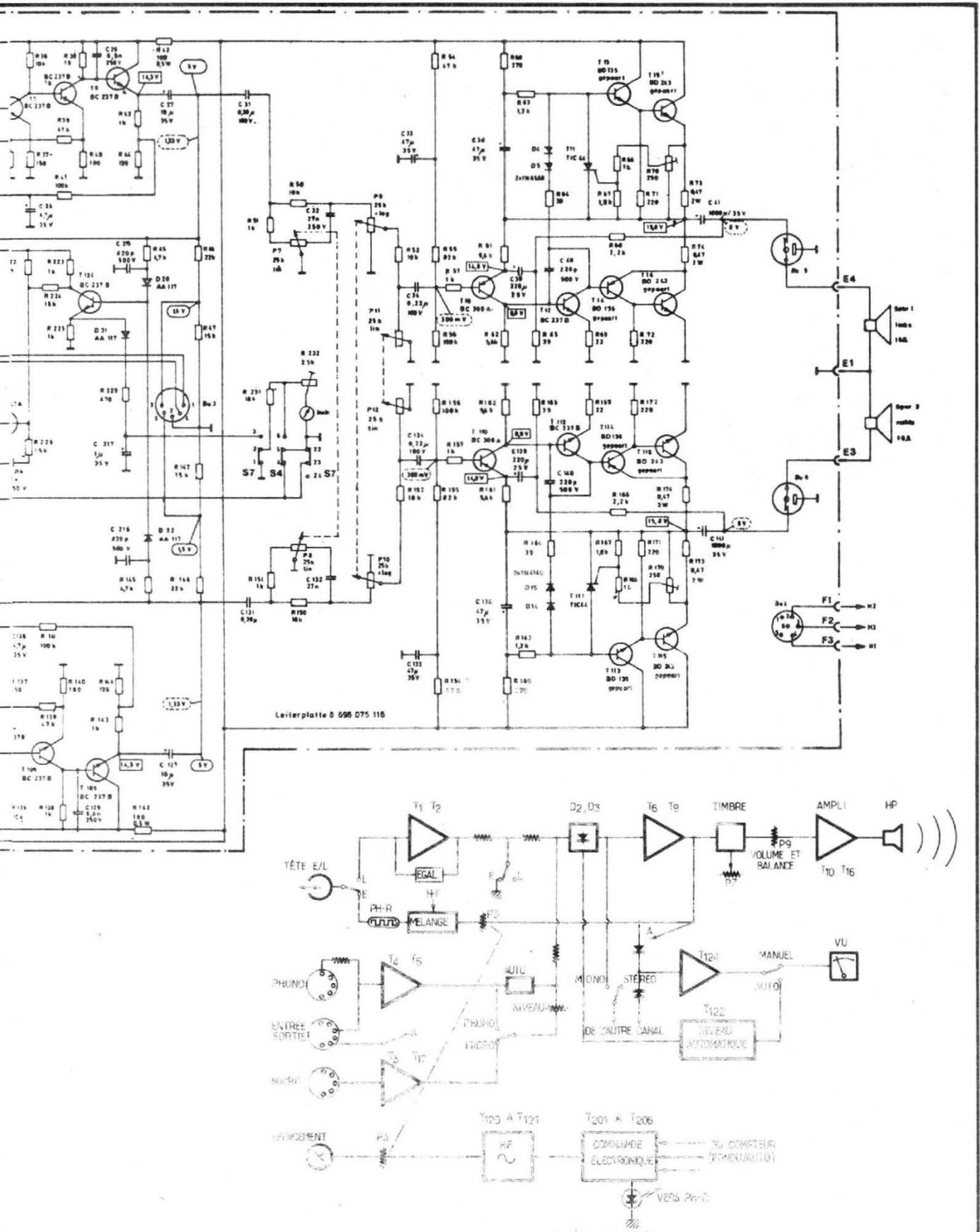


Fig 1. - Schéma synoptique.

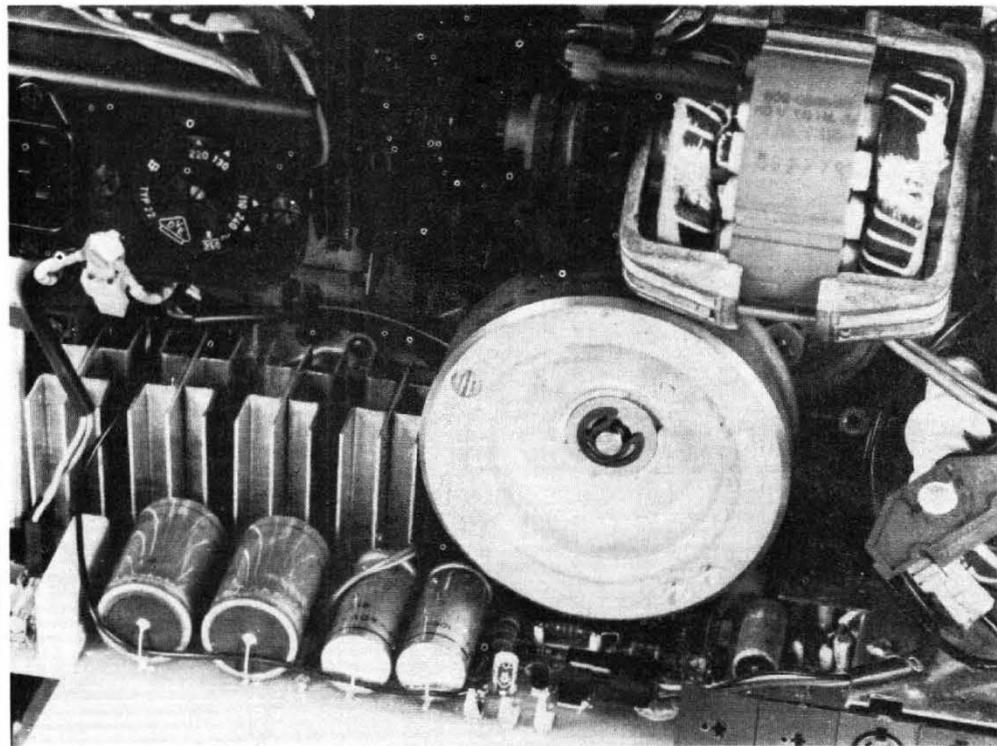


Photo B. - Vue interne, le moteur, le cabestan, les radiateurs des transistors de puissance.

ELECTRONIQUE

La figure 1 représente le synoptique de l'une des voies du projecteur, la seconde étant identique.

Nous avons repéré pour chaque fonction les références des transistors, ce qui permettra de se repérer sur le schéma. La partie compteur n'a pas été représentée, les détails ne figurent pas dans les documents du constructeur.

En enregistrement, le signal arrive sur l'une des prises d'entrée.

Deux préamplificateurs ont été prévus, le premier sert pour l'entrée phono et pour une entrée à faible niveau; une résistance de forte valeur en série avec l'entrée phono permet de réduire la sensibilité. Le préamplificateur micro est indépendant. La prise micro est équipée d'un interrupteur. Cet interrupteur sert à envoyer un ordre d'enregistre-

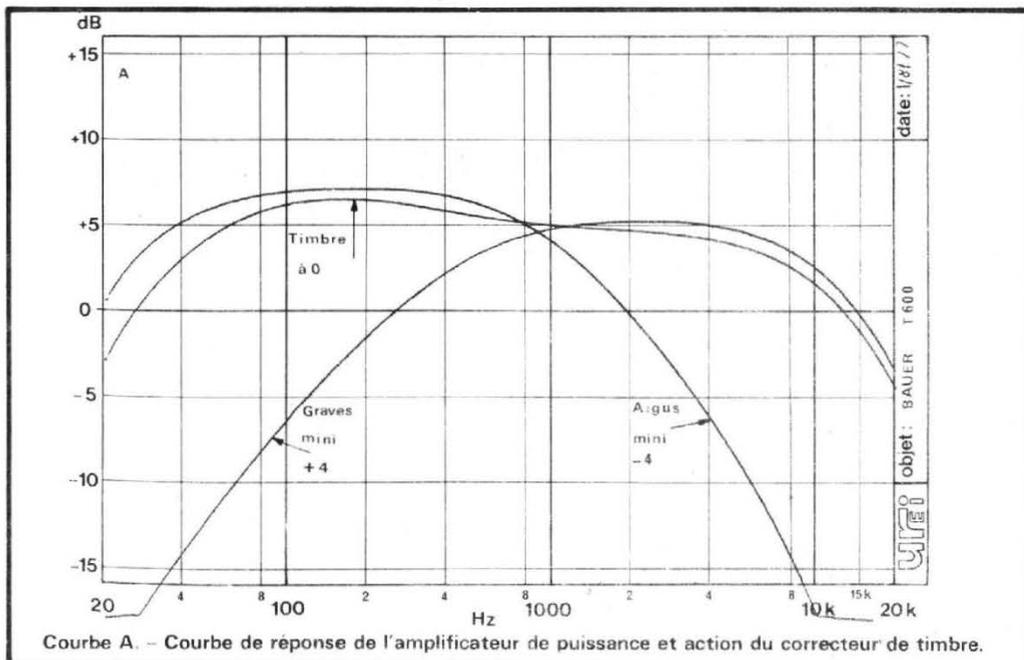
TECHNIQUE MÉCANIQUE

L'entraînement du projecteur est assuré par un moteur asynchrone solidaire de la turbine de ventilation et d'une poulie à deux étages autorisant le changement de vitesse. La poulie est moletée pour améliorer la prise, la poulie de l'arbre récepteur est sablée, dans le même but. Le moteur est protégé contre les surchauffes, un coupe-circuit thermique est plaqué contre l'un des enroulements. L'arbre principal porte un obturateur à trois pales dont l'angle varie suivant que l'appareil fonctionne en marche avant ou arrière. Cet arbre assure également l'entraînement des roues dentées et de la griffe. Le mouvement de cette dernière se caractérise par une légère remontée de la griffe avant son retrait des performances. Sur l'avant de l'arbre est monté un disque perforé au travers duquel passe le faisceau lumineux d'une lampe éclairant deux photo-transistors; ces derniers vont détecter le sens de rotation de l'arbre et com-

mander ainsi le comptage ou le décomptage des images. L'arbre se termine à l'extérieur du projecteur par un bouton moleté de commande manuelle.

La régulation de défilement de la pellicule pour la reproduction du son est assurée par un volant d'inertie monté sur

roulements à bille, il est entraîné directement par l'avancement du film, nous n'avons pas ici de mise en vitesse automatique au moment du départ. Il faudra donc compter sur un laps de temps court mais non nul pour la stabilisation de la vitesse. Ce type d'entraînement du cabes-



Courbe A. - Courbe de réponse de l'amplificateur de puissance et action du correcteur de timbre.

ment depuis le micro. Cette possibilité sert à effectuer des insertions avec un minimum de difficultés. Cet interrupteur est relié à un dispositif électronique qui assure soit un passage brutal à l'enregistrement, soit un passage différé de 3 secondes soit encore un passage instantané mais progressif. Ce passage instantané sert également pour les superpositions, c'est-à-dire que, pendant la phase progressive, le signal initial est progressivement effacé pour être remplacé par le nouveau (fondu au noir et fondu enchaîné).

La sélection de l'entrée se fait par un commutateur manuel installé à la sortie des préamplificateurs. En fonctionnement « manuel », un potentiomètre ajuste l'amplitude du signal. En fonctionnement automatique, le potentiomètre est court-circuité et nous avons alors un contrôle de niveau électronique.

A la sortie du potentiomètre de niveau, le signal est mélangé, pour la lecture, au signal de sortie du préamplificateur de lecture, nous avons ainsi un mélange au moment de la projection sonore, mélange sans enregistrement sur la piste magnétique.

Pour la lecture, la tête enregistrement lecture est commutée sur l'entrée du préamplifi-

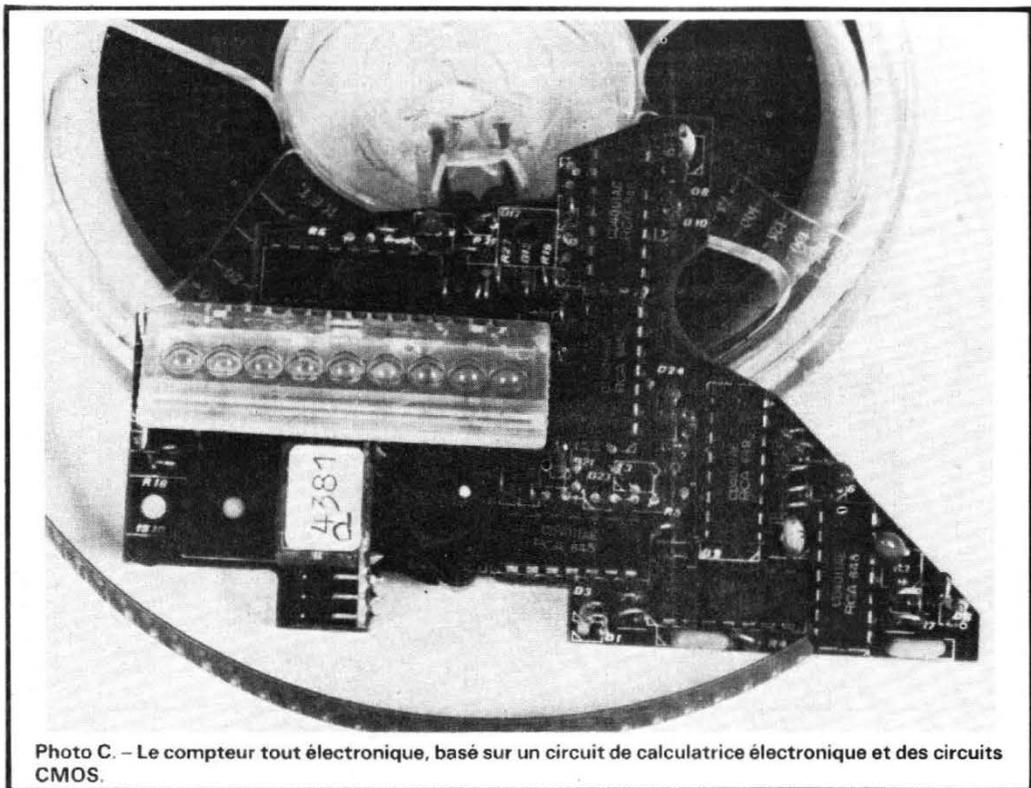


Photo C. - Le compteur tout électronique, basé sur un circuit de calculatrice électronique et des circuits CMOS.

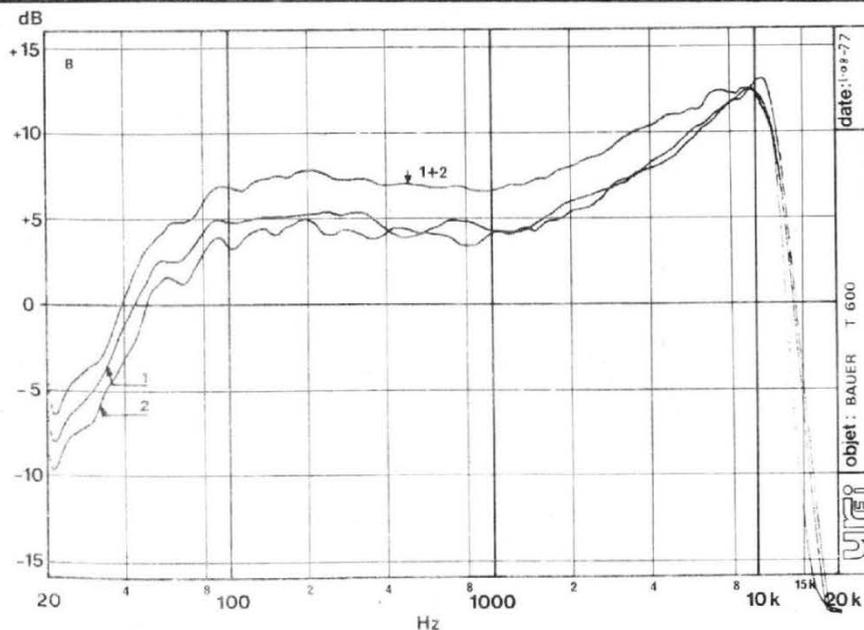
cateur T1-T2, le signal est mélangé. En enregistrement, la sortie de ce préamplificateur est shuntée à la masse. Les deux diodes D2/D3 servent pour la commande automatique de gain de l'enregistrement automatique. On utilise ici la résistance dynamique des diodes. Les deux diodes sont

employées pour réduire les distorsions. Pendant l'enregistrement manuel, ces deux diodes sont bloquées. Vient ensuite un préamplificateur à courbe de réponse linéaire en fréquence. Ce préamplificateur attaque l'ampli de puissance, l'indicateur de modulation et la tête enregistrement lecture.

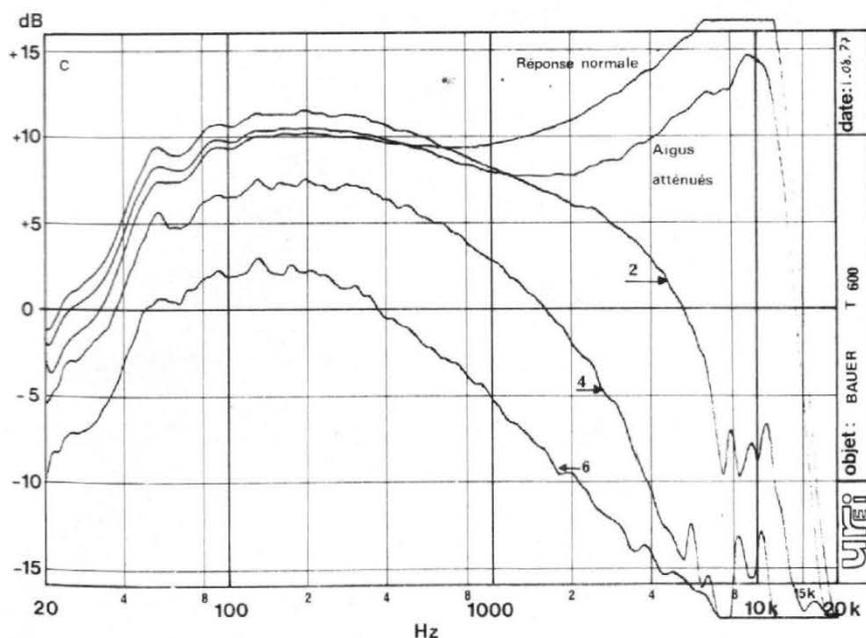
A l'entrée de l'amplificateur de puissance nous avons un potentiomètre de volume permettant, au moment d'un enregistrement au micro de réduire le niveau pour éliminer l'effet Larsen. Nous avons également un correcteur de timbre agissant sur le grave ou l'aigu et un potentiomètre de balance.

Le signal venant du préamplificateur d'enregistrement est redressé par D 20, la tension attaque un amplificateur à courant continu commandant soit le galvanomètre soit le circuit de commande automatique de gain. Nous avons ici un seul indicateur de modulation agissant simultanément pour les deux voies. Pour la commande automatique de gain, l'unicité de la commande est impérative pour éviter les mouvements de la source sonore fictive. (une commande séparée agirait comme un panoramique).

L'oscillateur, d'effacement et de prémagnétisation est suivi d'un potentiomètre ajustant le niveau d'effacement dans la tête préposée à cette fonction. Le potentiomètre est



Courbe B. - Courbe de réponse enregistrement / lecture en mono et les deux voies séparées.



Courbe C. - En haut, courbe de réponse enregistrement/lecture avec film Bauer. Au-dessous, nous avons effectué un effacement progressif. La bande passante se réduit. Les chiffres donnent la position du bouton.

couplé à un autre servant pour le réglage du niveau de la tension dans la tête d'enregistrement. Nous avons là le système permettant d'effectuer le trucage de superposition, on efface une partie du message initial avant d'ajouter un autre message.

Le circuit de comptage est très différent de ce qui se fait habituellement dans le domaine du projecteur ou les compteurs, lorsqu'ils existent sont du type mécanique. Ici, nous avons un compteur réalisé économiquement à partir d'une calculatrice électronique dont on a enlevé le clavier.

Pour mettre le compteur à zéro, on enfonce une touche, la touche C(Clear) de la calculatrice. Pour faire avancer le compteur, on met 1 en mémoire et on ajoute à chaque fois une unité en « appuyant » sur la touche addition, c'est-à-dire en envoyant des instructions équivalentes à cette action. Pour la soustraction, c'est la touche « moins » qui est en service. Nous avons ainsi un compteur décompteur simple. L'afficheur est un afficheur de la calculatrice NS à six chiffres, il n'y a pas besoin ici de virgule. La formule est donc particulièrement intéressante si on sait que ce type de calculatrice pouvait s'acheter,

au détail, en Allemagne pour la modique somme de 17 marks il y a deux ans...

Pour les commandes automatiques, nous avons un circuit qui sait reconnaître le passage à zéro par l'allumage du zéro et de l'absence de signe - ou d'un premier chiffre.

Pour le détail des circuits électroniques, nous vous conseillerons de vous reporter au schéma détaillé qui utilise des transistors discrets. Les deux voies y sont représentées, elles sont identiques.

RÉALISATION

Chassis en métal moulé, caisse en plastique moulé (plastique à haute résistance), cabestan monté sur roulement à billes, la fabrication est très sérieuse dans son ensemble, sur le plan mécanique.

Pour l'électronique, nous avons un compteur réalisé en technique CMOS donc des circuits intégrés, montés sur un circuit imprimé de verre époxy à trous métallisés. Le reste de l'électronique est monté sur une plaque de base en stratifié XXXP, cette plaque occupe toute la partie inférieure du

projecteur, les contacteurs et les potentiomètres y sont soudés. Les transistors de puissance sont installés sur des ailettes d'aluminium dressées sur le circuit imprimé (et visées).

Une formule originale pour la signalisation des touches, nous avons simplement des masques commandés par les touches et qui occultent la lumière provenant d'une ampoule une seule ampoule suffit donc et la signalisation ainsi réalisée est très efficace.

La qualité du montage électronique est très bonne. L'accès aux composants exige la connaissance de certaines astuces de démontage. Par contre, le couvercle arrière, qui est équipé de deux haut-parleurs (pour la stéréo) s'enlève sans avoir à débrancher de prises, nous avons des contacts en or sur ressorts, et les prises sont solidaires du chassis.

MESURES

Le son reste toujours un parent pauvre du cinéma super 8. Les films sont rigides, les pistes étroites et nous avons toujours le problème de la

régulation d'un mouvement initialement saccadé. En outre, nous sommes en présence d'un magnétophone dont le transformateur d'alimentation est dimensionné comme celui d'un gros amplificateur. Les transformateurs rayonnent et ce rayonnement se traduit par un ronflement qui apparaît dans les circuits amplificateurs, ce que nous avons constaté ici. Parfois les constructeurs font appel à des bobines de compensation, nous n'en avons pas trouvé ici. Heureusement, dans les cas d'utilisation pratique, le projecteur n'est pas dans une cabine et le bruit mécanique masque celui dû à l'électronique.

La puissance de sortie des amplificateurs est de 15,2 W sur 4 Ohms en régime sinusoïdal, un canal à la fois. Sur 8 ohms, nous avons une puissance de sortie de 9,7 W. Pour la puissance de sortie maximale, nous avons un taux de distorsion harmonique de 1,8 % sur 8 ohms et de 2,3 % sur 4 ohms.

La sensibilité d'entrée est de 120µV pour l'entrée micro, une entrée qui se sature avec une tension de 8 mV. Attention donc à ne pas parler trop fort dans le micro.

La sensibilité de l'entrée phono est de 66 mV et la satu-

ration est atteinte pour une tension de 250 mV.

La courbe de réponse est donnée sur la figure A. Nous avons ici une courbe relevée pour trois positions du potentiomètre de timbre. Le correcteur agit par élimination d'une partie du spectre, grave ou aigu.

Enregistrement magnétique, nous avons un taux de distorsion de 5 % pour un niveau de modulation 0 dB sur l'indicateur.

Le rapport signal sur bruit est de 30 dB sans pondération, de 40 dB lorsque les basses sont au minimum et de 44 dB en mesure pondérée. Une amélioration sensible est constatée lors de la mesure pondérée, nous avons une composante de bruit à 50 et 100 Hz qui est relativement importante.

La courbe B donne les courbes de réponse enregistrées/lecture effectuées avec un film d'essais Fuji. Cette bande passante est très étendue pour un projecteur mais un manque de prémagnétisation fait remonter fortement cette réponse à 10 kHz. Cette remontée est confirmée par la courbe C. Cette fois, nous avons utilisé le morceau de film du constructeur, livré avec le projecteur. Nous avons une remontée un peu plus importante.

Cette courbe donne également diverses autres courbes de réponse qui ont été relevées en atténuant progressivement ce qui avait été initialement enregistré. Nous avons là un effacement des aigus nettement plus important que celui des graves. L'effacement ne se fait que superficiellement, le flux n'est pas suffisant pour pénétrer dans toute l'épaisseur de la bande, l'effacement n'atteint que ce qui est en surface, c'est-à-dire les aigus.

Une augmentation de la valeur de la prémagnétisation aurait permis d'obtenir une réponse plus régulière et aurait contribué à réduire le taux de distorsion harmonique. Un projecteur sonore doit être réglé au même titre qu'un magnétophone, c'est-à-dire que c'est une opération délicate.

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,35 %, c'est une performance modeste, nous ne sommes pas en présence d'un appareil HiFi.

Le bruit de fonctionnement mesuré à 1 m est de 58 dB, c'est faible donc nous avons là une bonne performance. A 18 images par seconde au lieu de 24, nous gagnons 1 dB.

La luminosité au centre d'un écran de 1 m de base est de 175 lux avec l'excitation réduite de la lampe, elle passe à 300 lux à pleine puissance. Le vignettage (perte de lumière dans les coins) est pratiquement nul.

CONCLUSIONS

Le projecteur T 600 de Bauer possède un certain nombre de qualités comme son état stéréophonique, son compteur image par image à six chiffres lumineux, ses possibilités de fondu enchaîné automatique, sa surimpression, sa puissance de sortie élevée, la qualité de la construction. Il restera à résoudre définitivement le problème magnétique du projecteur, c'est un problème que l'on retrouve encore trop souvent sur les projecteurs super 8. Le T 600 reste à l'heure actuelle un des appareils pour amateur les plus sophistiqués du moment.

Etienne LEMERY.



SPÉCIALISTE DU CONDENSATEUR ÉLECTROCHIMIQUE

FOURNISSEUR DE TOUS LES
CONSTRUCTEURS RADIO-TÉLÉVISION

PROPOSE POUR SIMPLIFIER VOS PROBLÈMES DE
MAINTENANCE POUR LE S.A.V.

UNE GAMME DE 30 MODÈLES DE CONDENSATEURS
SPÉCIFIQUE A CHAQUE MARQUE
CONDITIONNÉS et RÉFÉRENCÉS A L'UNITÉ
SOUS SACHET P.V.C.
EXPOSÉS SUR PRÉSENTOIR (dim. 250 x 600 mm)
AVEC NOTICE DE TOUTES LES RÉFÉRENCES

PRIX TRÈS COMPÉTITIFS

C'EST AUSSI SON DÉPARTEMENT DISTRIBUTION
UNE GAMME COMPLÈTE DE FERS A SOUDER
DU RAPID 2 PUISSANCES
25/50 W - 220 V

COMMANDE
PAR DIODE



au MINI-CRAYON
25 W - 24 V ou 220 V

POMPES A DESSOUDER

LOLA A 20 x 215 mm
LOLA B 20 x 195 mm
LOLA C 12 x 165 mm



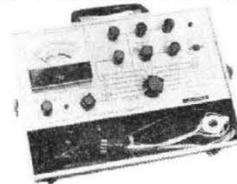
EMBOU TEFLON STANDARD

MEILLEUR RAPPORT QUALITÉ/PRIX

RÉGÉNÉRATEUR DE
TUBES CATHODIQUES NB
et Couleurs
(GARANTIE 1 AN) - LCT 910

KIT D'INITIATION A L'ÉLECTRONIQUE

LE PLUS COMPLET, AVEC DU MATÉRIEL DE 1^{re} QUALITÉ



KIT COMPLET COMPRENANT :

- | | |
|---|-----------------------------------|
| 1/ stylo marqueur | 1 tampon détersif |
| 2/ boîte plastique moulée en ABS, | 3 plaques cuivrées
76 x 152 mm |
| 3/ pince coupante électronique isolée | 3 feuilles de bande et signes |
| 4/ ENSEMBLE PRATIQUE KIT KEPRO | 2 flacons de perchlorure
1 bac |
| 5/ fer à souder 2 puissances 25 et 50 W | |
| 6/ pompe à dessouder tout métal. | |

Chaque élément de ce Kit peut être vendu séparément.

EN VENTE CHEZ VOS MEILLEURS GROSSISTES

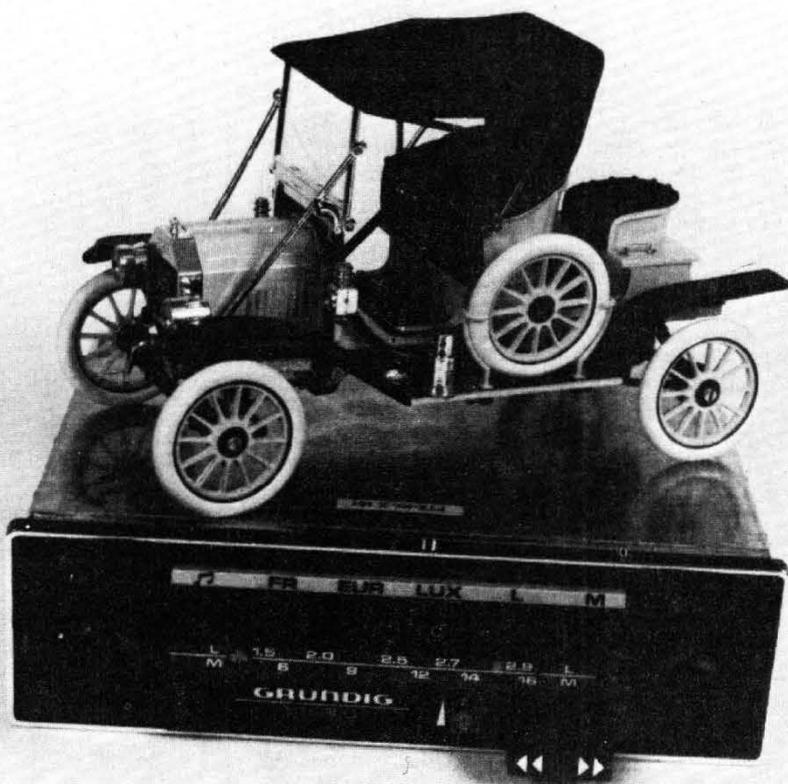
DOCUMENTATIONS et RENSEIGNEMENTS
SUR SIMPLE DEMANDE



25, rue Georges-Boisseau
92110 CLICHY (FRANCE)
Tél. : 737.30.20 +
Télex : PUBLI-210311 F Réf. 0310

RAPY

L'AUTO-RADIO GRUNDIG



2021

RADIO plus cassette, la formule la plus intéressante. Si vous ne voulez pas trop investir dans l'équipement radio, si vous effectuez des promenades longue distance, si vous pouvez vous passer de France Musique, vous n'avez peut être pas besoin de la modulation de fréquence. Par contre, si vous avez, chez vous une bonne collection de disques, si d'autre part vous possédez un magnétophone à cassette, vous pourrez vous constituer une cassetteothèque automobile. Le WKC 2021 est fait pour vous. Pas de modulation de fréquence, mais les grandes ondes et les petites. La réception est mono pour ces gammes mais le lecteur dispose de deux voies, vous aurez donc la stéréophonie à partir du lecteur de cassette. En outre, la présence de deux canaux d'amplification vous permettra de disposer d'un confortable volume sonore.

PRESENTATION

Pour le contenu, c'est fait. La présentation d'un autoradio, ce n'est pas très original, ils se ressemblent tous et le Grundig 2021 respecte cette continuité. Un boîtier aux normes DIN, donc assez petit, deux boutons canelés en caout-

chouc, une rangée de touches pour la radio, une touche pour une action de correction de timbre, deux touches pour la cassette et une porte pour l'introduction par le petit côté de cette dernière.

L'appareil est livré avec un cache de façade, deux prises DIN pour les haut-parleurs et quelques écrous pour la

façade. Le coffret est en tôle étamée, fermé par deux capots de tôle plus fine et galvanisée.

Derrière le cadran se dessine une aiguille de couleur rouge se déplaçant devant les deux échelles.

FONCTIONS

Nous avons, sur le 2021 deux gammes d'ondes. Les grandes ondes et les ondes moyennes. Les grandes ondes disposent d'une recherche manuelle et de trois stations pré-réglées. Nous n'avons pas ici de dispositif complexe de sélection mécanique de la position du système d'accord mais un réglage électronique. Les touches commandent en effet des circuits accordés distincts accordés en usine. Une distinction est toutefois possible entre RMC et RTL (Luxem-

bourg), à condition d'effectuer une retouche de l'accord. Des orifices situés au-dessous de l'appareil donnent accès aux bobinages d'oscillateur de FR 1, Europe et Lux. et un quatrième trou sert pour l'accord du circuit d'amplification HF pour RTL/RMC.

Autre accord accessible cette fois depuis la façade, celui du condensateur d'antenne. Cet accord s'effectue en essayant d'avoir une audition la plus puissante possible.

Côté cassette, nous avons une commutation automatique des circuits du magnétophone au moment de la mise en place. Cette commutation met le moteur en route et effectue la commutation du signal audio radio/cassette. Les canaux se séparent alors et la reproduction à lieu en stéréo. Un voyant signale la mise en service de la cassette. A la fin de la cassette, nous avons une coupure de la partie magnéto-

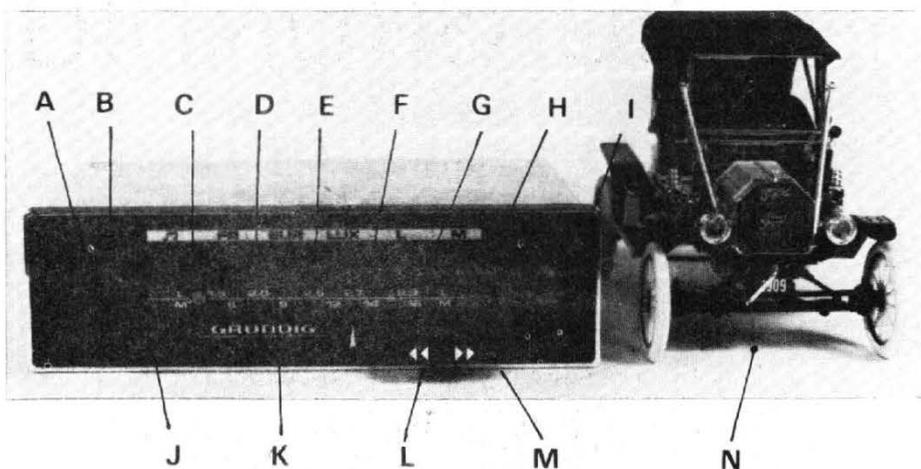


Photo A :
 a) réglage de balance
 b) réglage de volume
 c) touche de timbre
 d) touche France Inter
 e) touche Europe
 f) touche Luxembourg
 g) grandes ondes
 h) petites ondes
 i) recherche des stations
 j) voyant cassette
 k) introduction de la cassette
 l) touche arrière rapide
 m) touche avance rapide
 l+m) éjection de la cassette
 n) Ford T (Arbois Modélisme)

phone et un passage du signal radio dans les amplificateurs. L'éjection de la cassette n'est pas automatique, elle exige une intervention manuelle. Pour l'éjection, nous avons à intervenir sur deux touches. Ces deux touches commandent la marche avant et la marche arrière rapide. Si on enfonce les deux touches à la fois, nous avons l'éjection.

Deux touches pour trois fonctions. Il est indispensable, à la fin d'une cassette de passer sur l'éjection afin d'éviter une détérioration du galet presseur de caoutchouc.

L'amplificateur dispose d'une commande de balance assurant l'équilibre de la reproduction sonore lorsque l'auditeur n'est pas situé à égale distance des deux haut-parleurs.

TECHNIQUE

La section radio est construite autour du circuit intégré TCA 440 G circuit étudié par Siemens et qui réunit toutes les fonctions d'un récepteur MA de haute qualité. Les bobines du bas sont ceux de l'oscillateur, ceux du haut ceux de l'accord HF. Nous avons ici

une commutation de self et non de condensateurs pour l'accord. Le filtre céramique double est associé à un circuit LC assurant l'élimination des fréquences parasites qui pourraient exciter certaines résonances parasites du filtre solide. Nous avons, en sortie, un filtre accordé attaquant le diode de détection. La tension de CAG est appliquée à l'amplificateur FI et aussi, par 3 sur l'amplificateur d'entrée. La tension audio est dirigée par C 58 vers le commutateur à diodes.

Nous avons ici deux canaux audio indépendants. Ils sont tous deux attaqués par les préamplificateurs de la tête magnétique. T 1, T 2, T 4 et T 5 sont des transistors à faible bruit, la contre-réaction assure l'égalisation de lecture.

La commutation par diode se fait en modifiant la polarisation des transistors T 6 et T 3. Lorsque les diodes D 2 et D 5 sont conductrices les anodes de D 3 et D 4 sont portées à un potentiel inférieur à celui de leur cathode, D 3 et D 4 sont alors bloquées. c'est le transistor T 10 qui, recevant l'indication du défilement de la bande assure la commutation. Il polarise le point commun aux diodes de commutation par l'intermédiaire de la résistance R 48. Lorsque R 48 est au plus, les deux diodes D 3 et D 4 deviennent conductrices.

La correction de timbre est obtenue à partir de C 53 et 52.

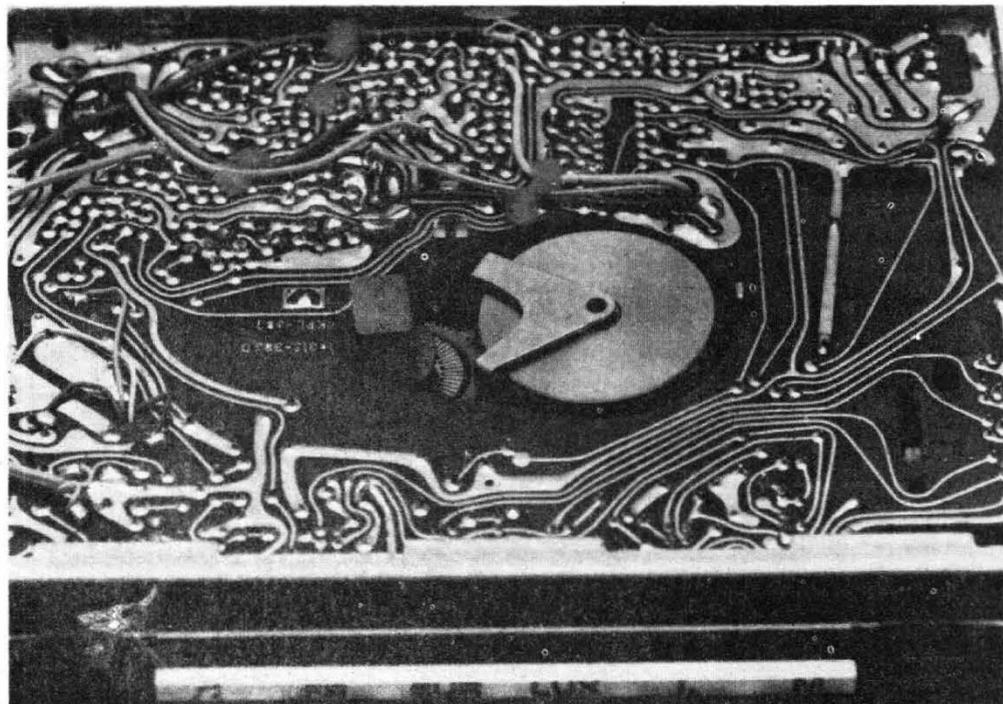
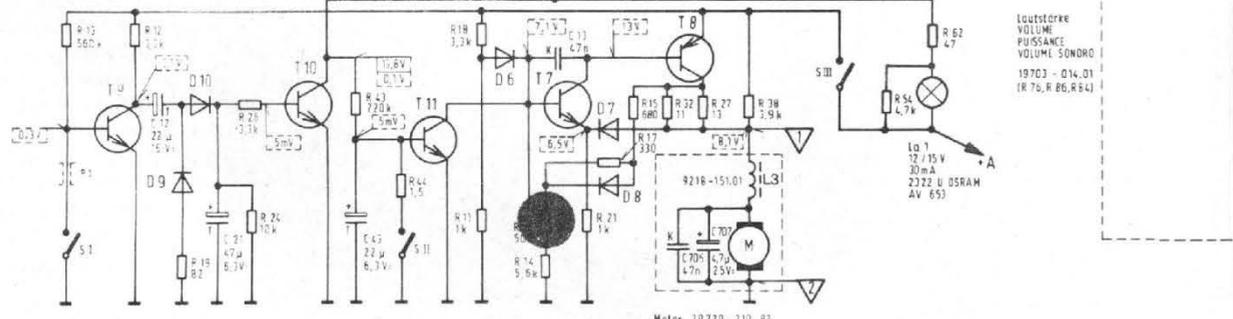
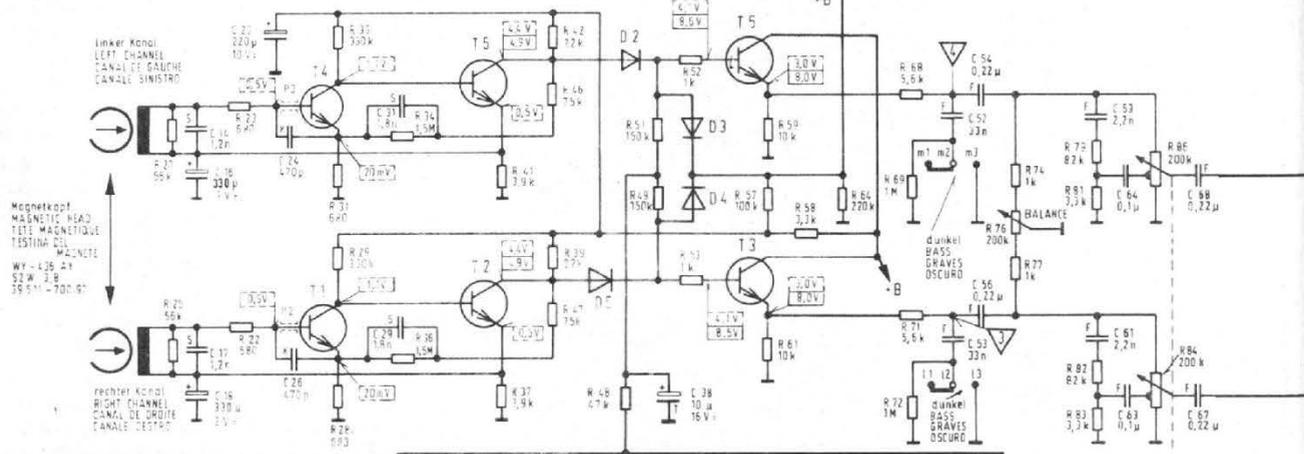
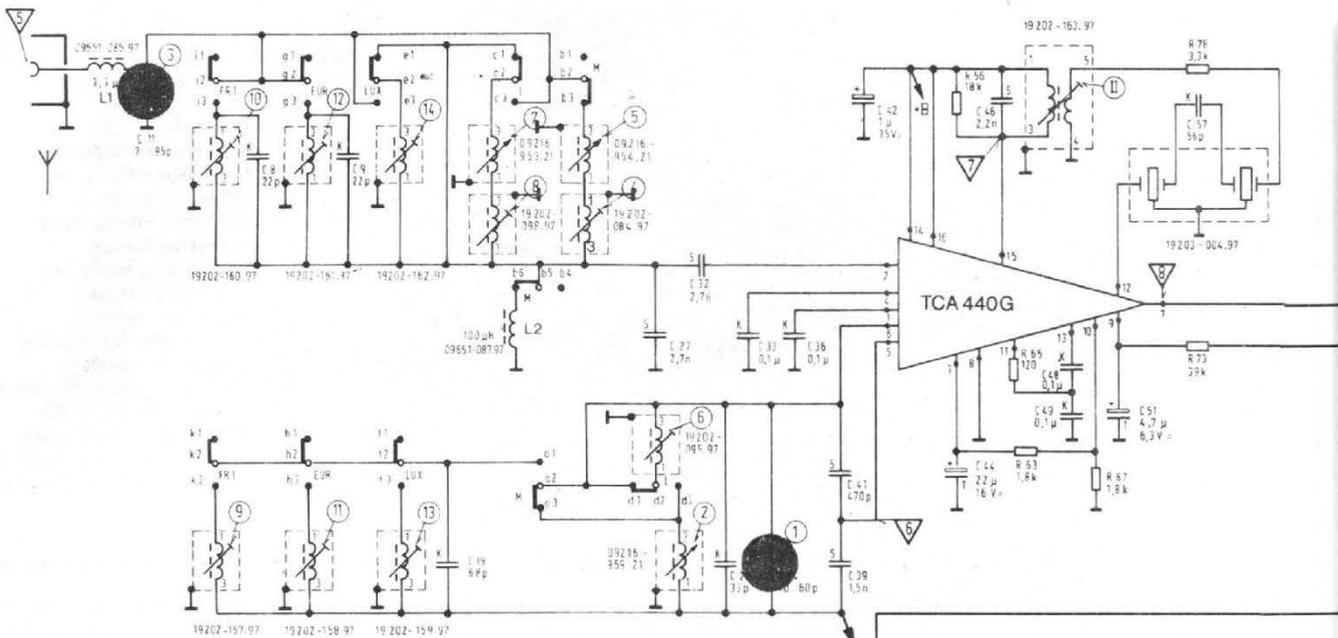
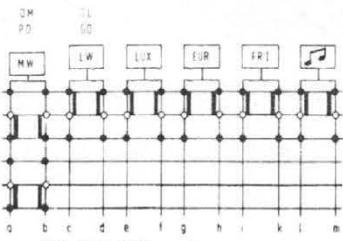


Photo B. - Circuit imprimé sur lequel sont fixés les fils. On aperçoit le volant du cabestan et le commutateur d'arrêt automatique.



- S1: Kommutator
COMMUTATOR
COMMUTATORE
- S2: Fuzentkontakt
TEMPERARY CONTACT
CONTACT TEMPORAIRE
CONTATTO MOMENTANEO
- S10: Hauptschalter
(ab Kassettenbänder (Cassette geschlossen)
MAIN SW T.M.
(CASSETTE WHEN A CASSETTE IS FITTED)
INTERUPTEUR PRINCIPAL
INTERME AVET CASSETTE MISE EN PLACE,
INTERUPTEUR PRINCIPALE
P.L. USO CON CASSETTA INSERITA.)
- S11: Ein-Aus-Schalter
ON-OFF SWITCH
COMMUTATEUR MARCHÉ-ARRÊT
COMMUTATORE ACCESO-SPENTO



Blück auf Druckseite
PRINTED SIDE VUE
VUE COTE IMPRIME
VISTA DEL LATO SALDATURA

Schichtrichtung I
SWITCHING DIRECTION I
DIRECTION DE COMMUTATION I
DIREZIONE DI COMMUTAZIONE I

Wellenbereiche:
WAVE BANDS
CANNES D'ENDES
CANNE D'ONDA:

MW/PO/DM 510 - 1620 kHz
LW/GO/DL 165 - ca. 290 kHz
LUX 235 kHz Umstellbar auf 218 kHz RMC
235 kHz ADJUSTABLE TO 218 kHz RMC
235 kHz REGULABILE SU 218 kHz RMC
EUR 180 kHz
FR1 164 kHz

ZFH/FFI - AM 480 kHz

07202-014 97

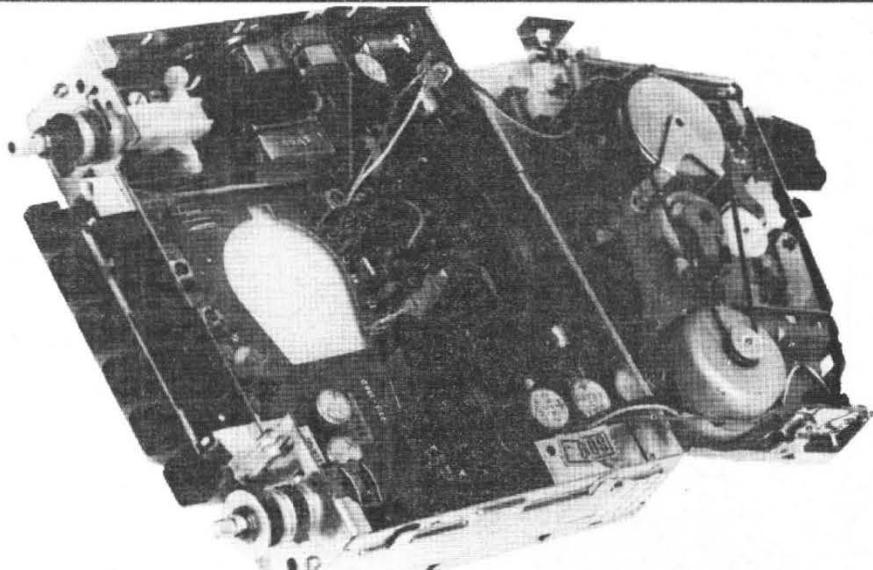
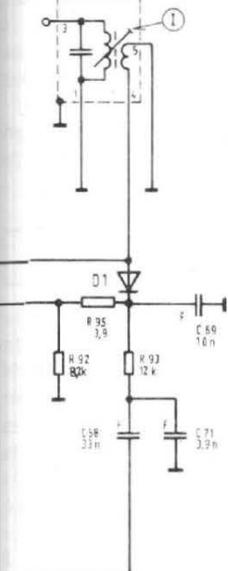
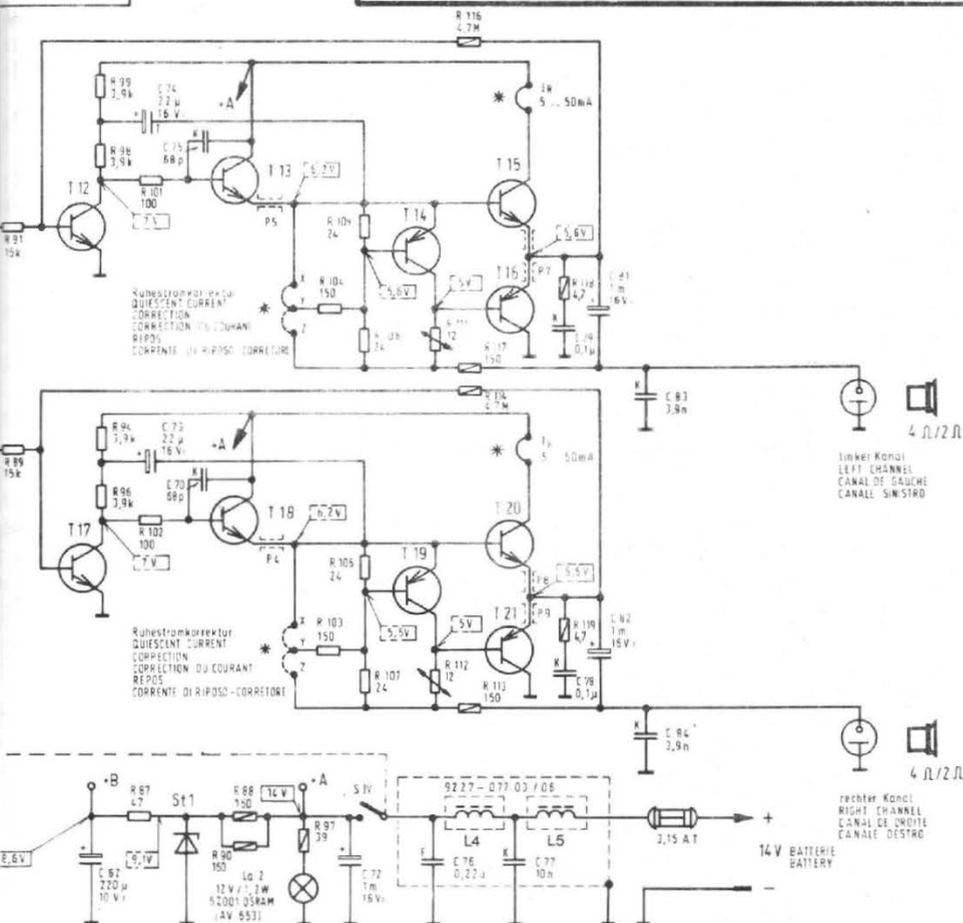


Photo C. - Quatre vis à enlever et tout devient accessible. La mécanique est montée sur un châssis à part.



La résistance R 69 élimine les bruits de commutation.

Le potentiomètre de volume est équipé d'une correction physiologique.

L'étage de puissance est à symétrie complémentaire. La polarisation de l'étage de puissance peut être modifiée par intervention au niveau de la polarisation de la base de T 14 ou T 19. Nous n'avons pas ici de potentiomètre susceptible de se dérégler aux vibrations.

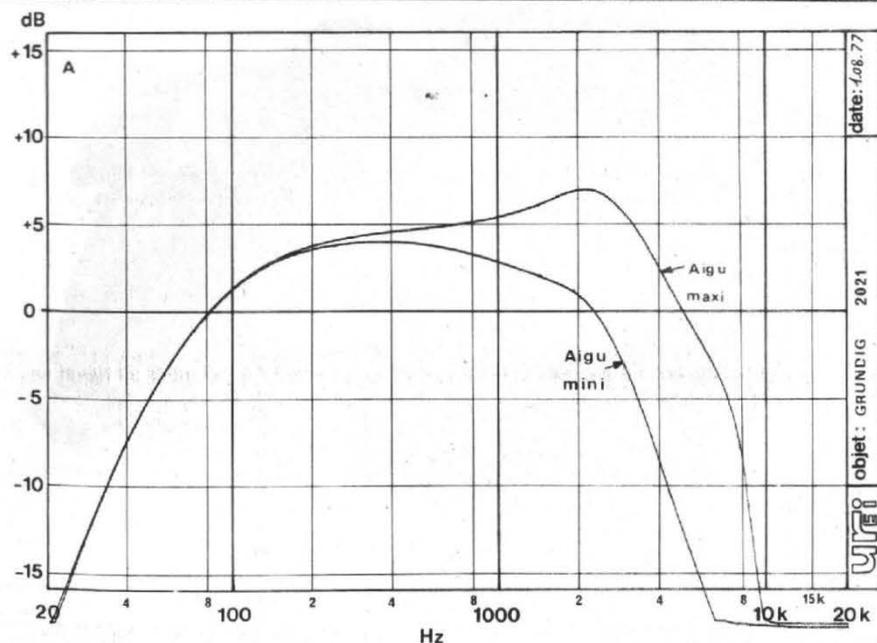
Les transistors T 7 à T 11 assurent la commande du moteur. T 9 passe alternativement de l'état saturé à l'état conducteur, au rythme d'un interrupteur solidaire de la bobine réceptrice.

Cette tension est détectée par le doubleur D 10/D 9 et commande la conduction de T 10, T 11 assure le fonctionnement du régulateur de vitesse du moteur.

Des circuits de filtrage sont installés entre l'arrivée de l'alimentation et les circuits électroniques.

REALISATION

La partie mécanique est conçue par Grundig. Nous avons un ensemble d'entraînement basculant, qui comporte les deux bobines et le cabestan. L'introduction de la cassette libère cette mécanique



Courbe A. - Bande passante de la section radio.

qui descend et se met en place. En fin de course, le galet presseur vient prendre la bande et la tête de lecture s'installe. Pour l'éjection, nous avons tout d'abord retrait de la tête et du galet presseur puis la relève de la mécanique. La cassette est alors légèrement extraite pour être manipulée à la main.

Le moteur entraîne le volant d'inertie du cabestan par une

courroie de section carrée. Les axes sont entraînés, pour le bobinage rapide par pignons (pas de glissement).

Le châssis mécanique est en acier nickelé. Le capot comporte, à l'endroit de la tête de lecture une plaque de mumétal complétant l'action du fer du capot. L'électronique est divisée en deux circuits imprimés, un pour la plus grande partie

de l'électronique, celle de commande du moteur comprise, l'autre pour certains circuits d'accord et le variomètre. Les transistors de puissance sont vissés sur la plaque arrière (aluminium épais), la stabilisation thermique se fait en montant les transistors de stabilisation dans des radiateurs auxiliaire en cuivre prenant la température du radiateur (et tenant

aussi un peu compte de la température ambiante). Les quelques fils de liaisons internes sont solidement maintenus, à titre d'exemple, citons une résine silicone souple pour les fils de la tête de lecture.

Donc, une fabrication robuste et soignée; digne de confiance.

MESURES

La puissance de sortie mesurée sur 4Ω est de 2,89 W par canal à la limite de l'écrêtage et l'appareil étant alimenté sous 14 V. Sur une charge de 2Ω , la puissance de sortie passe à 5,8 W. Le taux de distorsion harmonique mesuré à pleine puissance sur la section radio est de 2,8 % à pleine puissance, de moins de 1 % à P/4 le tout à 1 000 Hz et un taux de modulation de 30 %.

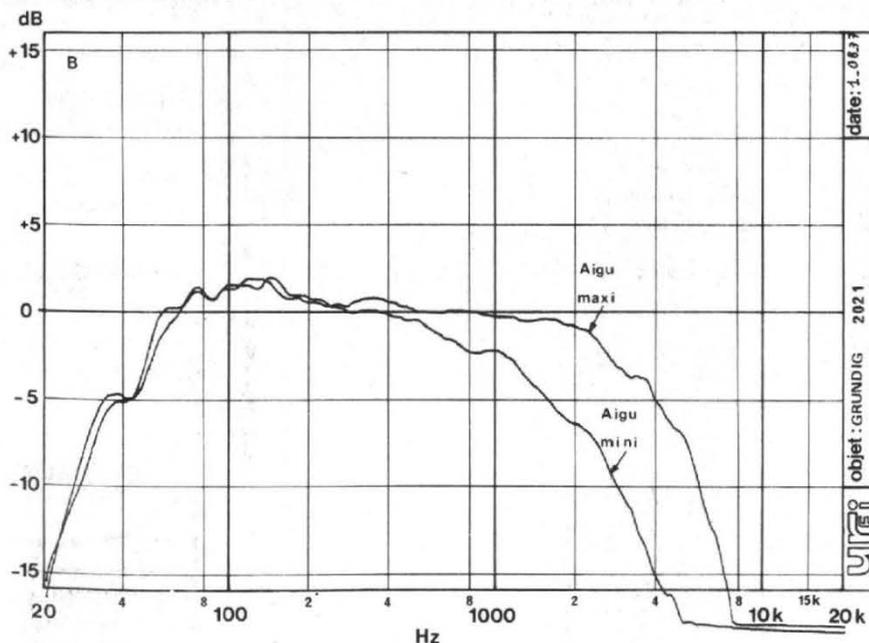
La sensibilité de la section radio est de $16 \mu V$ environ.

La bande passante de la section radio est donnée sur la courbe A, celle de la section magnétophone sur la courbe B. La bande passante est relativement étroite, cette étroitesse pouvant être due à une différence d'azimut entre celui de la cassette qui a été enregistré sur un Nakamichi 1000 et celui du lecteur du 2021.

Sur les deux courbes de réponse nous avons tracé l'efficacité du correcteur de timbre, deux positions sont possibles le réglage du timbre étant confié à un commutateur pousse/pousse.

CONCLUSION

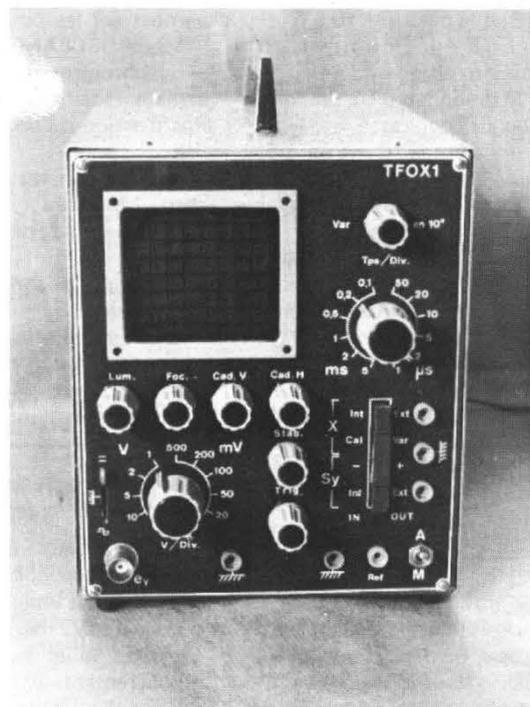
Le 2021 offre des possibilités intéressantes pour les amateurs de cassette et ceux qui ne veulent pas entendre parler de modulation de fréquence. Cette section étant omise, nous avons un prix qui s'en ressent et qui fait du 2021 un appareil accessible. Bon réseau d'après vente, installation à la discrétion de l'acheteur, il y a des centres spécialisés, réputation d'une marque connue, voilà des atouts supplémentaires.



Courbe B. - Bande passante de la section magnétophone.

CONSTRUISONS NOS APPAREILS DE MESURE

UN PETIT OSCILLOSCOPE PERFORMANT LE TFOX 1



DANS le cadre de nos descriptions détaillées d'appareils de mesure, nous avons le plaisir, aujourd'hui, de vous présenter celle d'un oscilloscope très facile à réaliser, tout en étant de bonne qualité. L'étude a été menée de manière à obtenir un prix de revient assez bas, mais sans faire de concessions : Là où il fallait un composant de classe, nous l'avons choisi sans hésiter. C'est ainsi qu'un tube rectangulaire moderne, à grande sensibilité a été retenu, qu'un transformateur sur circuits double C a été adopté. Pour le reste, nous avons systématiquement éliminé les composants chers ou difficiles à trouver : Pas de circuits intégrés, par exemple !

La conception mécanique a aussi été soigneusement étudiée pour aboutir à une réalisation simple et efficace. Nous savons bien que l'amateur moyen a toujours des problèmes sur ce plan. Il nous a donc paru indispensable d'avoir une tôlerie minimum, des circuits imprimés clairs et des interconnexions limitées.

En ce qui concerne les performances, le tableau de la figure 1 nous en donne le détail. Disons simplement que nous avons voulu :

– Un amplificateur vertical passant le continu, de bonne bande passante, suffisante pour la quasi totalité des travaux de

l'amateur... et de pas mal de professionnels ! Le tout avec une sensibilité honnête, mais étalonnée, donc permettant des mesures précises d'amplitude.

– Une base de temps du type déclenchée, assurant une synchronisation parfaite des signaux observés et permettant un étalonnage précis des temps.

Le TFOX 1 est donc un oscilloscope sérieux, présentant les mêmes possibilités que beaucoup d'appareils commerciaux de classe professionnelle et plus coûteux. Mais le TFOX 1... vous le monterez vous-même et en serez fier !

Cette description est d'ailleurs faite à l'intention des amateurs préférant encore la réalisation personnelle au tout fait ! Nous donnerons donc tous les détails mécaniques nécessaires. Ah ! Cette mécanique !! Couper, plier, percer... 90 % de toute réalisation électronique sérieuse ! Quand il ne reste plus qu'à souder les composants... c'est presque fini !

Mais... vous n'aimez pas ça !!

C'est bien dommage... pour vous ! Vous voilà mûr pour le dernier Superkit de Trucmachin : une vis à serrer et c'est fini !!

... mais comme aurait pu le dire la fable :

« Si ne voulez plier, alors payez !! »

Déviati on verticale

- Sensibilité maximum : 20 mV/div.
- Atténuateur étalon né par pas de 1, 2, 5 ; 9 positions, jusque 10 V/div. ; précision : 3 à 5 %.
- Bande passante : 0 à 6 MHz.
- Entrée commutable continu/alternatif.
- Position ampli à la masse, signal déconnecté.
- Impédance d'entrée constante de 1 M Ω .
- Capacité d'entrée constante de 30 pF environ.
- Sonde à haute impédance utilisable sur tous les calibres . Z = 10 M Ω ; atténuation de 10, portant à 100 V/div, l'admissibilité d'entrée.
- Entrée protégée contre les surtensions.

Déviati on horizontale**Balayage interne :**

- 12 vitesses étalon nées par pas de 1, 2, 5, allant de 1 μ s/div à 5 ms/div
- précision de 3 à 5 %.
- Vitesse variable progressivement sur les positions 10 \times .
- Mode DECLANCHE.
- Synchronisation interne par signaux positifs ou négatifs ; Pas d'action du cadrage vertical.
- Niveau minimum de synchro : Moins de 1/2 division, soit 2 à 3 mm de déviati on verticale.
- Verrouillage correct jusque 5 MHz environ.
- Synchronisation externe possible, avec les mêmes caractéristiques.
- Niveau minimum de 30 mV.

Balayage externe :

- Sensibilité : 300 mV/div.
- Bande passante de 50 Hz à 1 MHz.

Tube cathodique :

- D 7 201 GH de BRIMAR
- Type rectangulaire
- Ecran utile de 55 x 45 mm.
- Spot fin et lumineux
- Blindage mumétal.

Dimensions :

- 14 x 17 x 22 cm

Alimentation :

- Secteur 220 V, 27 W.

Technologie :

- Tout transistors, sans circuit intégré.

I. CARACTERISTIQUES D'UN OSCILLOSCOPE

La pratique de l'électronique impose l'utilisation d'un oscilloscope. Bien sûr, vous arriverez sans doute à monter le 43^e modèle de gradateur de lumière sans cet appareil, mais aucun montage tant soit peu complexe ne peut être envisagé sans moyen d'investigation. Or l'oscilloscope permet de y voir ! Pour un emploi efficace, encore faut-il en avoir bien assimilé le principe et c'est ce que nous allons

essayer de vous faire faire dans les lignes suivantes.

Les signaux électriques, fabriqués par nos montages, sont presque toujours périodiques, c'est-à-dire que leur cycle de variations se répète régulièrement. Il en est ainsi des signaux sinusoïdaux, rectangulaires, triangulaires... etc. La représentation graphique permet de visualiser les modalités de variation de ces fonctions. Puisqu'il s'agit de « voir » la valeur prise par le signal selon l'instant considéré, on utilisera un système d'axes repères :

- un axe horizontal, dit des X, gradué en temps.
- un axe vertical, dit des Y et gradué en amplitude du signal. Voir figure 2.

Le report systématique de chaque situation, amplitude-temps : $x_1, y_1, x_2, y_2, \dots$ donne un ensemble continu de points appelé Courbe Représentative. Cette courbe est une vue symbolique du phénomène. Il est donc très important de bien en avoir compris la génération et la signification. Or, pour avoir à l'enseigner chaque année, à quelques dizaines d'étudiants en herbe, nous savons com-

bien la représentation graphique est une abstraction difficile à bien assimiler et utiliser. Ce ne sont d'ailleurs pas les « perles » entendues d'amateurs... voire de professionnels, qui nous inciteraient à penser le contraire.

Nous conseillons donc vivement aux réalisateurs en puissance du TFOX 1, s'ils ne se sentent pas trop à l'aise avec ces notions théoriques de retourner aux sources en constatant que ce qui s'apprend sur les bancs de l'école n'est pas toujours inutile.

La méthode OSCILLOGRAPHIQUE (de « graphe » = écrire) a permis depuis longtemps le tracé automatique des courbes représentatives pour des fonctions à variations relativement lentes. Le baromètre enregistreur en est l'exemple typique. Voir figure 3. Les centrales électriques ou « dispatching » sont équipées d'enregistreurs de défauts utilisant ce principe : Les sinusoïdes des trois phases s'inscrivent sur des bandes de papier à défilement rapide. (plusieurs mètres par minute). Un tel procédé a l'avantage énorme de fournir un document que l'on peut garder. Malheureusement, dès que les signaux sortent du domaine de la très basse fréquence, l'inertie mécanique des enregistreurs les rend inaptés à tout service.

Un second procédé, dit Oscilloscopique (de scope = voir) prit alors le relais. Les physiciens des XVIII^e et XIX^e siècles firent ainsi merveille

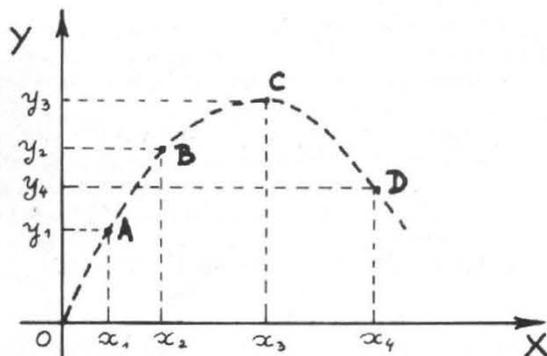


Fig. 2. - Système d'axes permettant la représentation graphique.

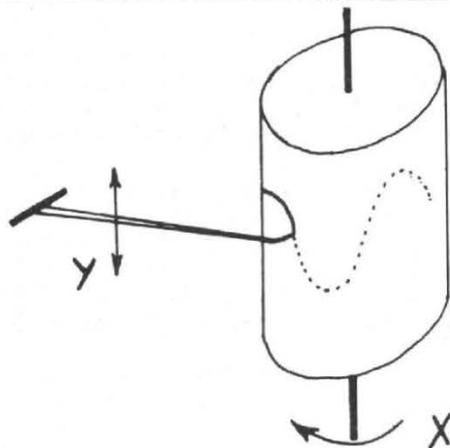


Fig. 3. - Tracé mécanique d'une courbe.

avec des oscilloscopes à miroir tournant (voir fig. 4). La rotation du miroir dévie le pinceau lumineux, issu de la source S, horizontalement et proportionnellement au temps. La vibration transversale du petit miroir fixé sur l'élément vibrant à étudier, le dévie verticalement et proportionnellement à l'amplitude du signal.

La composition des deux mouvements fait apparaître la courbe représentative sur l'écran E. Bien entendu, la vitesse de rotation doit être réglée à une valeur dépendant de la vibration, de manière à avoir une observation fixe. La légèreté du petit miroir, donnant une faible inertie, permet des inscriptions bien plus rapides que précédemment. Mais la limite est cependant vite atteinte et ne dépasse guère le domaine des sons musicaux ou de basse fréquence.

C'est l'avènement du tube à rayons cathodiques qui permit de disposer d'un « stylet » lumineux, sans la moindre inertie (du moins en première approximation) rendant possible le tracé automatique de courbes de signaux très rapides. (Plusieurs centaines de mégahertz, de nos jours)

Rappelons rapidement le fonctionnement de ce « tube cathodique » : Voir figure 5. Dans une enceinte de verre, vide d'air, rappelant vaguement la forme d'un entonnoir, on trouve, à l'extrémité du col, une source émissive d'élec-

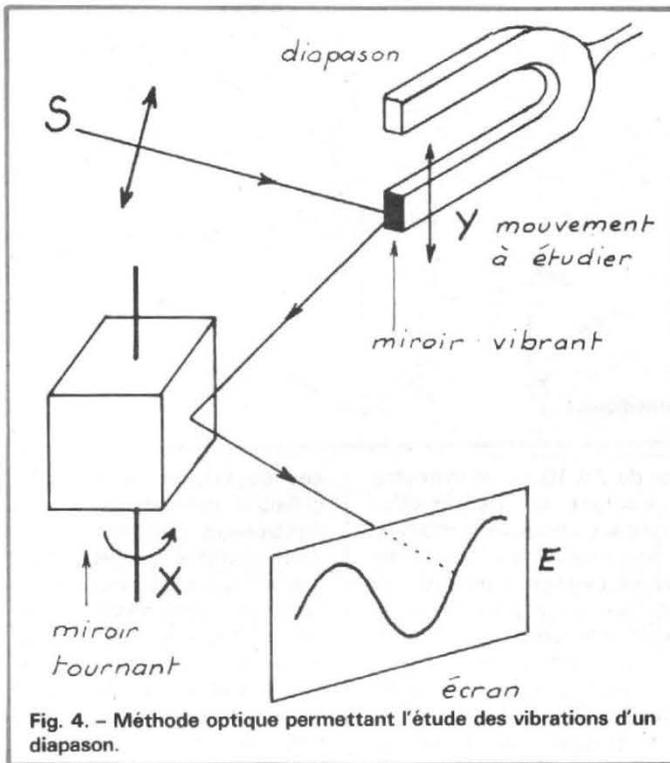


Fig. 4. - Méthode optique permettant l'étude des vibrations d'un diapason.

trons : la cathode. Le pouvoir émissif est obtenu par le choix de la substance (oxyde de baryum, par ex.) et par la haute température à laquelle elle est portée à l'aide d'un filament de chauffage. Dans ces conditions, un « brouillard » d'électrons entoure la cathode. (Effet Edison). Cette dernière doit d'ailleurs son nom au fait qu'elle est reliée au pôle négatif d'un générateur à tension élevée, le pôle positif étant relié à une électrode en forme de tuyau : l'anode. Dans ces

conditions, le champ électrique existant entre cathode et anode, oblige les électrons à quitter la cathode et à partir vers l'anode, à une vitesse d'autant plus grande que la différence de potentiel (ddp) est forte.

Entre ces deux électrodes, les électrons vont traverser un jeu de plaques annulaires, dites de concentration (ou de focalisation - focus -) transformant leur flux plus ou moins ordonné, en un mince pinceau, aussi fin que possible.

Sur sa lancée, ce pinceau va atteindre le centre de la face avant de l'ampoule, recouverte d'une matière fluorescente et l'impact donnera un point (ou spot) d'autant plus lumineux que la vitesse est grande et que les électrons sont nombreux.

La vitesse, déterminée par la ddp cathode-anode étant fixe, on va disposer, au voisinage de la cathode, sur le trajet des électrons, un anneau porté à une contre-tension variable (donc tension négative). En augmentant cette contre-tension, un nombre croissant d'électrons seront repoussés et la luminosité du spot diminuera.

Cette électrode de commande est le WEHNELT.

Dans les conditions exposées, nous l'avons dit, le spot atteint le centre de l'écran. Il faut maintenant le dévier. Pour cela on dispose de deux paires de plaques X_1, X_2 et Y_1, Y_2 au voisinage de l'anode. Le potentiel moyen est celui de l'anode. Si l'on crée un déséquilibre de potentiel entre 2 plaques parallèles, le pinceau d'électrons sera dévié en se rapprochant de la plaque relativement positive.

Les plaques X_1, X_2 assurent, par leur position verticale, la déviation horizontale.

Les plaques horizontales Y_1, Y_2 assurent la déflexion verticale.

Le tube cathodique est le cœur d'un oscilloscope moderne. Il en détermine déjà

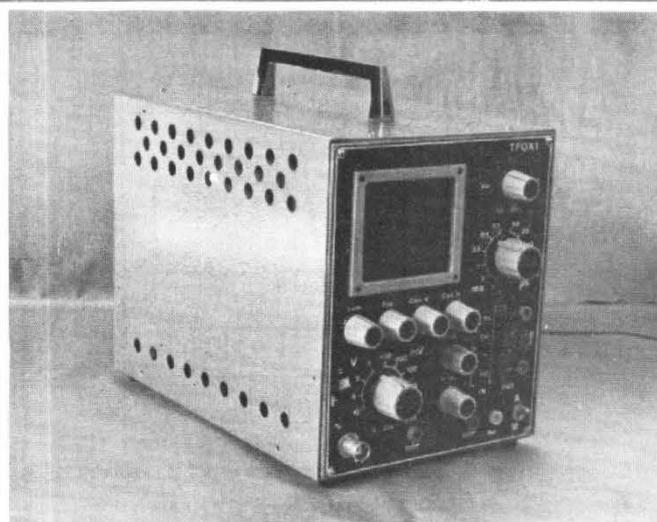


Photo 1. - Le TFOX 1 terminé.

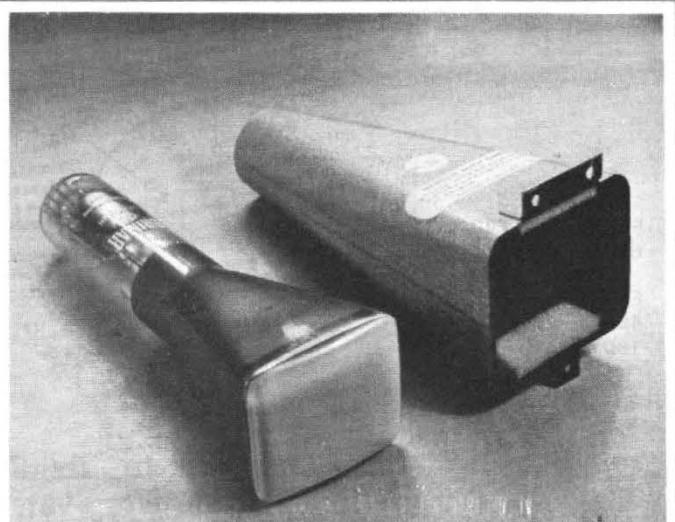


Photo 2. - Le DG 7201 GH de Brimar et son blindage mumétal.

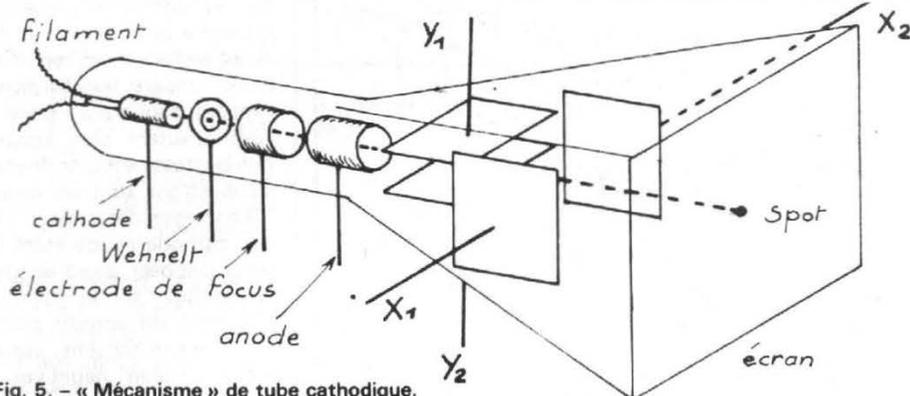


Fig. 5. - « Mécanisme » de tube cathodique.

les performances. Le choix en est donc important. Les paramètres essentiels sont :

- la dimension de l'écran permettant une vision aussi bonne que possible. Il ne faut pas choisir un trop petit tube, sauf pour certaines applications très spéciales. Un gros tube encombrant est souvent très cher. (hormis quelques tubes des surplus, dont certaines expériences malheureuses nous ont appris à nous méfier).

La dimension raisonnable

est de 7 à 10 cm de diamètre.

Voulant un oscilloscope compact, nous avons choisi un « rectangulaire » moderne, permettant un maximum de confort visuel pour un minimum d'encombrement. Notre choix s'est arrêté sur le D 7 201 GH de la firme anglaise BRIMAR.

- La sensibilité des plaques de déviation. Paramètre très important dans le cas d'un montage à transistors, car directement lié aux performan-

ces de l'ensemble. Un tube sensible permet, avec une électronique moyenne de très bons résultats. Un petit oscilloscope que nous avons décrit jadis, dans cette revue, utilisait un VCR 139 A des surplus, certes économiques à l'époque, mais dont la faible sensibilité compliqua beaucoup notre travail.

Quel que soit le tube, la sensibilité est en raison inverse de la ddp cathode-anode. Il est alors indispensable de choisir

judicieusement cette ddp pour concilier luminosité et bonne sensibilité.

Certains tubes perfectionnés sont à post-accélération et éliminent cette interdépendance. Ce n'est pas le cas du D 7 201 GH lequel permet toutefois, avec une ddp de quelque 1 000 V, assurant un spot fin et lumineux, une sensibilité élevée, surtout sur la voie Y, réservée au signal.

La figure 6 donne quelques renseignements sur ce tube. On y trouve la disposition interne des électrodes, le brochage, les caractéristiques principales et la disposition réelle des plaques de déviation. La photo n° 2 nous fait voir le D 7 201 GH.

Nous avons indiqué que le spot était dévié sous l'effet des champs électriques transversaux des plaques de déviation. Cependant, le faisceau d'électrons est aussi dévié par un champ magnétique. (Les tubes de TV utilisent ce mode de déflexion).

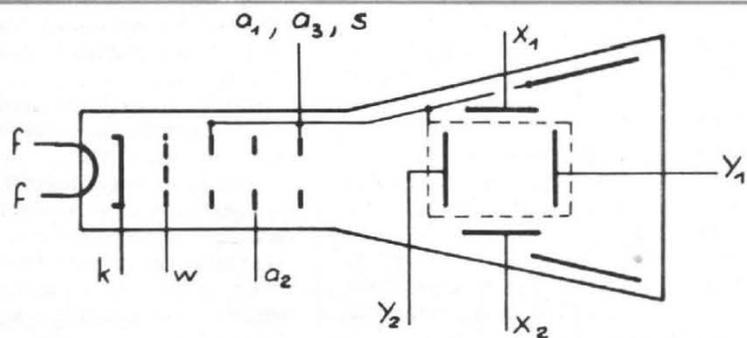
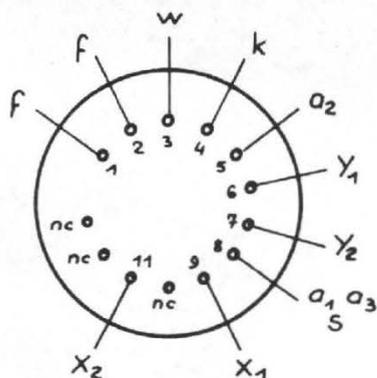


Fig. 6. - Le D 7201 GH. Tube cathodique rectangulaire. Ecran utile : 55 x 45 mm. Longueur : 190 mm.



Brochage du D7.201
La broche 3 vers le haut

D7_201GH Brimar

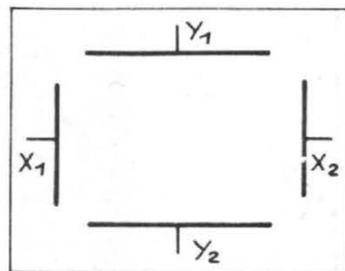
Filament : 6,3v 0,12A

Utilisation typique :

$V_{a1} = 1kV$ $V_{a2} = 130v$

$V_w = -37,5v$ (cut-off)

32V/cm en X, 16V/cm en Y



Position des plaques vues côté écran.

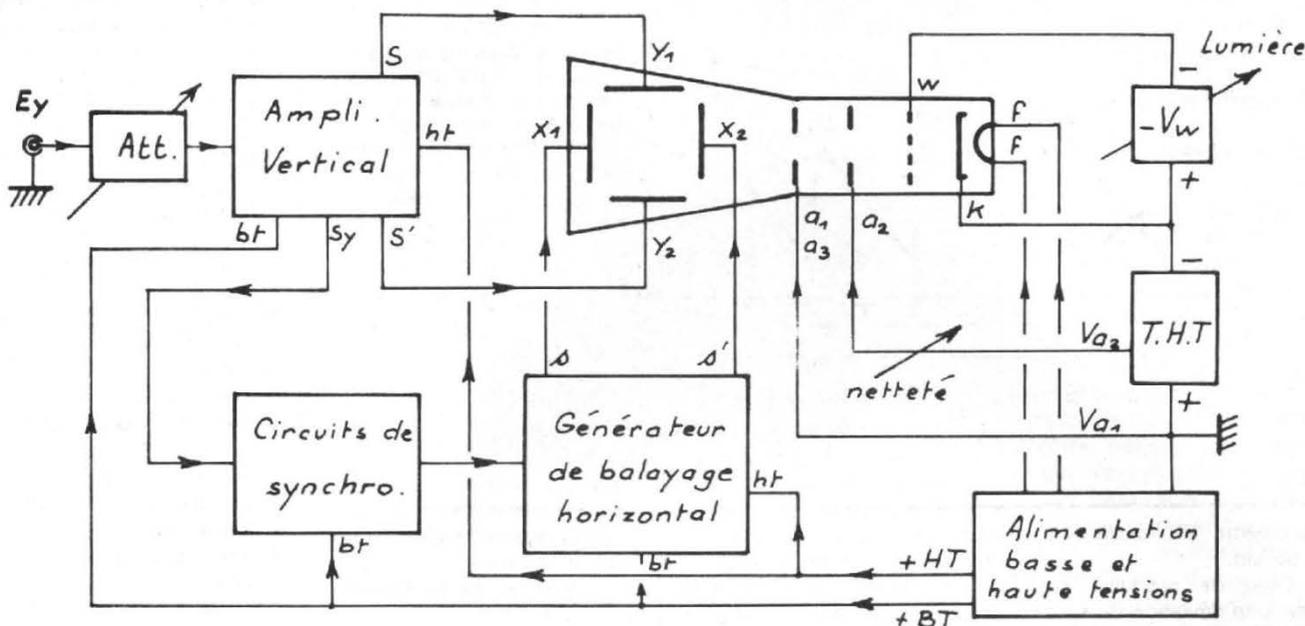


Fig. 7. - Schéma-bloc d'un oscilloscope.

Ici, il s'agit pour nous d'un phénomène parasite. En effet, notre oscilloscope contiendra inévitablement un transformateur d'alimentation, dont les fuites magnétiques vont perturber les oscillogrammes en provoquant des déviations parasites se composant avec les déviations utiles. Il est capital d'éliminer ce défaut.

Pour cela il existe une et une seule bonne solution : le blindage en MUMETAL. Le fabricant du tube fournit sur demande le blindage spécifique du tube utilisé. Malgré la dépense supplémentaire, il ne faut pas tergiverser et acheter

ce blindage. La photo n° 2 montre le blindage spécial pour le D 7 201 GH. Sa référence est MS 33. Attention, le mumétal ne supporte ni choc, ni torsion, ni usinage ultérieur. Il faut donc manipuler cette pièce avec beaucoup de précautions.

A cette occasion, nous vous donnons d'ailleurs un conseil issu de nos propres mésaventures : N'achetez le tube cathodique et son blindage, qu'à la dernière minute, juste au moment de l'utiliser effectivement. Sinon, vous risquez de constater amèrement que cette pièce coûteuse, stockée

trop longtemps dans votre armoire, présente quelque défaut... mais se trouve hors garantie !!

Vous l'avez compris, un oscilloscope contient donc déjà :

- un tube cathodique et son blindage,
- une alimentation assurant le chauffage du filament, la ddp cathode-anode et la contre-tension réglable de wehnelt. Voir figure 7. mais pour rendre tout cela opérationnel, il faut compléter avec :

- Un amplificateur des signaux observés permettant l'attaque convenable des plaques Y_1 et

Y_2 . Sur le plan général il s'agit d'un montage sans grand intérêt. Asymétrique à l'entrée, il doit être symétrique en sortie. Le coefficient d'amplification du montage doit être réglable, soit de manière continue (alors non étalonnée) ou par points fixes et étalonnés. Dans ce dernier cas, la mesure de l'amplitude sur l'écran permet de déterminer avec précision celle du signal Y injecté en entrée. Dans ce but un transparent, placé devant le tube est gradué verticalement.

- Une base de temps permettant l'attaque des plaques X_1 et X_2 .

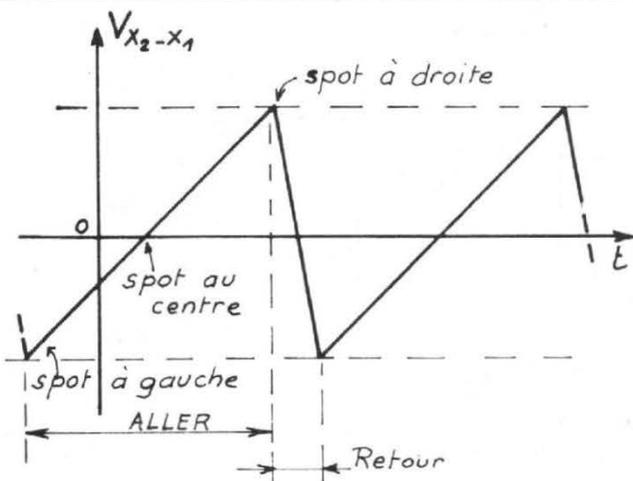


Fig. 8. - Signaux de balayage.

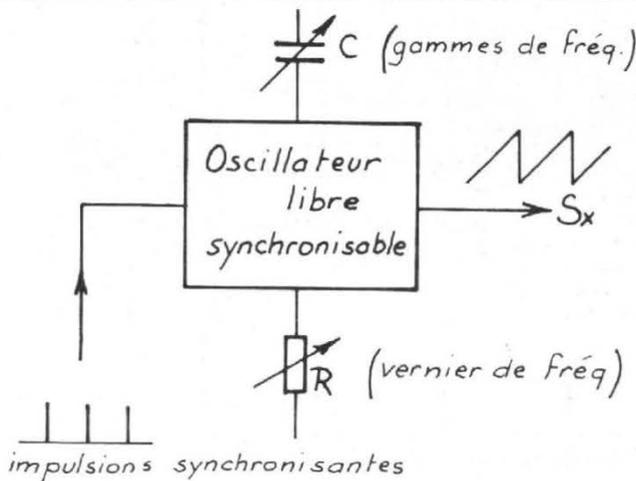


Fig. 9. - Base de temps relaxée.

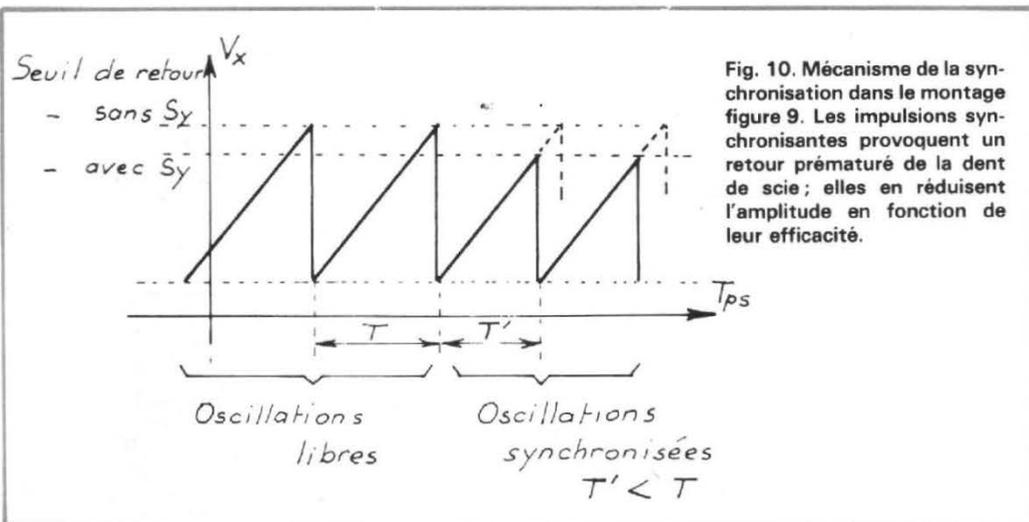


Fig. 10. Mécanisme de la synchronisation dans le montage figure 9. Les impulsions synchronisantes provoquent un retour prématuré de la dent de scie; elles en réduisent l'amplitude en fonction de leur efficacité.

Le problème est, cette fois, plus délicat.

Il s'agit de produire, sur l'écran, une déviation du spot, de gauche à droite, à vitesse constante mais réglable dans une large gamme. Ce déplacement est presque toujours chiffré en temps nécessaire pour parcourir une unité de longueur. Cette unité de longueur apparaît en graduation horizontale du transparent. On l'appelle « Division ». Ainsi, la base de temps du TFOX 1 permet de « balayer » horizontalement l'écran, au minimum de vitesse, à raison de 5 ms par division et au maximum de vitesse, à raison de $1 \mu s$ par division. Chaque division mesure pratiquement 6 mm.

Pour assurer ce balayage linéaire, il faut développer entre X_1 et X_2 , une ddp régu-

lièrement croissante dans le temps. Voir figure 8. Lorsque le spot a atteint le bord droit de l'écran, on le ramène à gauche, à très grande vitesse, en ramenant la ddp à sa valeur initiale et... on recommence. Le signal nécessaire, présente, on le voit en figure 8, une forme en dents de scie caractéristique.

Chaque aller du balayage inscrit sur l'écran, par composition avec la déviation verticale, une petite portion du signal étudié. Pour que ces inscriptions successives apparaissent immobiles à l'observateur, il faut qu'elles se recouvrent parfaitement. On devine donc qu'il est indispensable d'assurer une dépendance très étroite entre la fréquence du signal observé et celle de la base de temps.

Deux solutions sont possibles pour cela :

- La base de temps RELAXÉE. Voir figure 9.

Dans ce cas, le balayage est assuré de manière PERMANENTE, par un oscillateur autonome assurant la génération du signal en dents de scie. La fréquence du balayage, donc sa vitesse est réglable d'une part par gammes et d'autre part par vernier d'ajustage dans chaque gamme. Sans autre complication, il est ainsi possible en jouant de ces réglages, d'amener la fréquence B de Tps, à une valeur égale à celle du signal observé et l'on voit une période, ou à sa moitié, et l'on voit deux périodes, ou au tiers, et l'on voit trois périodes..., etc.

L'immobilisation absolue est toutefois impossible : une

retouche continue du vernier s'avérant nécessaire.

Pour une observation fixe, indispensable au confort de l'utilisateur, il faut « verrouiller » la fréquence de la B de Tps sur celle du signal. C'est le rôle de la synchronisation.

Normalement l'oscillateur assure de lui-même la transition aller-retour. Mais, en injectant, sur un point sensible du montage, des impulsions dérivées du signal observé, on peut provoquer un retour prématuré et ainsi « asservir » l'oscillateur à ce signal. Voir figure 10.

Malheureusement, cet asservissement n'est obtenu que si la fréquence de la B de Tps est légèrement inférieure à celle du signal (ou à l'un de ses multiples). La manœuvre du bouton de fréquence de la B de Tps donne ainsi des zones stables étroites, séparées de zones de décrochages beaucoup plus larges. Si la fréquence du signal varie pendant l'observation, il faut refaire le réglage.

Par ailleurs, comme on le voit en figure 10, les impulsions synchronisantes, en raccourcissant la durée de l'aller, modifient les caractéristiques du balayage. Dans de telles conditions, il est assez difficile de garantir un quelconque étalonnage de la vitesse, permettant une mesure précise.

En conclusion, la base de temps relaxée est un moyen simple de réaliser un oscillos-

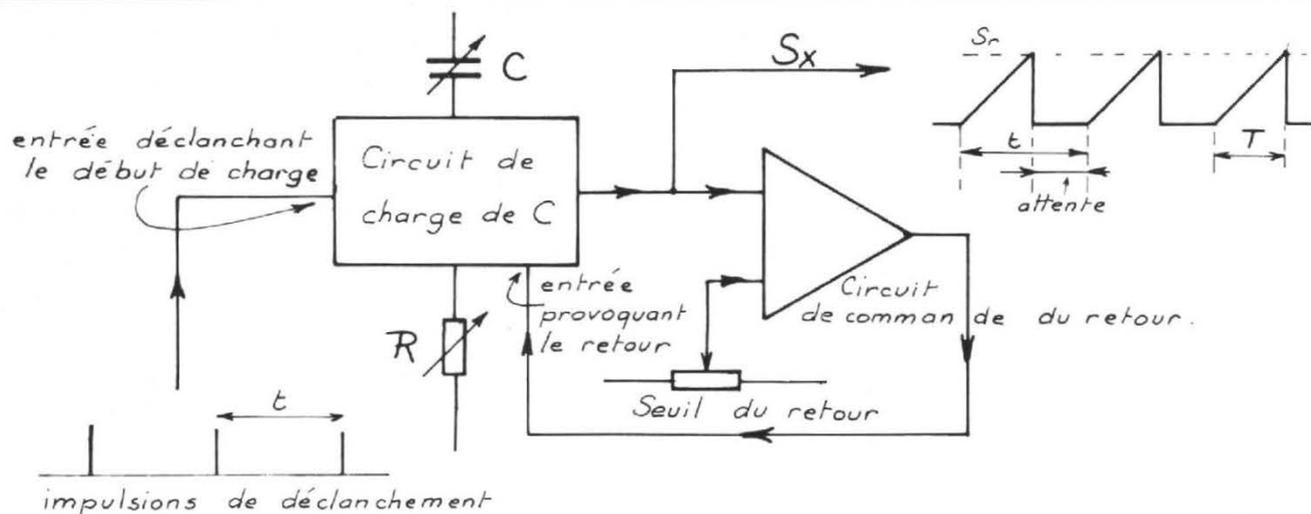


Fig. 11. - Principe de la base de temps déclenchée. T est rigoureusement indépendant de t.

cope. C'est la solution des appareils très économiques. Elle présente cependant des difficultés d'utilisation, par l'acuité des réglages nécessaires.

- La base de temps **DECLENCHEE**. Voir figure 11.

Le cœur du montage est cette fois un oscillateur du type monostable, ou univibrateur, c'est-à-dire « monocoup ». Une impulsion d'entrée le fait démarrer : Un condensateur se charge à courant constant, en engendrant une rampe linéaire, provoquant l'aller du balayage. Lorsque cette tension est suffisante pour amener le spot à l'extrême droite de l'écran, le condensateur est brutalement déchargé et le spot ramené au départ. Le montage reste alors au repos, jusqu'à l'arrivée de l'impulsion suivante.

Chaque impulsion **DECLENCHE** ainsi UN balayage du tube. Bien entendu, les impulsions sont dérivées du signal à observer.

L'avantage important du procédé, est que la vitesse du

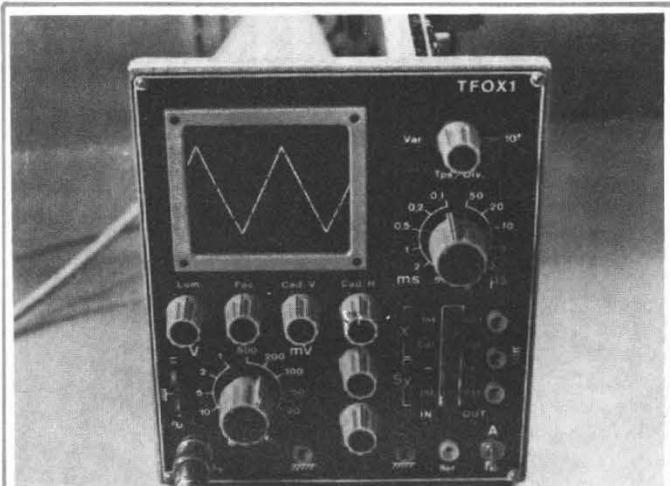


Photo 3. - Photographie illustrant l'excellente linéarité du TFOX 1, tant sur le plan vertical qu'horizontal. Remarquer aussi la qualité de la concentration et la très bonne luminosité.

balayage est totalement indépendante de la fréquence des impulsions qui n'en assurent que le départ. Celui-ci se faisant toujours au même point de la période du signal, la synchronisation est toujours parfaite, que la fréquence du signal varie ou pas.

La vitesse constante permet

un étalonnage rigoureux et valable, quelles que soient les conditions.

La base de temps déclenchée est ainsi la seule à permettre la réalisation d'oscilloscopes d'usage facile et permettant des mesures précises. Tous les montages professionnels en sont dotés et depuis

quelques années, certaines réalisations à but plus modeste en bénéficient également.

Le TFOX 1 se voulant un appareil performant aura donc une base de temps déclenchée.

En se reportant quelques lignes plus haut, on se rappelle que, le spot au repos, à gauche de l'écran, attend l'impulsion suivante. Mais, dans ces conditions, immobile, il est très brillant et risque de brûler la couche sensible du tube.

Un circuit additionnel dit « d'effacement » bloque alors le faisceau d'électrons pendant cette période d'attente. Le spot n'est plus visible que pendant l'ALLER du balayage.

Cette brève étude du principe d'un oscilloscope étant achevée, nous donnerons dans notre prochain numéro, l'analyse détaillée du schéma exact de notre TFOX 1.

(à suivre)

F. THOBOIS

REDIEL SYSTÈME vous offre la possibilité d'acquérir un MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE sans précédent pour un prix de **490^F** TTC

COMPLÈT avec batteries et chargeur.

Sont utilisés pour sa conception des composants de classe PROFESSIONNELLE : circuits Mos LSI, afficheurs LED de 8 mm, 2 circuits imprimés/étamés en verre époxy etc...

Une équipe d'INGÉNIEURS jeunes et dynamiques s'est attachée à la rédaction d'un MANUEL DE MONTAGE TRÈS SIMPLE et bien adapté. Par ce fait, même un profane mènera à bien la RÉALISATION DE CE KIT.

LE KIT ET SES POSSIBILITÉS

Qualifié de MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE (affichage par LED 8 mm), il permet de mesurer :

1° Des TENSIONS EN CONTINU et en ALTERNATIF (sinus) de 1 mV (résolution) à 1000 V (en 4 calibres) sur une impédance constante de 10 M-Ohms.

2° Des INTENSITÉS EN CONTINU et en ALTERNATIF de 1 μ A (résolution à 1 A (en 4 calibres).

3° Des RÉSISTANCES de 1 Ohm (résolution à 1000 K-Ohms en 4 calibres (protection électronique et fusible).

4° L'ALIMENTATION est régulée. La source est un jeu de batteries cadmium nickel incorporées. Utilisation sur secteur 220 V avec le chargeur.

Masse : 300 g - Dimensions : 150 x 80 x 30 mm.



BON de COMMANDE pour MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE KIT complet au prix de **490 F T. T. C.**

NOM : _____ Prénoms : _____

Fonction : _____

Adresse : _____

Code postal : _____ Téléphone : _____

1 - Paiement : par mandat, par chèque bancaire, par C.C.P. (Joint à la commande).
2 - Paiement par mandat C.B. ou C.C.P. à la commande de 290 F. Le solde 200 F à la livraison (c/remb.).

Signature :

REDIEL SYSTÈME, av. de M.-Teste-Celleneuve, 34100 MONTPELLIER
Tél. : (67) 75.87.41 Télex REDIEL 480 674 F

REALISEZ UN TUNER FM



à affichage digital

(Suite voir N° 1608 et N° 1610)

AVANT d'entreprendre la réalisation pratique nous terminons l'étude de l'affichage digital par... l'affichage...

Afin de réaliser pratiquement le schéma de principe de la figure 24, nous avons décidé d'employer un circuit intégré LSI (intégration à grande échelle) qui présente les avantages et les particularités suivantes :

- il remplace 12 boîtiers TTL classiques (4 x 7490 ; 4 x 7475 ; 4 x 7447)
- il coûte moins cher que les circuits qu'il remplace

- il est réalisé en technologie C.MOS ce qui fait que sa consommation est insignifiante par rapport à celle des TTL

- il fonctionne en affichage multiplexé ce qui réduit le câblage dans un rapport 3 environ (le principe de l'affichage multiplexé a été exposé dans le Haut-Parleur N° 1583 page 214)

- il est facilement disponible en France (nous donnons en fin d'article la liste des revendeurs officiels National Semiconductor qui disposent de ce circuit).

La figure 30 nous montre

comment employer cette merveille baptisée MM 74C926 (National Semiconductor).

Le signal à compter est appliqué en 12, tandis que les carrés délivrés par la bascule D n° 2 (fig. 25) commandent un premier monostable (1/2 74123) qui produit l'impulsion de transfert ; cette impulsion commande un deuxième monostable (l'autre moitié du 74123) qui lui fabrique l'impulsion RAZ appliquée en 13. Nous voyons d'autre part, les sorties « segments » et les sorties de commande des anodes ou des cathodes des afficheurs.

Le MM 74C926 est prévu pour 4 digits or il nous faut 4 1/2 digits (pour afficher par exemple 100, 25 MHz) ; nous réalisons donc à l'aide de deux bascules D un compteur par 2 et un « latch » rudimentaire ; le tout étant commandé par la sortie « retenue » du MM 74. Les signaux transfert et RAZ sont évidemment envoyés sur ces deux bascules.

Le transistor de la figure 30 inverse le signal « retenue » avant la bascule D n° 1 car ces dernières basculent sur un front montant tandis que le MM 74 délivre un front descendant.

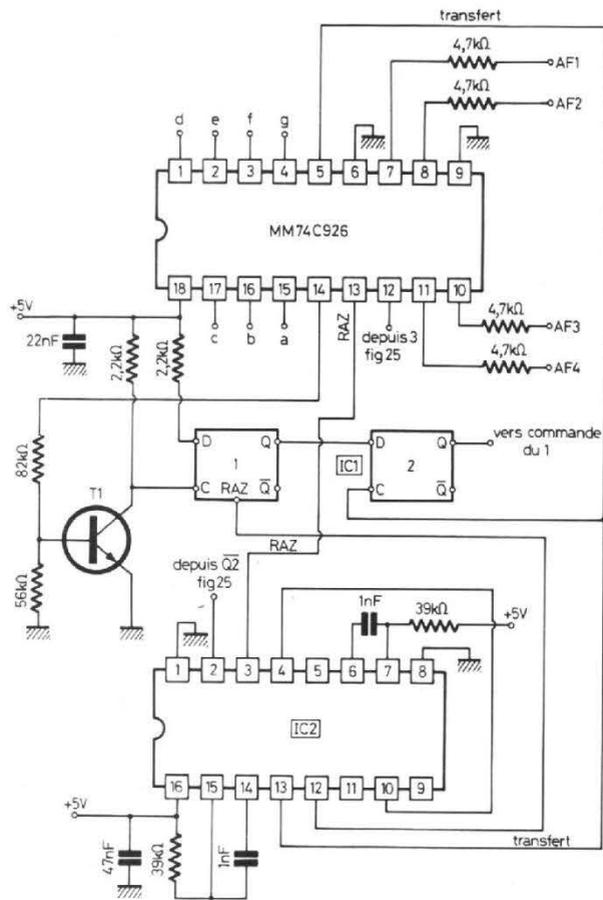


Fig. 30. - Compteur « catch », décodeurs et circuits de multiplexage.

Dans la réalisation pratique les figures 25 et 30 sont groupées sur une seule et même plaquette de circuit afin de réduire le nombre total d'interconnexions.

L'AFFICHAGE PROPREMENT DIT

Il est réalisé à l'aide d'afficheurs 7 segments à LED ; mais nous avons prévu (en pensant aux amateurs de province) deux possibilités :

- le MM 74C926 peut attaquer directement des afficheurs à cathode commune ; le schéma est alors des plus simples comme le montre la figure 31

- les afficheurs à cathode commune étant plus difficiles à trouver que ceux à anode commune ; nous avons réalisé un petit circuit imprimé d'interface qui s'ajoute derrière le circuit imprimé des afficheurs et qui comporte les composants visibles sur la figure 32. Le fonctionnement se passe de commentaire ; remarquons seulement que la commande des segments se fait par des inverseurs de puissance à collecteur ouvert (circuits TTL standards 7416)

RÉALISATION PRATIQUE DES MODULES DE BASE

Au risque de nous répéter ces modules sont au nombre de 3 :

- tête HF et amplis FI- démodulateur (fig. 4, 5, 11)
- décodeur stéréo (fig. 17)
- alimentations stabilisées (fig. 8).

La liste des composants est donnée dans le tableau 1. Nous avons indiqué toutes les fois que cela était possible des équivalences pour les semi-conducteurs ; ceux qui sont indiqués « sans équivalent » n'en possèdent pas, à notre connaissance, et il est donc inutile de nous écrire à leur sujet. Ce que nous pouvons vous affirmer, c'est que tous sont disponibles en France depuis longtemps (il suffit de consulter les annonceurs de la revue).

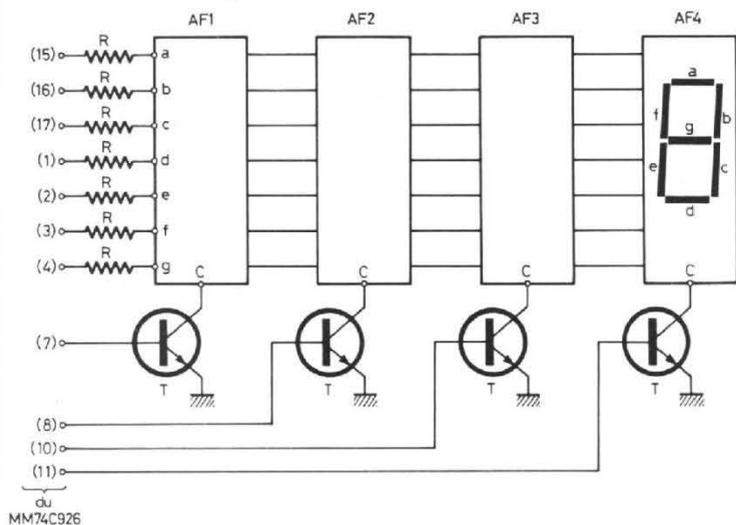


Fig. 31. - Interface pour afficheurs à cathode commune.

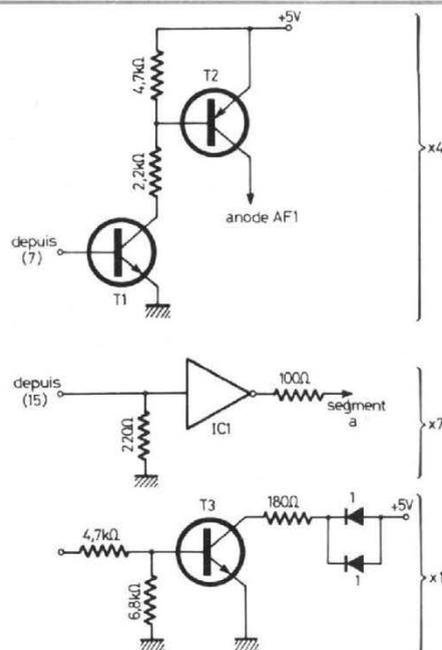


Fig. 32. - Interface pour afficheurs à anode commune.

On commencera par réaliser le circuit imprimé des alimentations dont le dessin à l'échelle 1 est donné figure 33 ; la bakélite peut être employée ici. Les composants seront alors placés dans l'ordre qui doit vous être familier ; pontets de raccordement (un u renversé en fil nu) résistances, condensateurs ; transistors ; circuits intégrés. Pour l'instant il ne faut pas câbler la résistance de 10 k Ω aboutissant au point x afin de faire des essais qui vont commencer dès que sera résolu le problème du...

TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

Il nous faut pour toutes les versions :

- + et - 12V continus sous 160 mA et 50 mA respectivement ; soit deux enroulements 15V alternatifs (un 200 mA et un 50 mA)
- pour la version affichage digital 5V, 1A soit 2 x 8V à point milieu 1A (2 x 8V, 200 mA pour les autres versions).

Afin de ne pas ennuyer nos fidèles lecteurs par des « redites », nous les renvoyons au n° 1591 page 203 où deux procédés de réalisation de transformateur sont décrits ; on s'en inspirera pour le prin-

cipe avec cependant les diamètres et nombres de spires de fil ci-après :

RÉCUPÉRATION D'UN TRANSFO

- section du noyau minimum : 5,4 cm²

- primaire 0 - 110 - 220 : 1 830 spires (prise à 915 spires) de 20/100 de mm
- secondaire 15V 200mA : 140 spires de 30/100 de mm
- secondaire 15V 50mA : 140 spires de 15/100 de mm
- secondaire 2 x 8V 1 A : 2 x 74 spires de 60/100 de mm.

MODIFICATION D'UN TRANSFO DU COMMERCE

puissance minimum du transfo 20 W
on détermine n (nombre de spires par volt) comme indiqué page 204 du n° 1591 et on bobine :

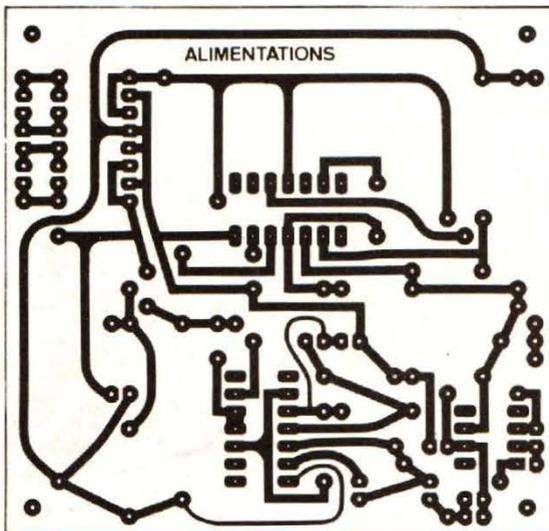
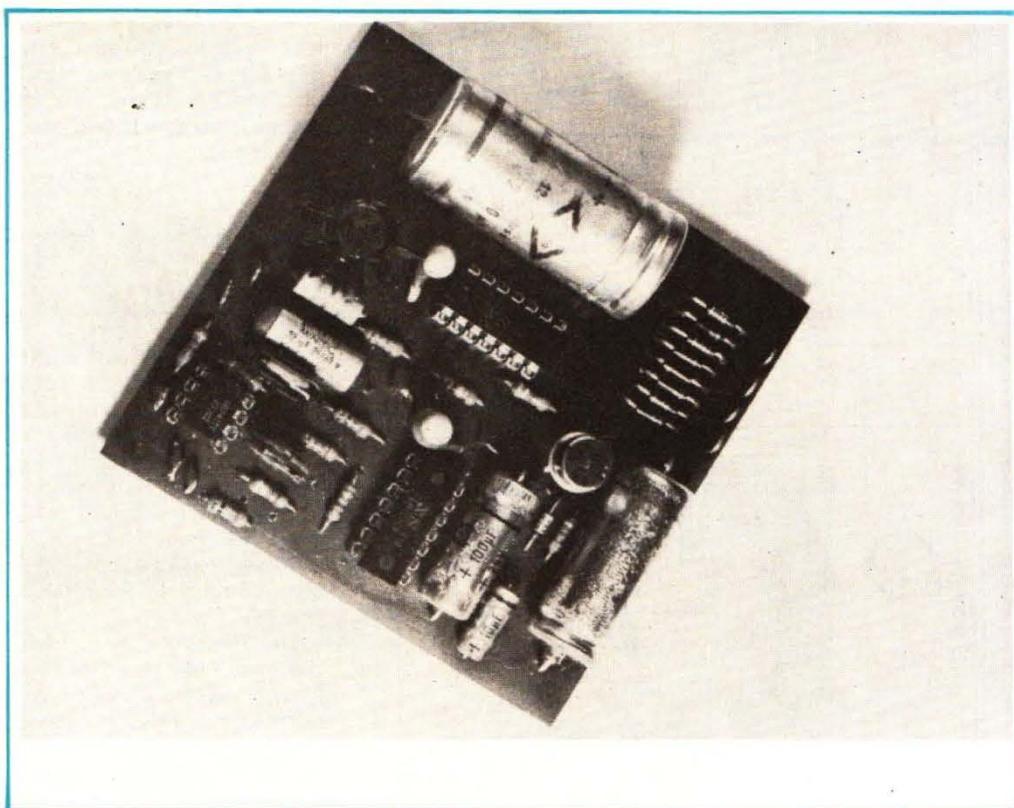


Fig. 33 a. - Circuit imprimé des alimentations (éch. 1).

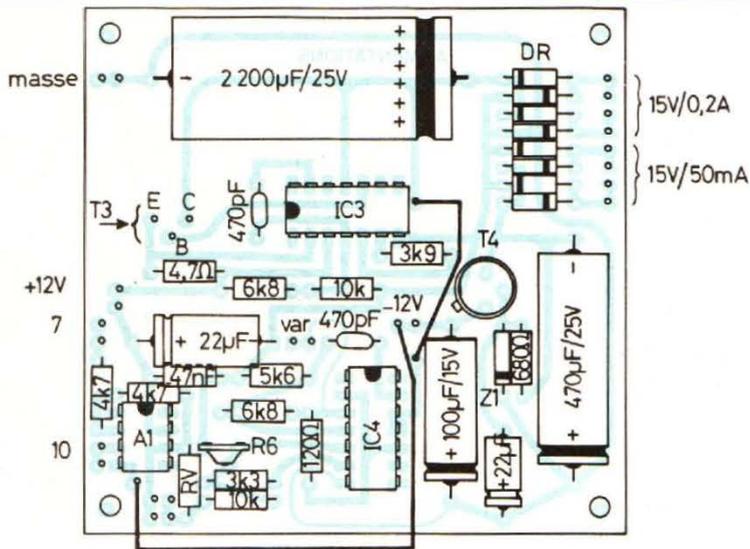


Fig. 33 b. - Implantation des composants sur le circuit imprimé des alimentations (ne rien mettre à l'emplacement R_v) (en traits gras liaisons en fil isolé).

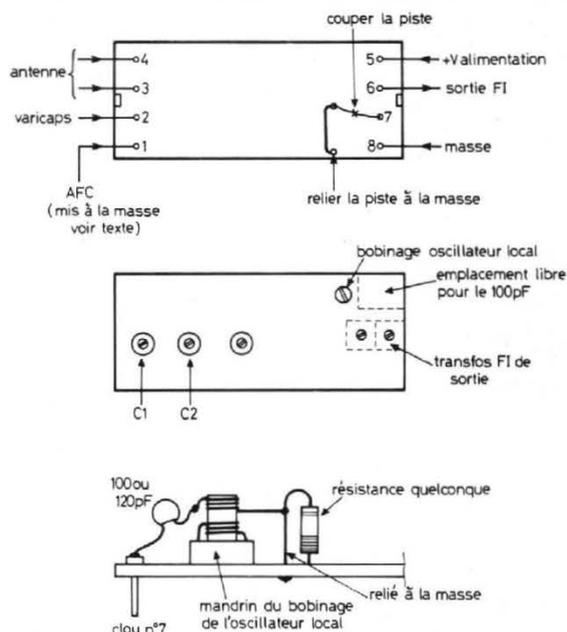


Fig. 34. - Aspect de la tête H.F. et modifications à effectuer.

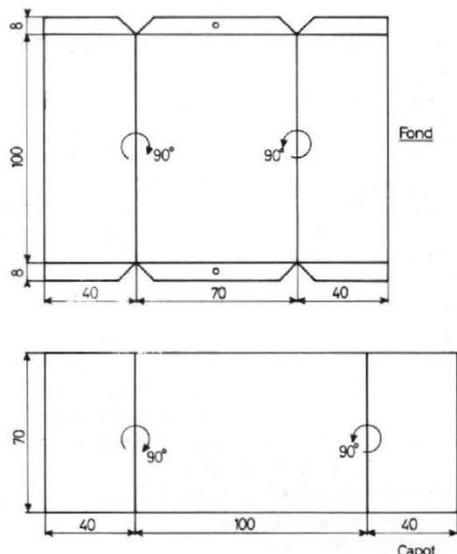


Fig. 35. - Plan du boîtier du module tête H.F. ampli FI démodulateur.

- secondaire 15V 200mA : 16 x n spires de 30/100
- secondaire 15V 50mA : 16 x n spires de 15/100
- secondaire 2 x 8V 1 A : 2 x 9 x n spires de 60/100.

Vérifiez que le transfo donne bien les valeurs attendues à 10 % près (à vide il est normal d'avoir un peu plus que ce qu'il faut); puis connectez le sur votre circuit alimentation (les enroulements 2 x 8V restent inutilisés pour l'instant).

Vous devez obtenir + 12V à $\pm 5\%$ près sur la sortie 12V tuner; - 12V à 10 % près sur la sortie - 12V et quelque chose de variable entre une

valeur proche de 0 et proche de 10V selon la position du curseur de R6. Court-circuitez le + 12V tuner à la masse; le courant de court-circuit doit être de 150 mA environ; faites de même pour le + 12V « varicaps », vous devez mesurer 5 mA environ; ne laissez pas les court-circuits longtemps et surtout ne faites pas ces essais sur le - 12V qui lui n'est pas protégé. Un mauvais fonctionnement ne peut être du qu'à une erreur de câblage ou à un composant défectueux. Au stade de la réalisation et en attendant la « mise en boîte » du tuner, il faut munir T₃ d'un

radiateur provisoire constitué par un petit rectangle d'alu de 4 cm² environ (attention le collecteur de T₃ est au boîtier!). Placez également un radiateur à ailettes sur T₄.

MODIFICATION DE LA TÊTE HF

Rassurez-vous, elles sont très simples si vous nous suivez pas à pas. Il faut tout d'abord arracher le blindage inférieur qui tient par emboîtement sur 4 petits bossages du

blindage supérieur; ensuite il faut dessouder avec soin (les pistes sont très fragiles) les deux pattes de masse du blindage supérieur (voir fig. 34), puis il faut retirer ce dernier qui n'est plus tenu par quoi que ce soit. Avec une lame bien aiguisée, une petite fraiseuse ou une lime, couper la piste aboutissant sur le clou de connexion n° 7. Relier la piste ainsi coupée à la masse par un petit fil isolé. Le clou n° 7 maintenant disponible va nous servir « à sortir » l'oscillateur local; pour ce faire bobinez 3 à 4 spires de fil émaillé de 20 à 30/100 sur le mandrin du bobinage oscil-

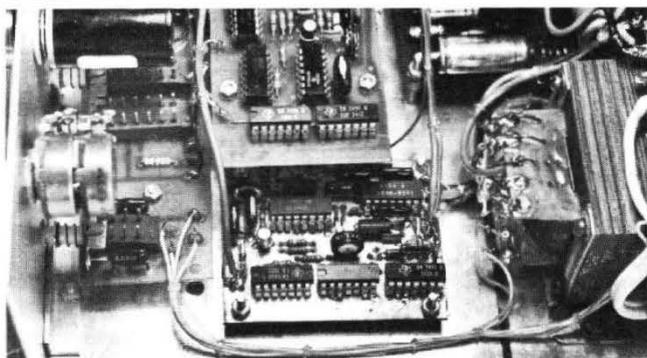


Photo 1. - Au premier plan le préamplificateur VHF ultra sensible (entrée 100 MHz quelques mV) réalisé sur du double face; un côté servant de plan de masse. Juste au-dessus l'oscillateur à fréquence FI stabilisé par un filtre céramique. Le transfo « fait main » gâche un peu l'esthétique!

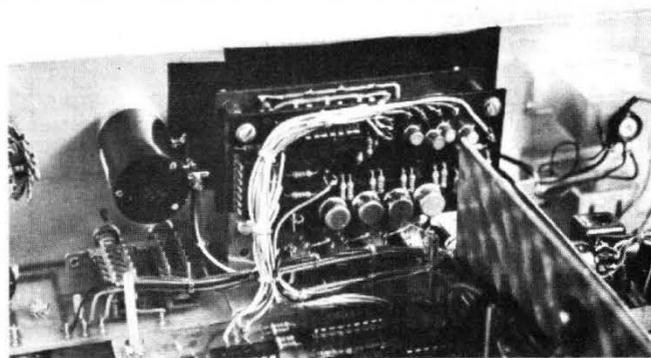


Photo 2. - Au centre: le circuit d'interface attaquant les afficheurs. En bas: le circuit réalisant l'addition des fréquences oscillateur local et fréquence intermédiaire.

RÉALISATION DE L1 ET L2

L1 est élémentaire à réaliser; prendre une résistance bien cylindrique de valeur supérieure à 100Ω et bobiner proprement dessus une centaine de spires de 10/100 émaillé; noyer le tout dans l'Araldite.

L2 n'est guère plus délicate à construire. Il faut se procurer un pot ferrite PFR 23 isostat (RAM; BERIC etc.) et bobiner à l'intérieur 11 spires de fil de 20/100 émaillé. Ensuite, il faut récupérer dans un poste à

– une résistance de $4,7\text{ k}\Omega$ entre les broches 7 et 10 du CA 3089 (le principe de fonctionnement de l'AFC exposé précédemment reste toujours valable)

– une résistance de 390Ω en série avec la patte 6 du CA 3089 pour éviter la destruction de ce circuit par un court-circuit accidentel de la sortie à la masse

– un $0,1\mu\text{F}$ entre 10 et la masse.

Ces composants n'ayant que des fonctions secondaires de découplage ou de sécurité; ils ne figuraient pas sur les schémas théoriques des figures 4 et 5.

Il en est de même pour le décodeur stéréo; un condensateur de $10\mu\text{F}$ 15V en parallèle avec un $0,1\mu\text{F}$ ont été ajoutés sur l'alimentation afin de découpler celle-ci au mieux; ces composants figurent sur le circuit imprimé mais non sur le schéma.

Bien que ceci puisse paraître anodin aux amateurs confirmés, nous avons tenu à bien préciser ce qu'il en était pour les débutants qui auraient pu être gênés.

lateur local (voir fig. 34) à 3 mm de distance du bobinage existant; bloquer ces spires de fil au vernis. Soudez une extrémité du bobinage ainsi réalisé à la masse (disponible sur une patte de résistance voisine); l'autre extrémité étant soudée à un 100 pF (ou 120) connecte lui-même au clou n° 7; attention il faut placer ce condensateur de façon à pouvoir remettre le blindage supérieur; la place disponible à côté des transfos FI de sortie est largement suffisante. Remettre alors le blindage inférieur; c'est fini et ça doit « marcher »! Il faut alors réaliser la petite boîte dont le plan (fig. 35) se passe de commentaire (pour des raisons de simplicité de réalisation, ou pour les amateurs n'aimant pas la tôlerie, ses dimensions correspondent à celle d'un coffret TEK0).

Une fois la boîte terminée, passez à la réalisation du circuit imprimé de la figure 36; il doit entrer juste dans cette dernière.

Percez alors les 4 trous d'angles dans le circuit et dans la boîte afin que ce dernier puisse être monté (provisoirement) avec des entretoises de 7 mm. Pointez puis percez 2 trous de 8 mm; l'un en face des pots de connexion Antenne et Terre; l'autre en face du montage à FET, ces trous sont évidemment à faire sur les faces latérales de la boîte. Pointez puis percez à la verticale de T₁ (voir implantation des composants fig. 37) un trou pour monter une embase DIN 7 broches femelle. Démontez alors le circuit imprimé qui ne servait que de garant puis câblez les composants dans l'ordre habituel en suivant conjointement les figures 4, 5, 11, 36 et 37. Le brochage des filtres céramiques que nous avons en mains est donné figure 38 ainsi que celui des semiconducteurs utilisés; en cas de doute, faites-vous préciser le brochage de vos filtres par votre revendeur.

Par rapport aux schémas théoriques, nous avons ajouté sur le CI:

– un condensateur de découplage de l'alimentation de $0,1\mu\text{F}$

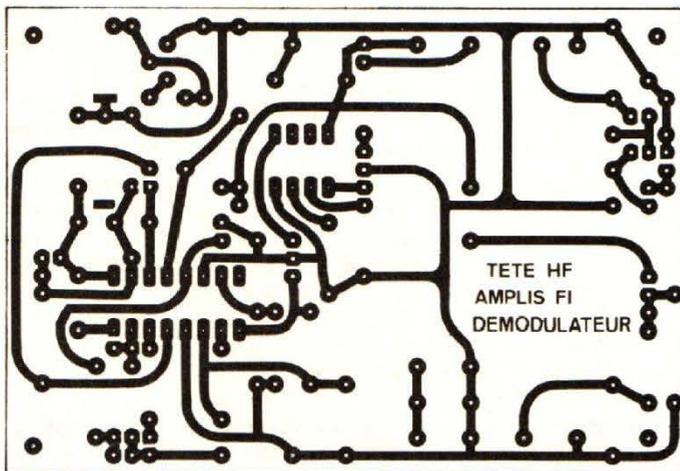


Fig. 36. – CI tête HF amplis FI - démodulateur.

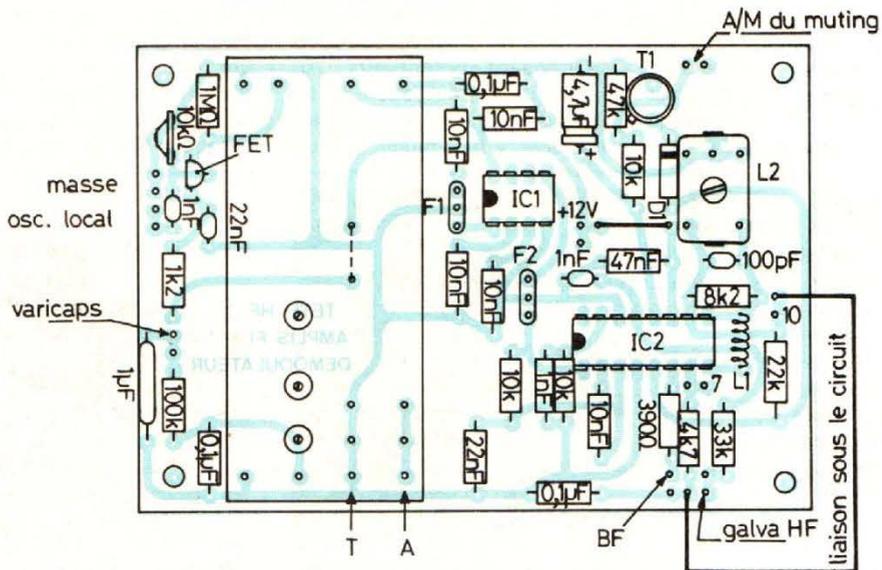


Fig. 37. – Implantation des composants sur le module amplis FI. Par rapport aux schémas théoriques un $0,1\mu\text{F}$ est ajouté entre + 12 V et masse, une $4,7\text{ k}\Omega$ relie 7 et 10 du 3089, voir texte.

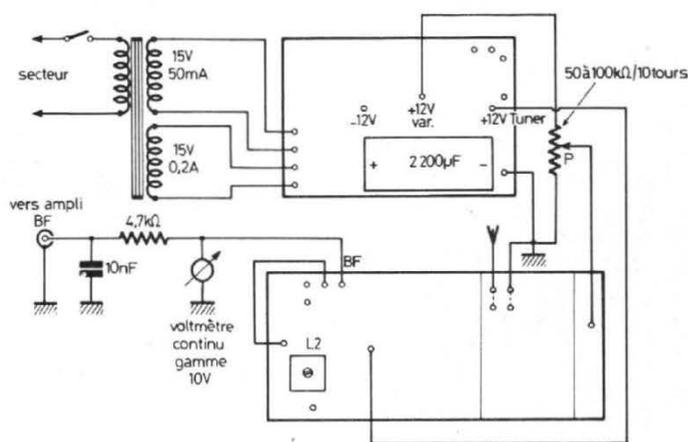


Fig. 39. - Montage de test n° 1.

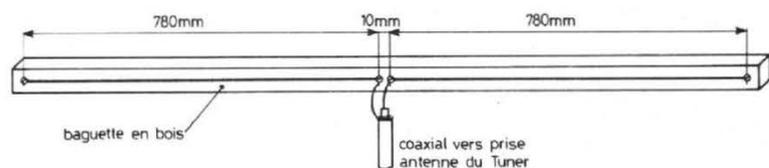


Fig. 40. - Antenne FM simplifiée.

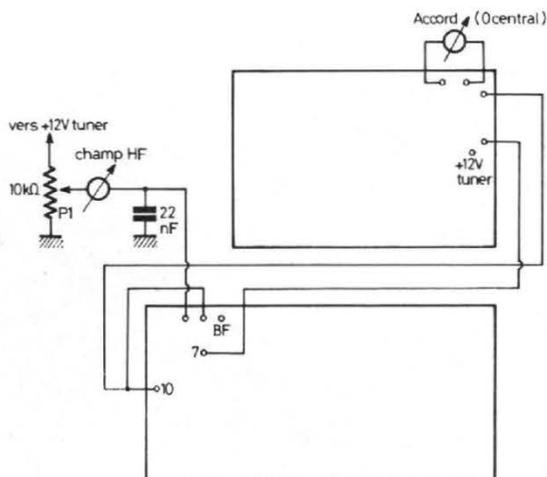


Fig. 41. - Connexions à ajouter sur le montage de test n° 1.

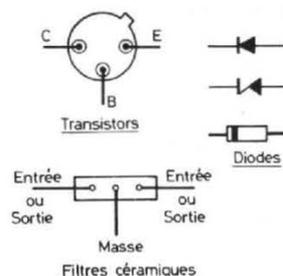


Fig. 38. - Brochage des filtres et des semi-conducteurs (le brochage des CI figure sur les schémas).

transistors en panne un transfo FI quelconque dont on conserve seulement le corps métallique et le socle en plastique muni de ses clous de branchement ; après vous être assuré que le pot entre dans le transfo, coller le pot sur le socle du transfo de façon à ce que la vis de réglage du pot puisse apparaître dans le trou du corps du transfo, placer alors le tout sur le CI sans toutefois souder les pattes métalliques du corps du transfo (au cas où il faudrait une légère retouche à la bobine).

Vérifier plusieurs fois et soigneusement votre montage (le prix des circuits le justifie) puis câbler rapidement (c'est très provisoire) le schéma de la figure 39 ; si vous n'avez pas de potentiomètre multitours mettez un excellent « piste moulé » 1 tour mais l'accord sera acrobatique !

Ne connectez pas encore la 10 kΩ manquante du module alimentation ; branchez sur la

prise antenne, soit une antenne FM si vous en possédez une soit l'antenne de fortune réalisée comme indiqué figure 40. Arrivé à ce stade, il va falloir vous armer d'un peu de patience pour faire le seul réglage du tuner (en fait ce réglage peut être fait de façon parfaite avec un oscilloscope ; un fréquencemètre et le petit wobulateur que nous décrivons en fin d'article lors de la mise au point finale), pour ce faire branchez un voltmètre continu en 6 du CA 3089 (TDA 1200) mettre sous tension et manœuvrer le potentiomètre d'accord ; si vous entendez « quelque chose » en un ou plusieurs endroits arrêtez-vous là et tournez alors le noyau de L2 avec un tournevis plastique (corps de stylo un peu limé !) jusqu'à obtenir une audition de bonne qualité ; retoucher conjointement l'accord pour parfait le réglage. Quand votre réglage est au mieux vous devez lire environ 5,4 à

5,6V en 6 du CA 3089 ; si ce n'est pas le cas, recommencez mais ne fignez pas trop pour l'instant ; si vous n'avez rien entendu en manœuvrant l'accord, retouchez L2 (par le noyau) puis recommencez à manœuvrer P ; en procédant ainsi par approximations successives, vous devez arriver en quelques minutes à faire le réglage ; sinon il faut penser à une erreur de câblage. Si lors du réglage de L2 le noyau est trop sorti ou bloqué à fond de course, il faut respectivement ajouter une ou deux spires à L2 ou enlever une ou deux spires. Quand tout est réglé, souder les pattes de blindage de L2.

En manœuvrant l'accord et en orientant votre antenne, vous devez pouvoir recevoir normalement les stations FM de votre région ; cependant pour apprécier pleinement la sensibilité du tuner, il est bon de retoucher un peu l'accord de la tête HF qui bien qu'étant

fait en usine n'est pas toujours parfait (d'autant plus que notre bobinage supplémentaire à côté de l'oscillateur local désaccorde légèrement ce dernier) ; pour ce faire il vous faut ajouter au schéma de la figure 39 les connexions indiquées figure 41. Il faut aussi connecter la 10 kΩ de l'alimentation après avoir ajusté R6 pour que la tension au point X soit égale à la tension sur la patte 10 du CA 3089.

Après avoir remis sous tension retouchez l'accord pour retrouver une station ; tourner P1 jusqu'à ce que le vu-mètre de « champ HF » dévie à mi-échelle environ. Retoucher alors délicatement R6, L2 et P afin que simultanément :

- une station soit reçue correctement
- le vu-mètre d'accord soit à zéro
- le vu-mètre de champ HF soit au maximum de déviation possible. Ces réglages sont

plus faciles à faire qu'à décrire et on peut sans crainte les reprendre plusieurs fois.

Une fois cela terminé on peut parfaire l'alignement de la tête HF ; pour cela il faut se placer sur une station très faible et retoucher C1 et C2 (fig. 34) pour que le vu-mètre HF dévie le plus possible ; attention cependant au fait que ce ne sont que des retouches et qu'il ne faut pas tourner C1 et C2 d'un demi-tour !!

Démonter le montage expérimental ; monter le circuit imprimé dans sa boîte après avoir soudé deux câbles coaxiaux 50 Ω ou 75 Ω sur Antenne-Tuner d'une part et sur la sortie du préampli à FET de l'oscillateur local d'autre part. Connecter alors toutes les sorties du module sur les broches de la prise DIN à savoir :

- + 12V
- varicaps
- 10 du CA 3089
- 7 du CA 3089
- galvanomètre de niveau HF
- 6 du CA 3089
- base de T₁ (Arrêt Marche du « muting »)
- la liaison de masse s'effectue par le boîtier.

RÉALISATION DU DÉCODEUR STÉRÉO

Elle est entièrement simple et rapide : réaliser le circuit imprimé de la figure 42. Implanter les composants dans l'ordre habituel suivant les figures 17, 42, 43 et 12 (la résistance de 3,3 kΩ du commutateur Mono Stéréo n'est pas sur le circuit mais ailleurs). Vérifiez votre montage et réalisez le circuit test de la figure 44 qui n'est autre que la partie réception du tuner au grand complet.

Si IC 2 figure 5 est un CA 3089 ne câblez pas le 10 μF 15V de la figure 12.

Si IC 2 figure 5 est un TD 1200, câbler le 10 μF 15V de la figure 12 ; en effet ces deux circuits sont rigoureusement identiques sauf que le CA 3089 délivre 400 mV efficaces BF alors que le

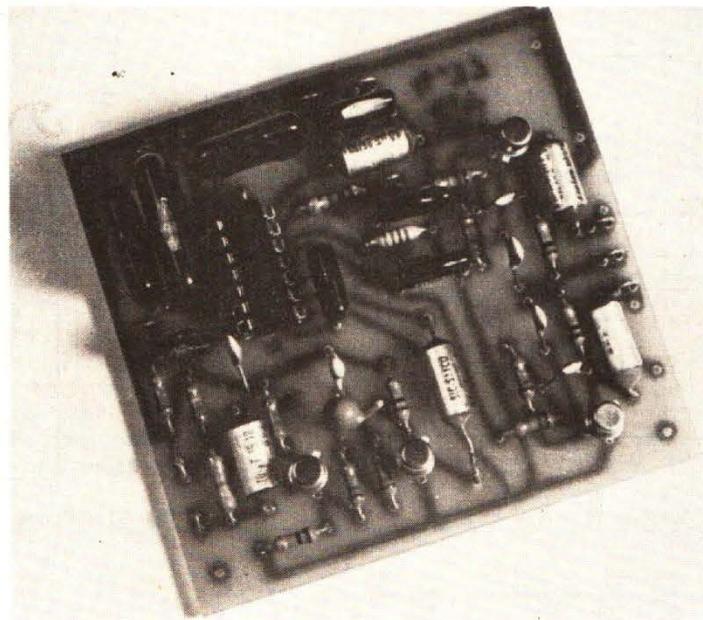


Photo C.
Le circuit du décodeur stéréo ; les composants y sont « à l'aise ».

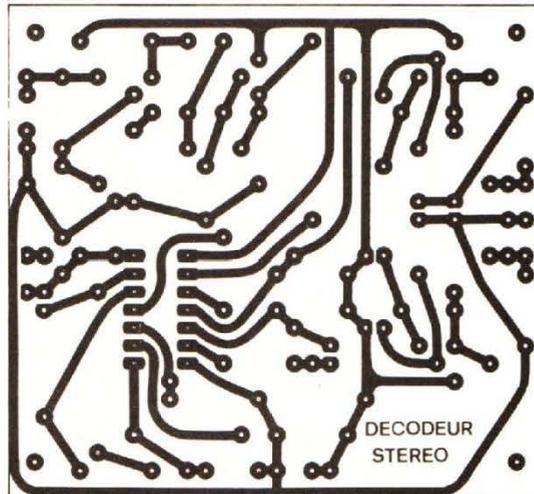


Fig. 42.
CI du décodeur stéréo.

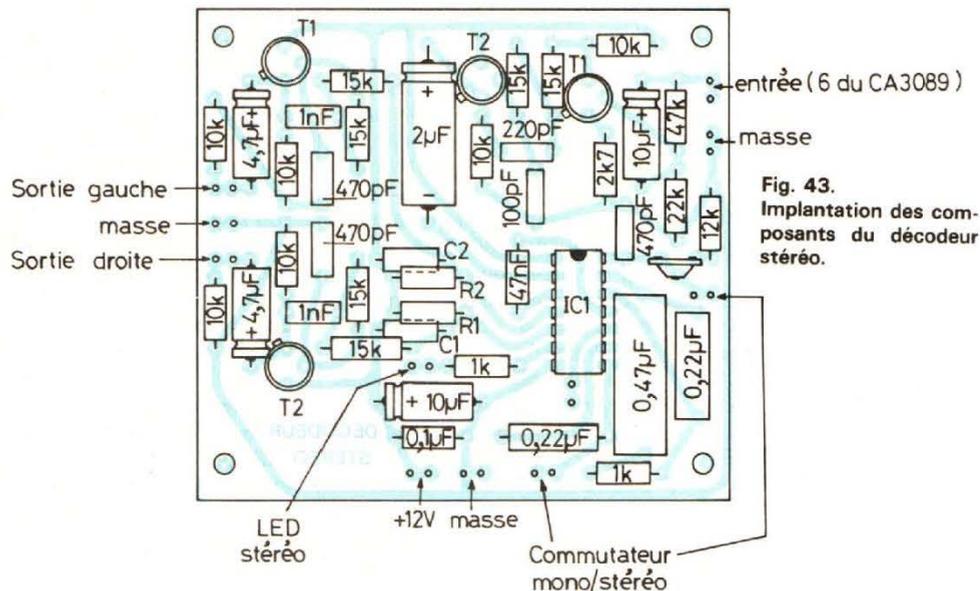


Fig. 43.
Implantation des composants du décodeur stéréo.

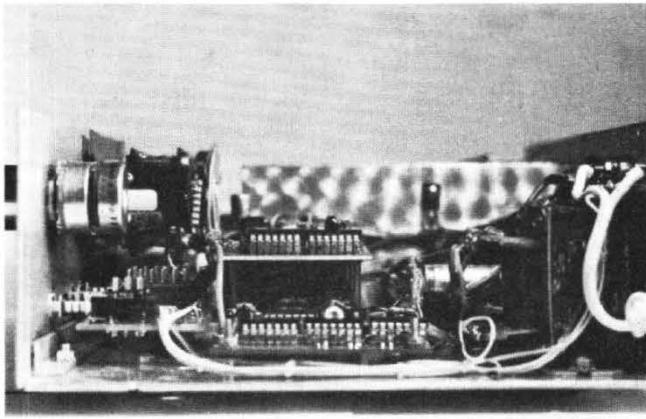


Photo 3. - La petite taille du boîtier oblige à « empiler » les circuits sans toutefois que le montage devienne trop compact.

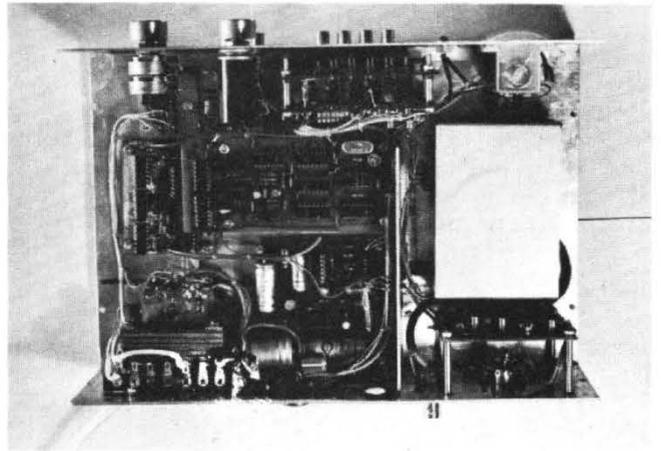


Photo 4. - On reconnaît tous les circuits commentés sur les autres photographies. Le circuit vertical à droite est le décodeur stéréo suivi des filtres actifs passe bas 15 kHz.

TDA 1200 ne donne que 140 mV ; il faut donc modifier le gain de T₁ figure 12 en conséquence (dans un rapport 3).

- placez-vous sur une station stéréo (France Musique) reçue de façon suffisamment puissante ; tourner le 10 k Ω ajustable de la figure 17 de façon à faire allumer la LED ; le passage en stéréo doit alors se faire sentir ; le réglage optimum du 10 k Ω peut se faire de deux façons :

- tournez-le de part et d'autre de façon à repérer les deux

positions extrêmes pour lesquelles la LED s'éteint ; placez-le au milieu de la zone ainsi délimitée et c'est fini

- placez-vous sur une émission Mono et branchez un fréquencemètre en 10 tournez le 10 k Ω (ou plutôt son curseur !) de manière à ce que le fréquencemètre indique la valeur la plus proche possible de 19 000 Hz. Les deux méthodes se valent compte tenu de l'excellente qualité du circuit intégré ; pour les puristes la deuxième méthode est évidemment à conseiller...

RÉALISATION PRATIQUE DU TRONC COMMUN DE L'AFFICHAGE

Il est évidemment logique de commencer par la réalisation de l'alimentation 5V. Pour des raisons d'encombrement et de simplicité nous avons choisi d'utiliser un régulateur intégré (en boîtier TD 3) ; le schéma se résume donc à sa plus simple expression (voir fig. 45). Il n'a évidemment pas été fait de cir-

cuit imprimé car dans la réalisation mécanique ; le régulateur est fixé sur la face arrière (qui lui sert de radiateur) ; les diodes et les condensateurs étant soudés sur un bout de plaquette à cosses. Il faut donc pour l'instant câbler les composants de manière provisoire sur un morceau de plaquette à cosses. Le fonctionnement est immédiat et est quasiment indestructible, puisque le circuit intégré est auto-protégé contre les court-circuits et contre les échauffements excessifs.

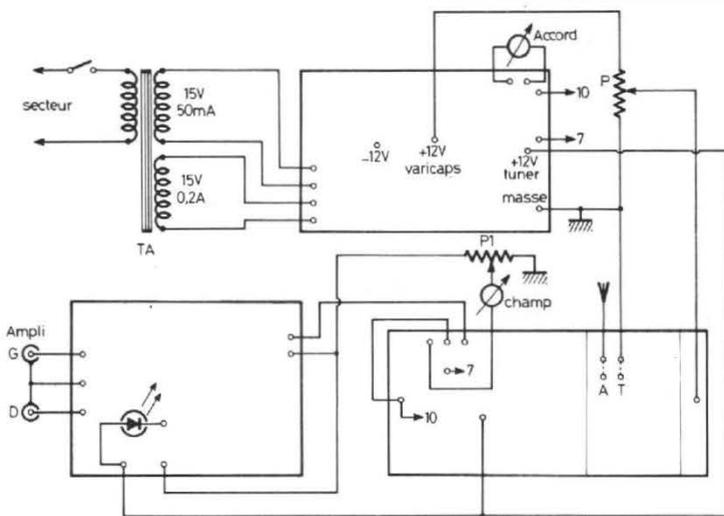


Fig. 44. - Montage de test complet.

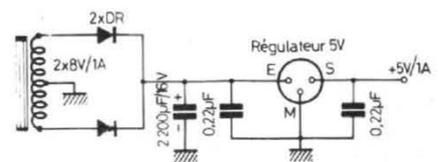


Fig. 45. - Alimentation 5 V - 1 A.

La réalisation du circuit imprimé regroupant les figures 18, 19 et 20 étant assez longue à décrire, nous ne l'étudierons que le mois prochain, cependant, afin que vous puissiez vous procurer les composants nécessaires d'ici là, nous en donnons la liste dans le tableau 2.

**REMARQUE
RELATIVE
AU MONTAGE
EXPÉRIMENTAL
DE LA FIGURE : 4**

Bien que ce montage sur table fonctionne, il ne faut pas en attendre des résultats aussi bons que ceux donnés par le tuner complet terminé et mis en boîte. D'autre part, nous attirons votre attention sur un fait assez mal connu, même d'amateurs confirmés :

- il faut, à rapport signal bruit égal, beaucoup plus de signal sur l'antenne pour une réception stéréo que pour une réception mono ; si vous êtes dans une région mal desservie ne vous étonnez donc pas de l'augmentation du souffle lors du passage en stéréo ; une bonne antenne extérieure convenablement montée peut améliorer bien des choses.

Nous n'avons pas jugé utile de câbler sur ce montage, qui n'est que provisoire, les commutateurs « muting » et Mono/Stéréo ; cela ne pose de toute façon aucun problème avec les schémas théoriques. Il ne faut pas non plus s'inquiéter si entre la mise sous tension et quelques heures de fonctionnement le vu-mètre d'accord dérive un peu ; ce léger incon vénient ne peut être supprimé que lors du montage du tuner dans son boîtier.

**REMARQUES
RELATIVES
À LA DISPONIBILITÉ
DE CERTAINS
COMPOSANTS**

- Tout d'abord, si vous ne pouvez vous procurer rapidement un μA 753 ; ne vous désolerez pas ; le tuner peut fonc-

REPERE	TYPE	REMARQUES
Fig. 8 A1 Fig. 8 IC3 et IC4	SN72741P ; MC 1741P ; LM741C ; μA 741 SN72723N ; LM723N ; MC1723P ; μA 723 ; SFC2723 ; etc.	741 723
Fig. 8 T3 Fig. 8 T4 Fig. 8 DR Fig. 8 Z1 Fig. 8 R3, R4 Fig. 8 R6 Fig. 11 F1 Fig. 12 T1, T2 Fig. 4 F1, F2	TIP29 ; BD169 ; BD135 ; BD137 2N2907A ; 2N290SA 1N4001 ; 4002 ; 4003 ; 4004 ; M6MZ etc. BZY88C12 ; BZX83C12 ; BZX46C12 4,7 k Ω 1/4 ou 1/2 W 5 % couche de carbone Pot. ajustable 10 k Ω pour CI (carbone) 2N3819 ; 2N3823 ; BF245 BC109 ; 149 ; 169 ; 184 ; 2N2484 Filtres céramique 197 MHz ; par exemple TOKO CFSE10,7 ; MURATA SFO 10,7, etc.	NPN moyenne puissance Diode 50 V 0,5 A mini. Zener 12 V 0,4 W NPN faible bruit
Fig. 4 IC1 Fig. 5 IC2 Fig. 5 D1 Fig. 5 T1 Fig. 17 IC1 Fig. 17 T1, T2 Fig. 17 LED Résistances	μA 753 CA3089 ; TDA1200 1N914 ; 1N4148 ; 1N4448 BC157 ; 177 ; 212 ; 158 ; 178 ; 2N2907 MC1310P ; LM1310N BC109 ; 149 ; 160 ; 184 ; 2N2484 N'importe quelle LED convient Toutes figures : 1/4 ou 1/2 W 5 % couche de carbone	Pas d'équivalent Pas d'autre équivalent Diode d'usage general PNP usage general Pas d'autre équivalent NPN faible bruit
Condensateurs	Toutes figures : céramique, polyester ou chimiques selon la valeur	
Fig. 44 P1 Fig. 44 P	Potentiomètre ajustable carbone 10 k Ω Potentiomètre multitours 50 ou 100 k Ω BECKMANN, HELIPOT, SPECTROL, etc.	Mieux vaut 10 tours Que 3 tours
Fig. 44 Accord	Galvanomètre à 0 central 150 μA 1 200 Ω environ ; genre OEC35Centrad	Sensibilité et résistance Peu critique
Fig. 44 Champ	Galvanomètre ordinaire graduation 0-10 ; 150 μA 1 200 Ω environ genre OEC35 Centrad	idem

Tableau 1 : liste des composants modules de base

REPERE	TYPE	REMARQUES
Fig. 18 IC1 Fig. 18 Z1 Z2 Fig. 18 V _k 200 Fig. 19 IC2 Fig. 19 V _k 200 Fig. 19 L1 Fig. 20 T1 Fig. 20 UC3 Fig. 20 IC4, IC5 Fig. 20 D1 Fig. 45 DR Fig. 45 Rég.	μA 733 ; LM733N ; MC1733P ; SN72733N BZY88C6V2 ; BZX46C6V2 etc. Self de choc VK200 de la RTC 99490 Fairchild Voir ci-dessus Réalisation « maison » sur une résistance 2N914 ; 2N2369A, 2N918 SN7420N ; DM7420N ; SFC420 E SN7490N ; DM7490N ; SFC490E OA85 ; 95 ; 79 ; AA119 ; 121 1N4001 à 4006 LM3094 ; SFC2309R ; MC7805SC MLM309K etc.	733 Zener 6,2 V 0,4 W Voir texte Pas d'équivalent Transistor rapide 7420 TTL 7490 TTL Diode Ge usage general Diodes 50 V - 1 A mini. Régulateur intégré 5 V 1 A

Tableau 2 : composants du tronc commun affichage

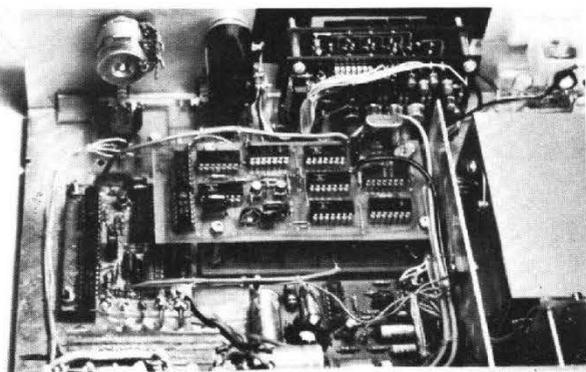


Photo 5. - Au centre : la base de temps à quartz. - L'oscillateur à la fréquence FI stabilisé à l'aide d'un filtre céramique. - A droite le tuner proprement dit (de l'antenne à la BF) dans son boîtier blindage. - A gauche : le prédiviseur VHF ultra sensible (entrée 100 MHz quelques mV).

tionner sans lui (au prix d'une réduction de sensibilité) il suffit de mettre un pont entre les broches 1 et 5 du support dudit circuit.

- Afin d'aider les débutants et les amateurs n'ayant pas le temps ou l'habitude de chercher, nous donnons ci-après et sans aucune arrière pensée publicitaire :

- la liste des revendeurs officiels National Semiconductor chez qui on peut se procurer le MM 74C926 (version affichage digital seulement)

- le nom de quelques revendeurs chez qui on peut trouver des composants généralement peu familiers aux personnes ne pratiquant pas la radio; pots ferrite, self VK 200, prédiviseurs VHF...

Cette liste n'est évidemment pas limitative et la consultation régulière des annonces de la revue vous sera d'un grand secours.

(à suivre)

C. TAVERNIER

LISTE DES REVENDEURS OFFICIELS NATIONAL SEMICONDUCTEUR

Applications Électroniques : 2-14, rue Bayol, 30001 Nîmes.

Applications Électroniques : 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse.

CEIM : 2 bis, rue de La Paix, 76300 Sotteville-lès-Rouen.

Disten S.A. : 80-82, rue d'Arcueil, 94150 Rungis.

Facen Lille : 6, rue Émile-Rouze, 59000 Lille.

Facen Nancy : ZI d'Heillecourt, 54140 Nancy-Heillecourt.

Facen Strasbourg : ZI rue Vauban, 67450 Mundolsheim.

Sterc Maissiat : 2, rue Sévigné, 44 Nantes.

Ets Debelle : ZI de Sasse-nage-Fontaine, 13, rue Mar-cet, 38600 Fontaine.

On peut se procurer les PFR 23, VK 200 et 95H90 chez Beric.

Le μA 753 est assez peu courant, nous en avons trouvé chez Radio Lorraine.

On peut trouver les filtres céramique chez Lextronic Télécommande et chez Dahms Electronique.

Les adresses des maisons citées figurent dans la revue.

RECTIFICATIF

Dans l'article « Réalisez un tuner FM à affichage digital », N° 1610, page 65, 1^{re} colonne, les durées doivent être lues t_1 , t_2 , t_3 ... et non T_1 , T_2 , T_3 ... comme indiqué dans le texte paru.

Par ailleurs, la deuxième égalité de cette colonne doit voir son deuxième membre multiplié par t_1 pour que ce résultat soit homogène.

Nos lecteurs voudront bien excuser ces erreurs matérielles.



un métier lucratif dans la TV

Utilisez vos connaissances actuelles pour devenir un vrai spécialiste par l'une des Méthodes E. T. N. de Fred Klingler.

Selon votre niveau, choisissez :

TECHNICIEN EN TÉLÉVISION : pour les électroniciens (même débutants) désireux de faire carrière en TV (formation complète, y compris couleur, transistors et dépannage). Durée 10 à 12 mois.

DÉPANNEUR TÉLÉVISION N & B : pour ceux qui, ayant des notions de Télé, veulent devenir dépanneur libre ou salarié. Durée 5 à 8 mois.

DÉPANNEUR T. V. COULEUR : pour les professionnels qui doivent connaître la couleur à fond. Durée 4 à 6 mois.

Pour la couleur, diapositives montrant les effets des pannes et des réglages.

UNE VRAIE POSSIBILITE DE FAIRE MIEUX

"En direct" avec un enseignant praticien, c'est ce que vous apportent ces cours clairs, "vécus", très illustrés, visant d'abord à la réussite pratique.

Dépense modérée plus notre fameuse **DOUBLE GARANTIE**

Essai, chez vous, du cours complet pendant tout un mois, sans frais. Satisfaction finale garantie ou remboursement total immédiat.

Postez aujourd'hui le coupon ci-dessous (ou sa copie) : dans quatre jours vous aurez tous les détails.

ETN

Ecole des **TECHNIQUES NOUVELLES**
école privée
fondée en 1946

20, rue de l'Espérance - 75013 PARIS

POUR VOUS

OUI, renseignez-moi en m'envoyant, sans engagement (pas de visiteur à domicile, SVP), votre documentation complète n° 701 sur

- TECHNICIEN EN TÉLÉVISION
- DÉPANNEUR TV PROFESSIONNEL
- DÉPANNEUR TV COULEUR

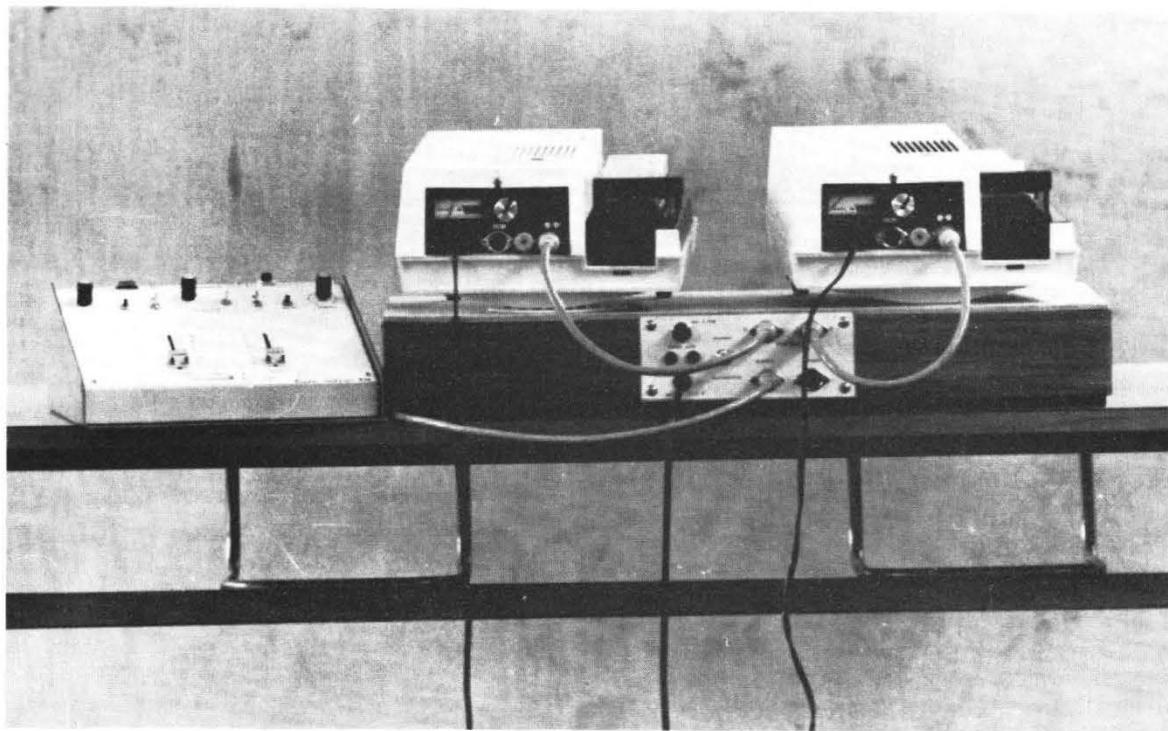
Nom et adresse _____

(ci-joint, deux timbres pour frais postaux)



market-publit bourges

UN FONDU ENCHAÎNÉ



A MODULATION DE FREQUENCE

(suite et fin voir N° 1608 et N° 1610)

RÉGLAGES

Il faut disposer de :

— un générateur sinusoïdal délivrant au moins 1 volt crête à crête en sortie et étalonné, ou mieux d'un fréquencesmètre en sus du générateur.

— Un voltmètre continu et alternatif $R \geq 20\,000$ ohms/volt.

— Un oscilloscope étalonné.

Le plus sûr d'obtenir facilement de bons résultats et l'interchangeabilité des bandes entre différents propriétai-

res de fondus est de suivre point par point, rigoureusement, la gamme opératoire suivante. Après avoir écrit cette gamme, nous nous sommes astreints à la suivre sur un montage neuf n'ayant jamais fonctionné. Nous sommes parvenus au bout très rapidement et avons fait l'expérience de passer un programme enregistré sur un autre fondu. Eh bien, cela a fonctionné parfaitement !

1) Travaux préalables. Déconnecter la platine principale entièrement. Confection-

ner un cordon « volant » pour relier un projecteur à la platine (plan n° 22).

S'assurer qu'il n'y a aucun court circuit dans les alimentations sur la platine : 24 V \approx , +15, -15, +6, -6.

Au moyen de ce cordon volant, raccorder un projecteur au connecteur « projecteur gauche ». L'autre connecteur femelle, reste en l'air pour le moment, immobilisé pour éviter tout court circuit. Ouvrir l'interrupteur du cordon volant pour éviter la mise sous tension intempe-

tive du relais de marche avant du projecteur.

Raccorder le générateur au connecteur « magnétophone » aux bornes 0-E, blindage à la borne 0 bien entendu.

Court-circuiter les bornes 0 et E/R sur le connecteur « pupitre ».

2) Mettre le projecteur sous tension. S'assurer de suite que l'on a bien toutes les tensions continues et qu'il ne se produit aucun échauffement anormal. Laisser ainsi sous tension au moins 10 minutes avant

d'entreprendre la suite des réglages.

Régler le générateur pour obtenir en sortie un signal d'amplitude 1 V Crête à crête et de fréquence 500 Hz. Brancher l'oscilloscope sur le collecteur du transistor T9 (point A). Tourner le potentiomètre P1 à fond vers la droite. L'on doit observer un signal d'environ 4 V c à c.

3) Connecter l'oscilloscope à l'entrée 4 (point B) du circuit intégré CI₂. On doit obtenir environ 5 V c à c (oscillogramme B).

4) Ajuster la fréquence du générateur à 5 000 Hz même niveau. Le signal disparaît presque entièrement.

5) Connecter l'oscilloscope à l'entrée 4 (point L) du circuit intégré CI₆. Le générateur est toujours réglé à $f = 5\,000$ Hz. Le signal doit être conforme à l'oscillogramme L.

Ajuster de nouveau la fréquence du générateur à 500 Hz même niveau. Le signal doit disparaître presque entièrement.

6) Connecter l'oscilloscope à la sortie 10 du circuit intégré CI₃ (point C) et un voltmètre continu calibre 10 V entre la sortie 10 du circuit intégré CI₄ (point D) et la référence 0 V.

Tourner le potentiomètre P₃ à fond vers la gauche. Régler le générateur sur 600 Hz exactement. Ajuster le potentiomètre P₂ pour que le voltmètre indique 0 V et exactement en ayant un oscillogramme conforme à celui représenté. La lampe du projecteur doit être allumée.

7) En prenant bien garde à ne pas faire de court-circuit même fugace, connecter un voltmètre alternatif calibre 30 V entre les bornes 24 V et A₂ du connecteur projecteur gauche, ce qui revient à le connecter aux bornes de la lampe de projection.

Régler le générateur sur 300 Hz exactement. Ajuster le potentiomètre P₃ afin qu'il ne reste plus que 1 V_{eff} aux bornes de la lampe de projection.

Note : De cette façon, il ne subsiste aucune lumière appa-

rente sur l'écran en cours de projection, mais le filament de la lampe de projection est préchauffé. La lampe souffre moins lors de flashes et ceux-ci sont plus secs.

Ne plus retoucher ensuite à ces réglages.

8) Régler la fréquence du générateur sur 3 000 Hz amplitude toujours 1 V_{CC}. Placer le curseur du potentiomètre P₈ à mi-course. Fermer l'interrupteur sur le cordon de liaison au projecteur. S'il y a lieu, agir sur le potentiomètre P₁₀ pour obtenir le déclenchement du mécanisme de marche avant du projecteur.

Annuler le signal du générateur. Ajuster s'il a lieu le potentiomètre P₁₀ pour stopper le mécanisme et aller très légèrement au-delà du point provoquant l'arrêt. Rétablir brièvement le signal 3 000 Hz et le couper plusieurs fois de suite pour s'assurer que le bon point de réglage est obtenu. Une vue doit passer à chaque rétablissement.

9) Couper l'alimentation du projecteur. Débrancher les connecteurs 7 broches le reliant à la platine et connectez-le cette fois à la sortie projecteur droit, l'autre connecteur (1 fil) est raccordé à la platine côté projecteur gauche. Ouvrir l'interrupteur de cordon. Remettre sous tension, attendre quelques minutes à nouveau la stabilisation des températures des composants.

10) Connecter l'oscilloscope au point M sortie 10 du circuit intégré CI₇ et voltmètre continu calibre 10 V entre la sortie 10 du circuit intégré CI₈ (point N) et la référence 0 V. Ajuster la fréquence du générateur sur 6 000 Hz exactement, niveau de sortie 1 V c à c toujours. Tourner le potentiomètre P₆ à fond vers la gauche. Ajuster le potentiomètre P₅ pour que le voltmètre indique 0 V exactement en ayant un oscillogramme conforme à celui représenté. La lampe du projecteur doit être allumée.

11) Connecter un voltmètre alternatif calibre 30 V entre les bornes 24 V \approx et A₂

du connecteur du projecteur droit. Régler la fréquence du générateur sur 3 000 Hz exactement. Ajuster le potentiomètre P₆ afin qu'il ne reste plus que 1 V aux bornes de la lampe de projection.

Ne plus retoucher ensuite à ces réglages.

12) Régler la fréquence du générateur sur 600 Hz, amplitude 1 V c à c. Fermer l'interrupteur du cordon. S'il y a lieu, agir sur le potentiomètre P₉ pour obtenir le déclenchement du mécanisme de marche avant du projecteur. Annuler le signal du générateur. Ajuster s'il y a lieu le potentiomètre P₉ pour stopper le mécanisme et aller très légèrement au-delà du point provoquant l'arrêt. Rétablir brièvement le signal 600 Hz et le couper plusieurs fois de suite pour s'assurer que le bon point de réglage est obtenu. Une vue doit passer à chaque rétablissement. Ouvrir l'interrupteur de cordon.

13) Couper l'alimentation du projecteur. Décourt-circuiter les bornes 0 et E/R du connecteur pupitre. Connecter le pupitre. Placer les interrupteurs K₁₀₂ et K₁₀₃ levier vers le haut. Alimenter à nouveau le projecteur. Si les diodes électroluminescentes de la platine pupitre clignotent, ne pas s'en occuper. Cela signifie que l'oscillateur de scintillement fonctionne. Connecter l'oscilloscope au point X, sortie du générateur de fonctions CI₁₃. Mettre le curseur du potentiomètre P₂₃ à mi course. Ajuster le potentiomètre P₂₄ pour visualiser un signal aussi sinusoïdal que possible. Ajuster le potentiomètre P₂₃ pour obtenir une amplitude de 1,5 V c à c avec le minimum de déformation. Au besoin retoucher le réglage du potentiomètre P₂₄.

14) Connecter un voltmètre alternatif calibre 30 V aux bornes de la lampe de projection (comme expliqué précédemment) et un voltmètre continu calibre 10 V entre le point N et la référence 0.

14-1. Pousser le curseur du potentiomètre P₁₉ à fond vers le haut. Ajuster le potentiomètre

sur P₁₈ pour que le voltmètre continu indique exactement 0V.

14-2. Amener le curseur du potentiomètre P₁₉ à fond vers le bas, sans déclencher l'interrupteur X₅ de fin de course. Ajuster le potentiomètre P₂₀ pour obtenir une lecture de 1 V_{eff} sur le voltmètre alternatif.

14-3. Reprendre l'opération 14-1.

14-4. Reprendre l'opération 14-2.

et ainsi de suite jusqu'au moment où l'on ne constate plus d'interaction d'un réglage sur l'autre.

15) Le potentiomètre P₁₉ ayant son curseur au point bas, appuyer sur le poussoir flash X₆.

En agissant sur le potentiomètre P₂₂, régler les potentiomètres P₁₆ et P₂₁ de la même manière que les potentiomètres P₁₉, P₁₈ et P₂₀. Lâcher le poussoir X₆.

Attention : lors de ces réglages, ne jamais laisser le voltmètre continu être légèrement négatif en fin de réglage. Il est préférable, même conseillé de le laisser très légèrement positif, ce qui est sans incidence sur l'éclairage maximum de la lampe de projection.

16) Pousser à fond vers le bas le curseur du potentiomètre P₁₉ pour agir sur l'interrupteur X₅. L'oscillation doit cesser..

17) Couper l'alimentation du projecteur et le reconnecter comme en 1. Rétablir l'alimentation et effectuer pour tous les potentiomètres de la voie gauche, les mêmes réglages que les précédents, l'oscilloscope étant cette fois connecté au point Y.

18) Connecter l'oscilloscope au point Z. Par action à fond vers le bas du curseur du potentiomètre P₁₄, couper l'oscillateur gauche. Noter la valeur c à c de l'amplitude du signal droit restant. Procéder de même pour le potentiomètre P₁₉ et noter la valeur c à c de l'amplitude du signal gauche restant.

Ces deux amplitudes doivent avoir des valeurs à peu

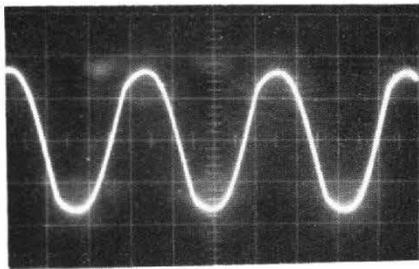


Photo 1. - Point B - 300 Hz - Y = 1 V/cm - X = 1 ms/cm.

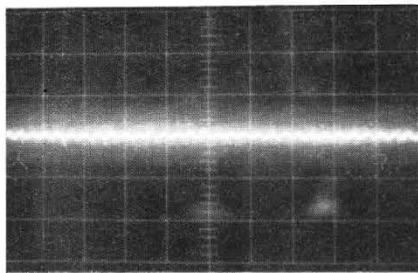


Photo 2. - Point B - 3 000 Hz - Y = 1 V/cm - X = 1 ms/cm.

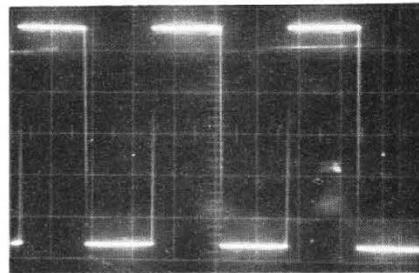


Photo 3. - Point V - 300 Hz - Y = 5 V/cm - X = 1 ms/cm.

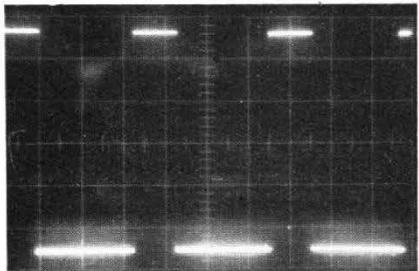


Photo 4. - Point C - 300 Hz - Y = 5 V/cm - X = 0,5 ms/cm.

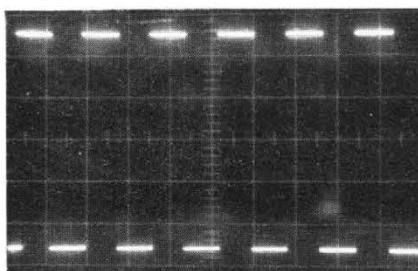


Photo 5. - Point C - 600 Hz - Y = 5 V/cm - X = 0,5 ms/cm.

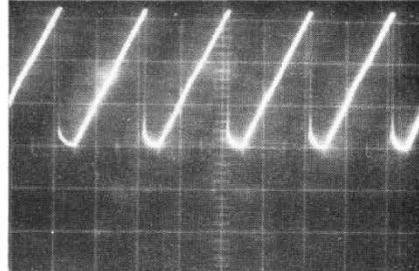


Photo 6. - Point H - Y = 2 V/cm - X = 5 ms/cm.

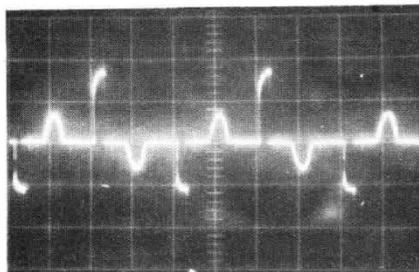


Photo 7. - Point E - 300 Hz - Y = 0,5 V/cm - X = 5 ms/cm.

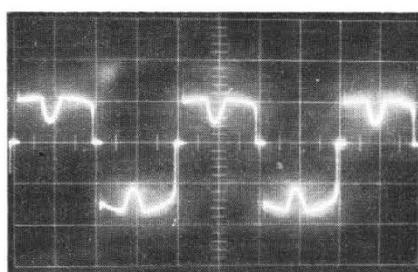


Photo 8. - Point E - 600 Hz - Y = 0,5 V/cm - X = 5 ms/cm.

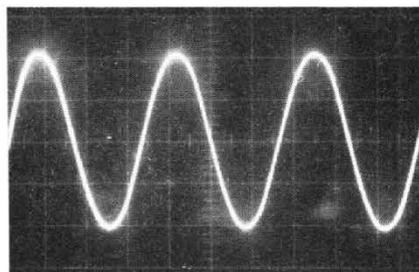


Photo 9. - Point L - 6 000 Hz - Y = 1 V/cm - X = 50 μs/cm.

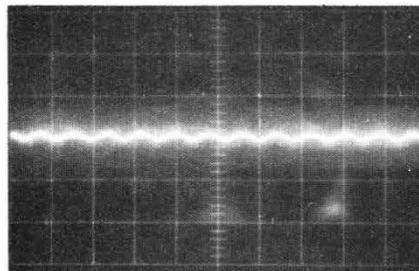


Photo 10. - Point L - 600 Hz - Y = 1 V/cm - X = 2 ms/cm.

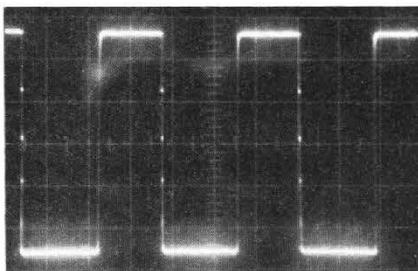


Photo 11. - Point W - 6 000 Hz - Y = 5 V/cm - X = 50 μs/cm.

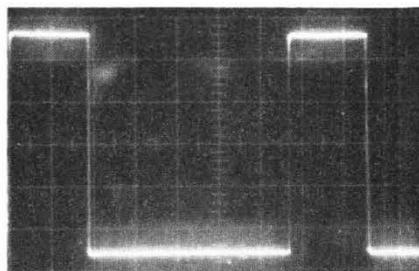


Photo 12. - Point M - 3 000 Hz - Y = 5 V/cm - X = 50 μs/cm.

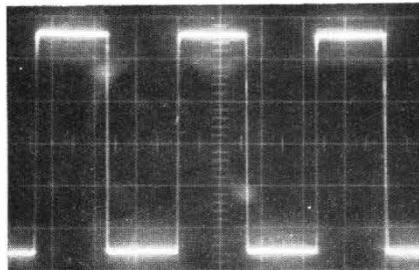
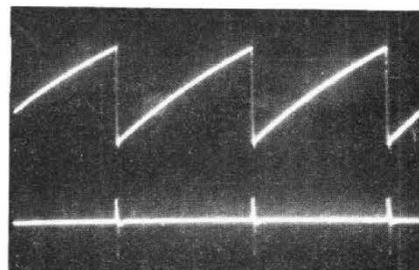
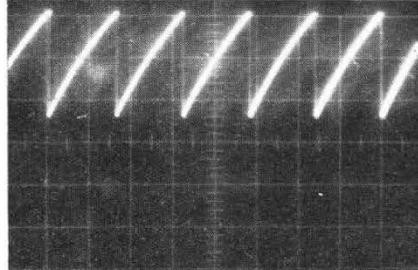


Photo 13. - Point M - 6 000 Hz - Y = 5 V/cm - X = 50 μs/cm.



Photos 14-15. - Points T et U vus à l'oscilloscope bi-courbe, montrant la coïncidence entre la décharge du condensateur C40 et l'émission de l'impulsion dans le transformateur attaquant la grille du triac.

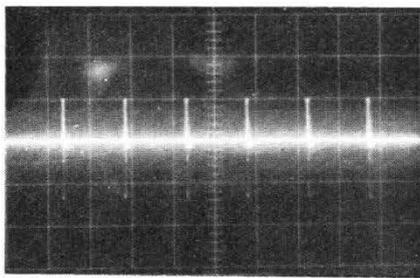


Photo 15. - Point U - Y = 5 V/cm - X = 0,5 ms/cm.

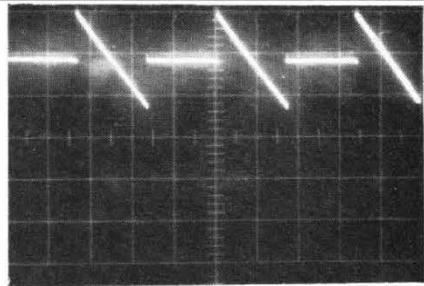


Photo 16. - Point AB - 600 Hz - Y = 0,5 V/cm - X = 0,1 ms/cm.

près égales. Sinon vérifier les composants R_{49} , R_{50} , R_{51} , R_{70} , C_{65} . Ceci est très important car lors de la reproduction des difficultés apparaîtraient pour le changement de diapo sur une voie (la plus forte en amplitude).

19) Connecter un voltmètre continu calibre 1 V entre le point AD, curseur du potentiomètre P_8 et la référence 0. Retoucher s'il y a lieu le réglage du potentiomètre P_8 pour obtenir 0 V.

Les réglages des platines (et leur dépannage éventuel) sont terminés, sous réserve que l'oscillateur de scintillement fonctionne (par. 13) et que ses réglages sont opérants. Monter les platines dans le coffret et le pupitre.

20) Relier les deux projecteurs et le pupitre au moyen des cordons définitifs. Contrôler le bon fonctionnement en position manuel, y compris le scintillement. Les curseurs des potentiomètres ajustables de la platine pupitre étant accessibles par le dessous, une rectification reste possible le cas échéant.

Raccorder le magnétophone. S'assurer que les têtes soient bien propres et que leur usure ne soit pas excessive, sinon une remise en état préalable est impérative. Commuter le magnétophone en position enregistrement et ajuster le niveau à 0dB. Procéder à un enregistrement (piste 3) d'une séquence type sur une bande de bonne qualité et en bon état.

Commuter le fondu en position reproduction et faire redéfiler la bande en lecture.

Si tous les réglages ont été correctement effectués, la lecture reproduit fidèlement les effets suivants.

Ceci suppose que le niveau de la tension de sortie du magnétophone est de 1 V c à c. Si cette tension est trop élevée, agir sur le potentiomètre P_1 pour l'atténuer.

Si elle est trop faible, il y a lieu de prévoir un préamplificateur linéaire.

En aucun cas l'on ne devra tolérer une saturation d'étage sinusoïdal ce qui risquerait de perturber le fonctionnement du filtre actif.

Enfin, la prise de sortie du magnétophone doit être faite avant tout dispositif de correction du timbre.

21) Si vous l'avez fabriquée, raccordez la plaquette commutation automatique à la platine principale elle-même en position « manuel ». Ajuster le potentiomètre P_{151} à la limite de basculement du relais K_1 . Faire défiler la bande d'essai, le relais K_1 doit basculer dès l'apparition des signaux basse fréquence.

22) Si vous l'avez fabriquée, raccordez la plaquette éclairage salle à la platine principale et aux sorties. Branchez une lampe d'éclairage. Le fondu étant en position manuelle projecteurs sous tension, connectez le 220 V, la lampe d'ambiance doit s'allumer. Basculer manuellement le fondu en position reproduction, la lampe d'ambiance doit s'éteindre progressivement. Ajuster le temps d'extinction à la valeur voulue (15 secondes est une valeur courante) par action sur le potentiomètre

P_{202} au moyen d'un tournevis isolé.

Attention : A l'exception des éléments D_{201} , R_{201} , C_{201} , tous les composants de cette platine sont au potentiel du secteur. Ne pas intervenir sous tension, ou intercaler un transformateur d'isolement dans l'alimentation secteur.

23) Par action sur le potentiomètre P_{201} , ajuster le temps d'allumage. Court-circuiter les cosses poignard pour obtenir un allumage instantané.

La gamme opératoire ci-dessus suppose un fonctionnement initial correct. Il en sera ainsi la plupart du temps si la réalisation est soignée : typon, câblage imprimé, soudures, composants de bonne qualité et montés correctement. (polarité des diodes et des condensateurs électrochimiques).

EN CAS DE DIFFICULTÉ

Malgré toutes les précautions prises, certains étages peuvent ne pas fonctionner. La cause la plus fréquente réside dans des microcoupures du ruban de cuivre, défauts dus le plus souvent à des rayures mêmes minimes du photorésist.

A ce sujet, pour mettre un terme à cet inconvénient, l'auteur s'est délibérément tourné vers l'utilisation de photorésist en film sec, très résistant mécaniquement, plus rapide à insoler et d'un prix de revient au mètre carré moins élevé que les autres.

Léger inconvénient, il est de type négatif, il faut donc confectionner un film d'inversion. Mais le jeu en vaut la chandelle !

L'on peut aussi trouver des court-circuits dus à une mauvaise gravure là où les rubans sont assez rapprochés, et puis simplement... des soudures oubliées.

La gamme opératoire de réglage permet une localisation immédiate de l'étage défectueux. En se référant à la description du fonctionnement et aux oscillogrammes et relevés de tensions, le dépannage ne doit pas poser de problèmes insurmontables.

Plusieurs fondus de ce type nous étant passés entre les mains, nous faisons bien volontiers profiter les futurs réalisateurs de notre expérience en matière de pannes :
— Coupures et court-circuits dans le câblage imprimé. Le plus fréquent et de loin !

— Circuit intégré 7709 qui se cale en saturation dans un étage de rectangularisation. (Fort déséquilibre du courant d'offset d'entrée). Le changer.

— Lors des réglages, un signal, un parasite ou une impulsion de très grande amplitude appliquée à l'entrée peut bloquer le circuit intégré MC 1437 en saturation. Couper l'alimentation, remédier au défaut et remettre sous tension.

— Triacs des projecteurs ne correspondant pas exactement au modèle spécifié. Exiger du fournisseur le type indiqué ou la correspondance rigoureuse permettant un déclenchement dans les qua-

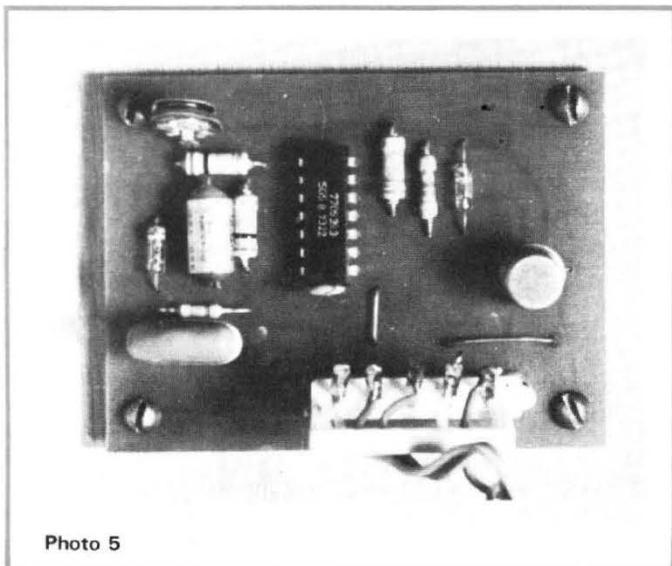


Photo 5

tre quadrants avec une intensité de gachette maximum de 50 mA.

— Générateur de fonction XR 205 n'oscillant pas ou ayant un faible niveau d'amplitude de sortie. Très rare mais non exclus.

Par contre, bien que cela ne soit pas à exclure définitivement, nous n'avons jamais trouvé de circuit intégré L₁₂₀ défectueux d'origine. C'est nous qui les avons tués par maladresse, quant ils ne l'ont pas été par une cause extérieure, le plus souvent un triac en court-circuit. Y songer avant de procéder à un remplacement éventuel, surtout vu le prix de ce circuit.

UTILISATION

La modulation de fréquence ne dispense quand même pas de l'utilisation de bandes magnétiques de qualité et d'un magnétophone en bon état passant au moins 6 000 Hz sans atténuation notable et sans déformation excessive. Si la (ou les) tête d'enregistrement lecture est usée, remplacez-la. Nettoyez systématiquement les têtes avant tout enregistrement de programme.

Bien que le système fonctionne à une vitesse de défilement de la bande magnéti-

que de 9,5 cm/s, il est préférable d'employer la vitesse de 19 cm/s. La réalisation de la piste sonore en sera facilitée ainsi la qualité de la reproduction sera améliorée.

Nous n'allons pas dresser ici l'inventaire de toutes les possibilités de trucages et d'effets possibles avec cet ensemble, d'ailleurs il ne serait pas complet. Vous les découvrirez petit à petit, et vous n'en aurez que plus de plaisir.

Voici quand même une idée pour épater vos amis :

Préparez un montage avec un « avant programme » musical, piste de topage vierge. Les connexions sont telles qu'il vous faut enregistrer la bande sonore sur la piste 1. Quinze à vingt secondes avant la fin de cet « avant programme », c'est-à-dire avant le début de la projection de la première diapositive, enregistrez les porteuses, deux projecteurs au noir. A l'instant prévu pour le début de la projection, démarrez celle-ci par un allumage sec et poursuivez votre programme jusqu'à la fin. Quinze à vingt secondes avant la fin de la bande sonore, coupez les porteuses, laissant la piste de topage de nouveau vierge.

Au moment de la projection, prenez place parmi vos amis, salle allumée, et, tout étant en place, démarrez le magnétophone au moyen de la télécommande, sans bouger. La musique commence, à l'instant prévu les lampes d'ambiance s'éteignent doucement tandis que la première diapositive fait son apparition sur l'écran. La projection se

déroule et à la fin, sur ce mot précisément, la salle se ralume tandis que la musique s'arrête, ou continue pendant l'entracte pour vous permettre de changer les paniers, et si vos amis ne sont pas complètement blasés, vous devez vous tailler un beau succès !

La manipulation de cet ensemble nécessite, cela va de soi, un certain apprentissage. Aussi, au début, contentez-vous de montages de courte durée avec des effets faciles à réaliser. Faites une répétition hors du temps avant de vous lancer dans le topage en temps réel, comme font les musiciens en somme.

Si vous commettez une erreur au début du topage, le plus simple et de tout remettre à zéro et de recommencer. Par contre si cette erreur se produit à la fin d'un montage long et difficile, pas question de tout recommencer, car vous seriez à la merci d'une autre erreur, la fatigue et l'énerverment n'arrangeant rien du tout ! Remplacez la bande magnétique en début de la dernière séquence, ou à un endroit aisément identifiable. Manuellement, insérer les dia-

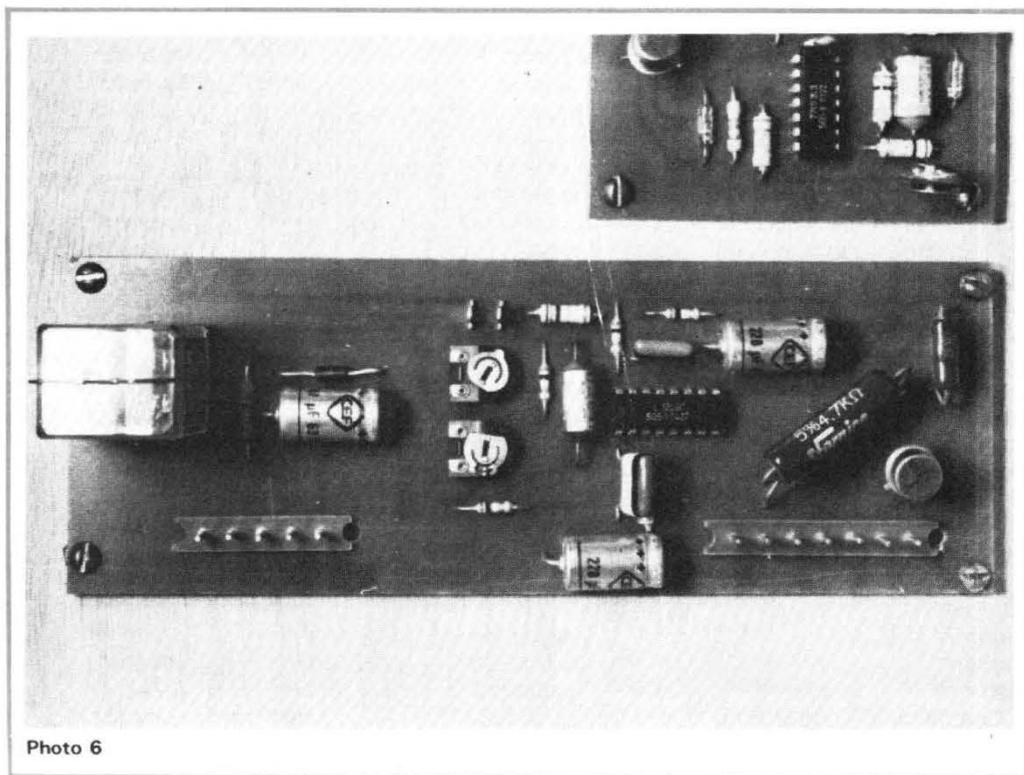


Photo 6

PRÉAMPLIFICATEUR CORRECTEUR



STÉRÉOPHONIQUE

(Suite voir N° 1615)

COMME mentionné à la fin de la première partie de cette étude, nous allons aborder maintenant la mise en coffret et les différentes interconnexions.

A) PERÇAGES DU COFFRET

Nous avons sélectionné pour « cette mise en boîte » le coffret G1, série micro de luxe réf. 5045/15. Les dimensions de ce coffret sont de 62 x 105 x 112 mm. Celui-ci se divise en cinq sous-ensembles une fois les huit vis Parker enlevées. La plaque de tôle perforée à l'intérieur n'est pas utilisée dans cette étude.

Les faces avant et arrière étant en tôle d'aluminium de 10/10, les différents perçages sont faciles à réaliser avec une chignole et des forets.

Toutes les indications nécessaires à ce travail de tôlerie sont fournies aux figures 1 et 2. La figure 1 représente la face avant, et les quatre trous de $\varnothing 8$ mm doivent être soigneusement pointés et percés si l'on veut que les axes des potentiomètres soient correctement centrés. La figure 2 qui est le plan de perçage de la face arrière est moins exigeante dans la précision, car tous les composants viennent se fixer directement sur elle (prises cinch et commutateur).

B) CÂBLAGE DES COMPOSANTS « CÔTÉ CUIVRE » SUR LES MODULES A ET B

Il s'agit de souder une diode zéner et un condensateur de découplage, côté pistes cuivrées, sur les modules A et B.

Ce travail fort simple à réaliser est appuyé par la figure 3. Surtout ne pas inverser les polarités de ces composants !

C) INTERCONNEXIONS ENTRE LES PLAQUETTES A ET B

Comme nous l'avons écrit dans la première partie de cette étude, les plaquettes A et B ne sont pas rigoureusement identiques, puisque la plaquette A reçoit en plus quatre potentiomètres dont trois doubles à axe unique. Bien qu'étant sur la plaquette A, les sections P'1 (graves), P'2 (aigus) et P'3 (volume) appartiennent à la plaquette B. Il faut donc réaliser les interconnexions entre les deux modules, ce que nous ferons avec du fil de cuivre étamé de 8/10 mm. La figure 4 vient en

aide aux lecteurs en leur précisant la distance à maintenir entre les modules, distance déterminée par les créneaux des faces avant et arrière (dans le cas de la plaquette A).

D) COMMUTATION DES DIFFÉRENTES ENTRÉES DU PRÉAMPLIFICATEUR

Vu les faibles dimensions du coffret de notre préamplificateur stéréophonique et l'abondance de composants à y loger, il est impératif d'employer un commutateur miniature. Ce commutateur rotatif doit être du type 2 galettes / 2 circuits / 6 positions. Seules 3 positions sont utilisées sur notre maquette, cependant si les lecteurs le désirent, ils peuvent fort bien utiliser les 6 en prévoyant la

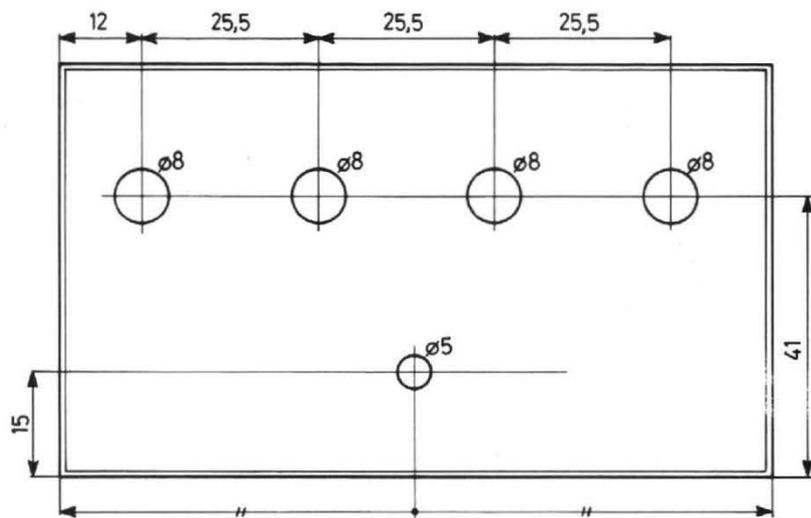


Fig. 1

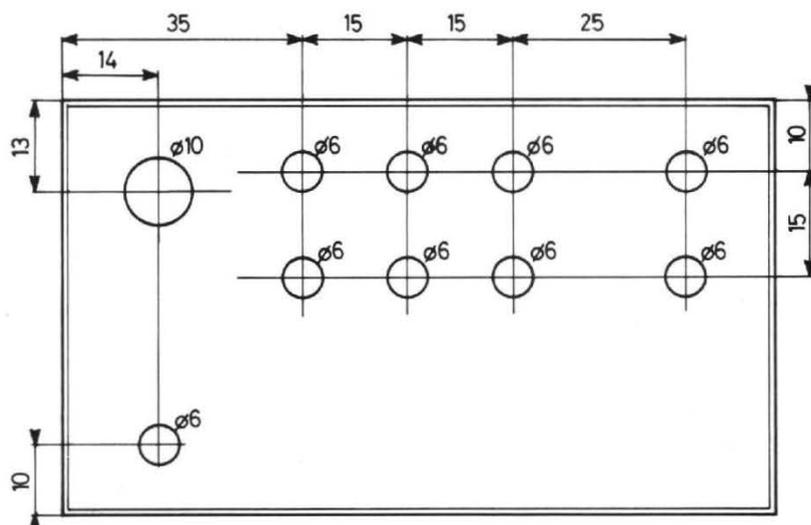


Fig. 2

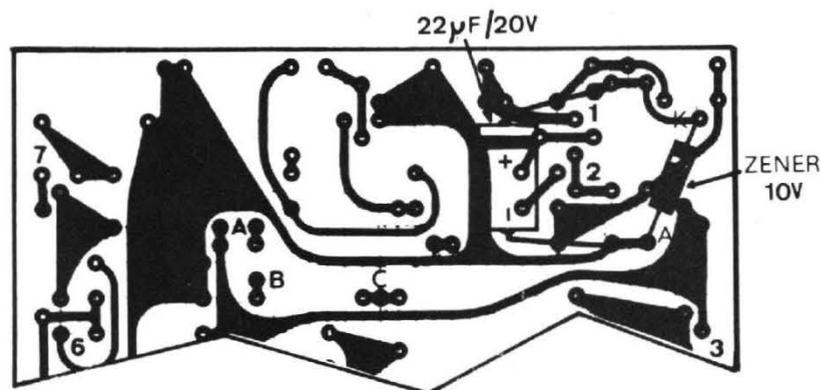


Fig. 3

disponibilité de 5 entrées « haut niveau ».

La figure 5 (a) montre l'aspect du commutateur utilisé et la position des galettes 1 et 2 qui est importante comme nous le verrons plus loin lors du câblage des « ficelles ».

La figure 5 (b) précise d'une façon théorique les liaisons à effectuer pour une voie du préamplificateur (plaquette A ou B).

E) EQUIPEMENT ET INTERCONNEXIONS SUR LA FACE ARRIÈRE

L'équipement est fort simple puisqu'il suffit de visser 9 prises cinch pour châssis et un commutateur rotatif. Attention, le commutateur rotatif ne doit pas avoir un diamètre supérieur à $\varnothing 24$ mm.

Les prises cinch de par leur conception mettent directement la masse (ou 0 V du montage) au châssis, cependant nous avons jugé préférable de réaliser les différentes liaisons entre les cosses de ces prises d'une façon électrique.

En haut et à droite de cette face arrière, nous retrouvons la galette 1 du commutateur de fonctions.

Dans le cas de l'entrée pour PU magnétique, les liaisons entre prises cinch et modules A de B se font directement sans passer par le commutateur.

En bas et à droite de cette figure 6, une prise cinch permet d'alimenter le préamplificateur en + 20 volts. Une diode zéner fixe ce potentiel et un condensateur électrochimique de 47 nF sert de découplage.

Et oui ! précisons le tout de suite, ce préamplificateur n'est pas autonome, il lui faut une alimentation extérieure qui sera prélevée sur le bloc de puissance. Nous avancerons deux arguments à cet état.

– Les faibles dimensions du coffret que nous nous étions fixés ne permettaient pas d'y loger un transformateur, même de faible volume.

– Surtout et avant tout, nous

avons songé aux performances de ce préamplificateur.

L'absence de transformateur réduit à néant tout risque de rayonnement, d'où une absence totale de ronronnement à 50 Hz, tout juste un très léger souffle en entrée bas niveau (cas du PU magnétique).

Vu les faibles longueurs de « ficelles » reliant les prises cinch et le commutateur (et l'absence de transformateur), on peut utiliser du fil ordinaire.

F) CÂBLAGE DE LA GALETTE 2 DU COMMUTATEUR

Le plan de câblage est celui de la figure 7. Du fil de câblage ordinaire fera fort bien l'affaire.

G) QUELQUES CONSEILS POUR LES INTERCONNEXIONS DES MODULES A ET B AUX ÉLÉMENTS EXTÉRIEURS

- Tout d'abord relier les modules A et B entre eux au niveau des potentiomètres.

- Normalement on a déjà dû souder les différents fils sur les deux plaquettes : fils A-B-C, alimentation, fils entrée et sortie en blindé. Ces fils doivent avoir une longueur de 10 cm environ chacun.

- Relier les prises cinch au commutateur (galette 1) et effectuer les différentes liaisons de masse (suivant le plan de la figure 6).

- Emboîter les plaquettes A et B dans les créneaux des faces avant et arrière à la hauteur indiquée (suivant la figure 4).

- Souder les fils d'alimentation 0V et +20V des deux plaquettes au niveau de la prise cinch.

- Revisser la platine inférieure en U au moyen des 4 vis Parker, en prenant soin avant de faire apparaître les fils A-B-C et les blindés « entrée-sortie » de la plaquette B au-dessus de la plaquette A. On obtient alors un montage rigide.

- Souder les fils de liaisons A et B des modules au commutateur, galette 2.

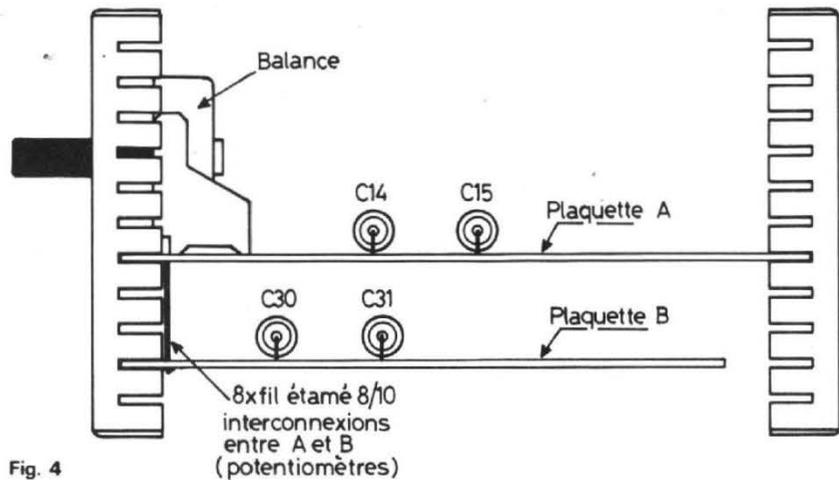
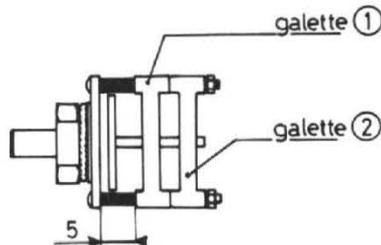


Fig. 4



Commut. 2 galettes - 2 circuits - 6 positions (blocage à 3 positions)

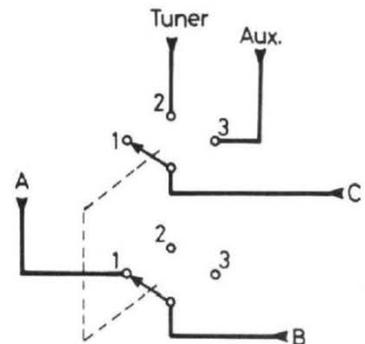


Fig. 5

Commutations pour plaquette A (ou B)

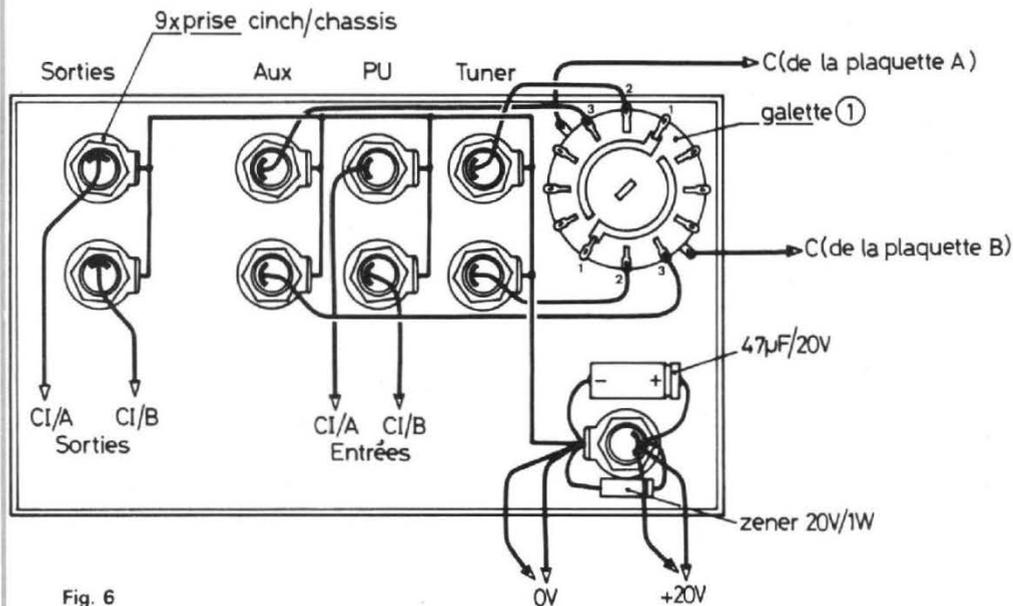


Fig. 6

Fig. 7

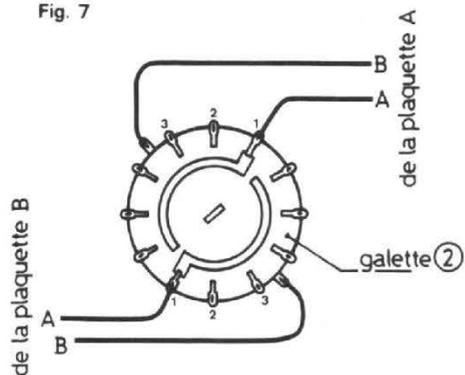


Fig. 9

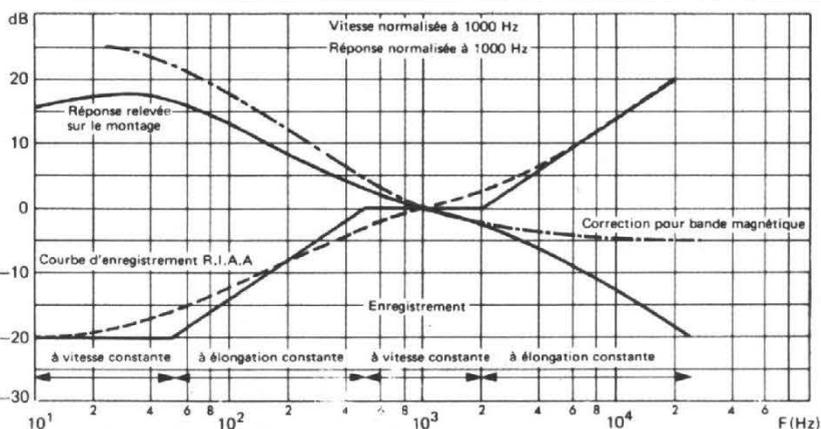


Fig. 9

- Souder les fils de liaisons C des modules au commutateur, galette 1.

- Souder les fils blindés « entrée » aux prises cinch-PU, le blindé du module A étant soudé à la prise supérieure. Seul le point chaud est à souder, la tresse de masse étant laissée en « l'air ».

- Souder les fils blindés « sortie » aux prises cinch-sorties, seul le point chaud est à souder (âme du conducteur).

- C'est terminé.

des faces avant et arrière. Ces deux plaquettes peuvent être gravées dans de l'aluminium brossé de 8/10 mm, aluminium photosensibilisé qui se grave comme un circuit imprimé. On peut au choix procéder par positif ou négatif. Précisons que le positif donne une face avant (ou arrière) noire avec des inscriptions gravées en blanc.

consommation des transistors suivants (courants collecteurs):

- Q₁ : 30 μ A
- Q₂ : 800 μ A
- Q₃ : 1,7 mA
- Q₄ : 2,7 mA
- Q₅ : 3 mA
- Q₆ : 800 μ A
- Q₇ : 10 mA

J) PERFORMANCES DU PRÉAMPLIFICATEUR

I) La courbe RIAA

La courbe RIAA est celle de la figure 9. Elle est très proche de la courbe à l'enregistrement (à l'inverse bien entendu puisque la somme des deux donne une ligne droite ou réponse linéaire).

II) Le correcteur de tonalité

Nous avons déjà donné quelques résultats dans notre étude théorique, les courbes de la figure 10 viennent confirmer nos dires. Nous voyons que le plateau se situe à 800 Hz. L'efficacité maximale du potentiomètre de « graves » de + 19 dB et - 21 dB se situe vers 15 Hz.

Le potentiomètre des « aigus » permet une dynamique de + 19 dB et - 16 dB à 40 kHz. Dans la bande passante qui nous intéresse le plus (de 50 Hz à 20 kHz) nous trouvons une action de : + 15 dB à - 17 dB pour les graves + 17 dB à - 15 dB pour les aigus.

III) Variation de l'impédance d'entrée de T₁

Comme l'indique la figure 11, l'impédance d'entrée de T₁ varie en fonction de la fréquence. On peut constater toutefois que de 100 Hz à 10 kHz celle-ci reste constante.

H) HABILLEMENT DES FACES AVANT ET ARRIÈRE DU COFFRET DU PRÉAMPLIFICATEUR

Les figures 8 (a) et 8 (b) donnent un exemple de gravure

I) MISE SOUS TENSION DU PRÉAMPLIFICATEUR

Aucun réglage n'est nécessaire, dès la mise sous tension, le préamplificateur doit fonctionner correctement.

On peut effectuer quelques vérifications en considérant la

K) NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- Coffret GI réf. 5045/15
- 9 prises RCA (ou cinch) pour châssis
- Commutateur rotatif miniature : 2 galettes, 2 circuits, 6 positions
- 2 diodes zénères de 10 V/500 mW
- 1 diode zéner de 20 V/1 W
- 2 électrochimiques de 22 μ F/20 V

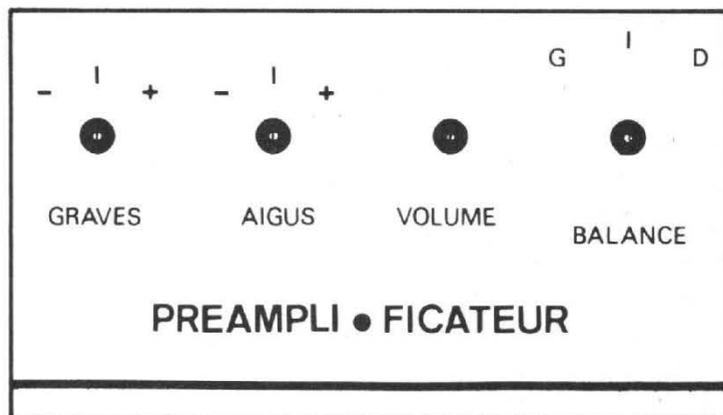
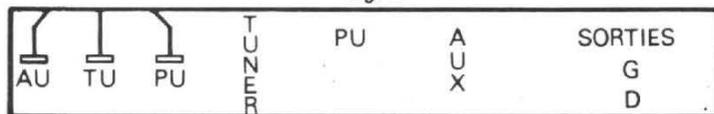


Fig. 8



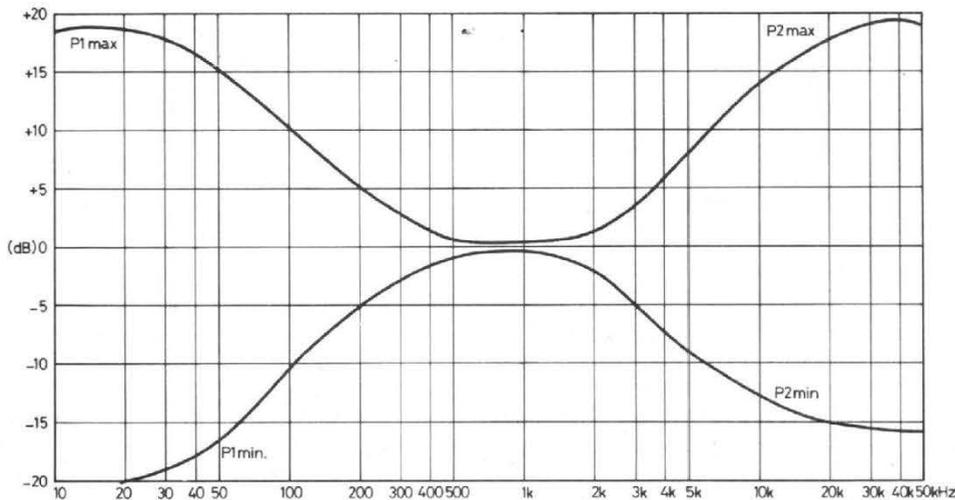


Fig. 10

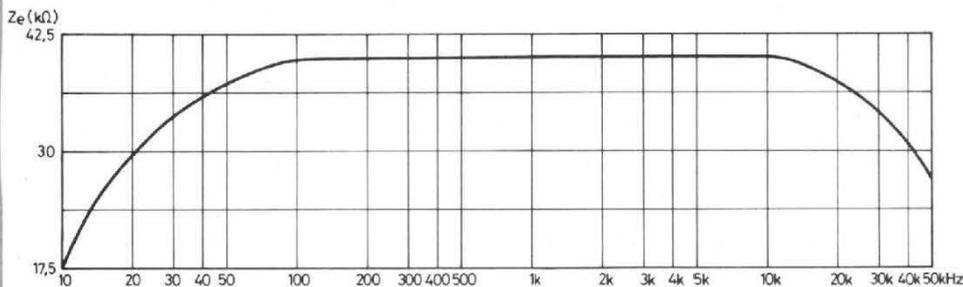


Fig. 11

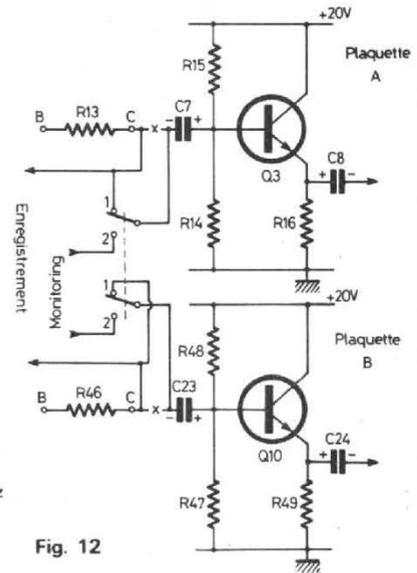


Fig. 12

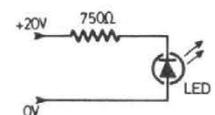
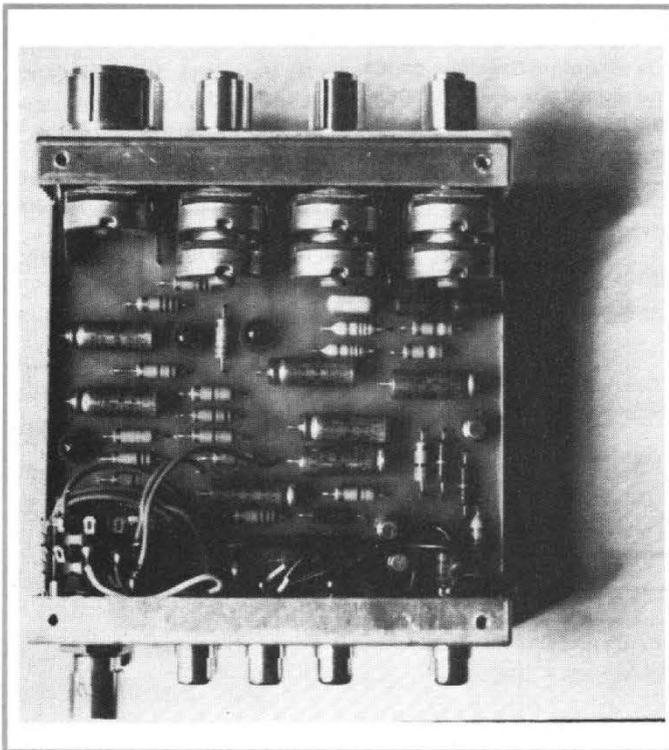


Fig. 13



- 1 électrochimique de 47 μ F / 20 V
- 5 boutons au choix
- Fil de câblage et fil de cuivre étamé de 8 / 10 $^{\circ}$.

L) COMPLÉMENT D'INFORMATION

I) Adjonction d'un monitoring

Nous pensons qu'un bon nombre de lecteurs intéressés par cette étude possèdent un magnétophone permettant la lecture directe de ce qu'ils enregistrent pour un contrôle auditif. Un monitoring est donc indispensable. La figure 12 donne toutes les indications nécessaires à ce montage. Bien entendu il faut équiper la face arrière du préamplificateur de 2 prises complémentaires et la face avant d'un inverseur double.

II) Témoin de mise sous tension

Sur le plan de perçage de la figure 1, nous avons prévu un trou de \varnothing 5 mm. Celui-ci est destiné, si on le désire, à y insérer une diode LED.

Cette diode LED sera raccordée à la prise cinch d'alimentation suivant le schéma de la figure 13. Une résistance chute l'excédent de tension qui est ici de + 15 V.

Ce préamplificateur stéréophonique miniature possède d'excellentes caractéristiques qui lui permettent de servir de base à la constitution d'une chaîne HiFi. On pourra alors choisir un bloc de puissance et des enceintes classiques ou accéder directement aux enceintes asservies.

D.B.

ENSEMBLE DE RADIOCOMMANDE



MRC 772

CET ensemble de radio-commande est d'origine japonaise. Les japonais ont tendance à produire des appareils dont le prix de vente est en général assez bas, ce qui est confirmé ici par cet ensemble. Il fonctionne sur 72 MHz, est alimenté par piles et est à deux voies, sans possibilité d'extension. Son prix de vente n'est que de 520 F, une performance, d'autant plus qu'il ne s'agit pas d'un kit. Difficile d'aller plus bas dans les prix.

L'alimentation par piles constitue un inconvénient si on

désire utiliser l'ensemble sur un appareil destiné à évoluer pas mal de temps et fréquemment. Pour un avion, il sera évidemment recommandé de surveiller l'usure des piles avant le décollage. Le faible prix de vente se solde par une augmentation des dépenses d'utilisation. Ces piles du type bâton miniature AA peuvent être remplacées par des accumulateurs cadmium nickel type bâton de 450 mAh dont on connaît l'autonomie et qui ont l'avantage de pouvoir être rechargés avant chaque vol, ce qui revient à avoir des piles neuves à chaque départ. Si

l'ensemble est utilisé dans une voiture ou un bateau, les risques de casse sont pratiquement nuls, on pourra dans ces cas, préférer des piles qui pourront être utilisées au maximum de leur capacité. Aucune prise de charge n'a été prévue ici, c'est logique compte tenu de l'orientation de l'ensemble. La chute de tension des piles du récepteur se manifeste par une interaction entre les deux servos: mouvements erratiques de l'un pendant que l'on commande l'autre. Pour l'émetteur, nous avons une indication de tension par un galvanomètre à aiguille.

L'EMETTEUR

Son boîtier est moulé; le moulage permet d'obtenir des formes complexes. La matière plastique est beige clair pour le dessus et le dessous et noire pour les manches et pour les deux côtés, ces côtés étant uniquement des enjoliveurs. Deux vis permettent de fixer d'éventuelles bretelles de soutien. C'est, à première vue, le seul rôle que l'on puisse leur faire jouer.

La face arrière est striée, comme les enjoliveurs laté-

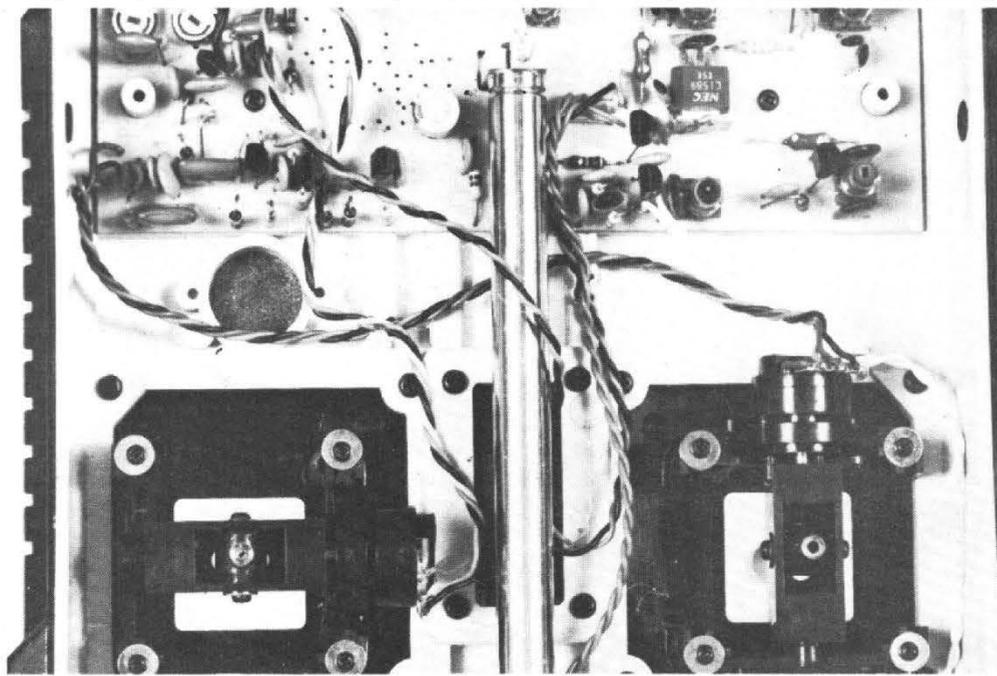


Photo 1. - L'émetteur : une électronique traditionnelle à transistors discrets. Des pièces assez complexes montées dans l'ensemble. Un beau travail de grande série.

raux ; la tenue en main est donc très bonne, même si les doigts sont gras.

Les deux commandes sont à rappel au centre, la précision du centrage est excellente, deux vis à tête creuse et hexagonale servent à régler la tension du ressort de rappel. Nous avons donc la possibilité d'ajuster la douceur des manchettes en fonction de ses préférences. Le centrage associé à la précision du servo assure une bonne précision puisque correspondant à moins d'un tour du moteur.

Les manchettes sont dotés d'un trim assurant 12 tours de moteur soit une course de 1 mm de part et d'autre de la position centrale et pour le trou le plus extérieur du disque du servo. Nous avons donc une précision de centrage de $\pm 0,1$ mm, ce qui est correct. La course totale étant de ± 6 mm.

Les deux manchettes sont du type ouvert, il n'y a pas de protection vis-à-vis des projections d'eau. L'introduction d'eau dans l'émetteur se traduirait par une augmentation de l'humidité générale, les potentiomètres et l'électronique sont hors de portée des gouttes.

Ces manchettes peuvent avoir leur centrage supprimé, il faut alors installer un frein si on désire maintenir la position du manche. Rondelles élastiques, cordes à piano pourront être alors d'un grand secours. C'est

au propriétaire de l'ensemble d'assurer cette éventuelle modification. Comme les deux manchettes sont vissés on peut aussi en modifier l'orientation. Les fils sont d'une longueur suffisante. Un petit défaut, dû

sans doute à un oubli : il s'agit de l'absence d'immobilisation des corps des potentiomètres dans leur support. Si on doit ouvrir le coffret, ce qui n'est d'ailleurs pas nécessaire pour le changement des piles, il faut faire attention, une telle maladresse risque de modifier le zéro des servos. On pourra d'ailleurs mettre à profit cette particularité pour conserver les trims au neutre ou leur donner une course asymétrique. Un point de colle (contact) assurera alors la sécurité.

Le codeur est réalisé à partir de transistors discrets, l'intégration n'est intéressante que pour des ensembles à plus grand nombre de voies. Transistors silicium, résistances à couche, condensateurs à diélectrique plastique ont été utilisés. Le circuit imprimé est en stratifié papier bakélite de couleur claire, ce matériau reste suffisant pour travailler à 72 MHz.

La fréquence de travail de l'émetteur est modifiable, le quartz (taillé à $f/2$) est glissé dans un tiroir qui porte en clair et anodisé sa fréquence de travail. L'antenne télescopique rentre complètement dans le boîtier, elle est montée dans

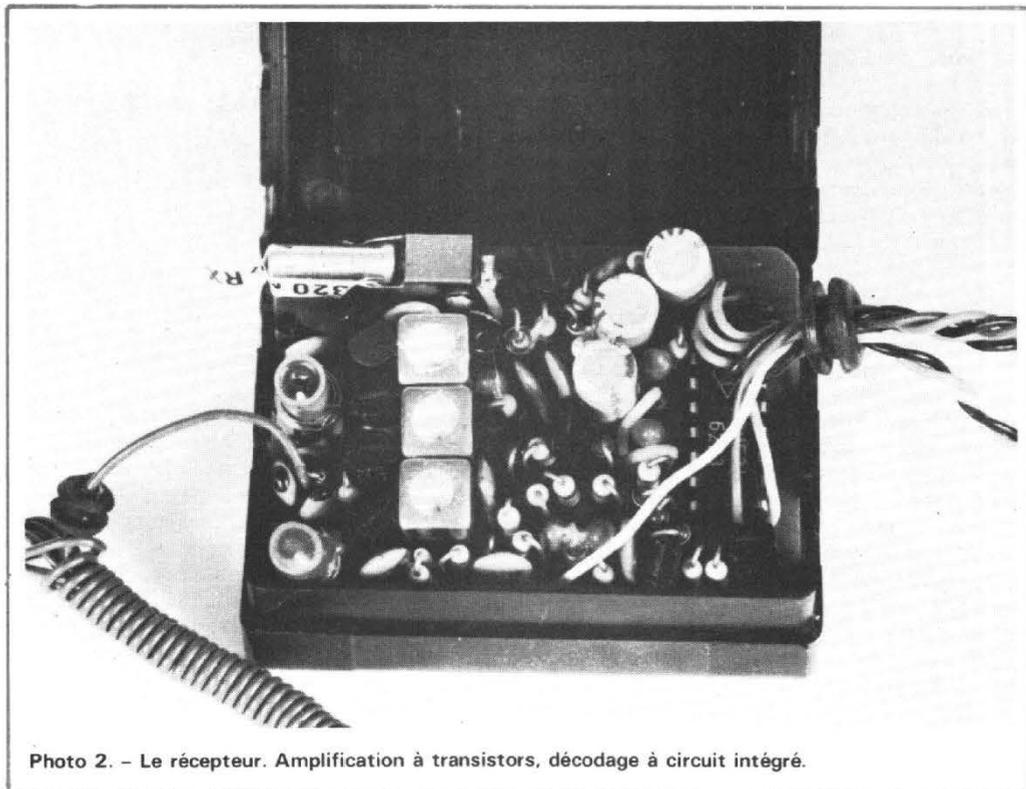


Photo 2. - Le récepteur. Amplification à transistors, décodage à circuit intégré.

l'alignement du boîtier. Un fanion aux couleurs correspondant à la fréquence de travail est livré avec l'ensemble.

L'alimentation est confiée à 8 piles de 1,5 V, ce qui nous fait une tension d'alimentation de 12 V, la consommation est d'environ 140 mA. La puissance consommée est donc de 1,6 W, la puissance de sortie doit se situer un peu au-dessous du watt. Le transistor de sortie HF est d'ailleurs un modèle du type petit transistor de puissance en boîtier plastique. (2 SC 1 589).

RECEPTEUR

Le récepteur est contenu dans un boîtier noir de 58 mm de long, 41 de large et de 22 mm d'épaisseur, un encombrement tout à fait normal compte tenu des technologies utilisées. Le boîtier est en matière plastique moulée et résistante aux chocs, la rigidité est obtenue par l'encastrement profond du couvercle sur la base. A l'intérieur, nous découvrons un circuit imprimé de verre époxy soudé à la main. Nous avons une technologie à transistors silicium pour la par-

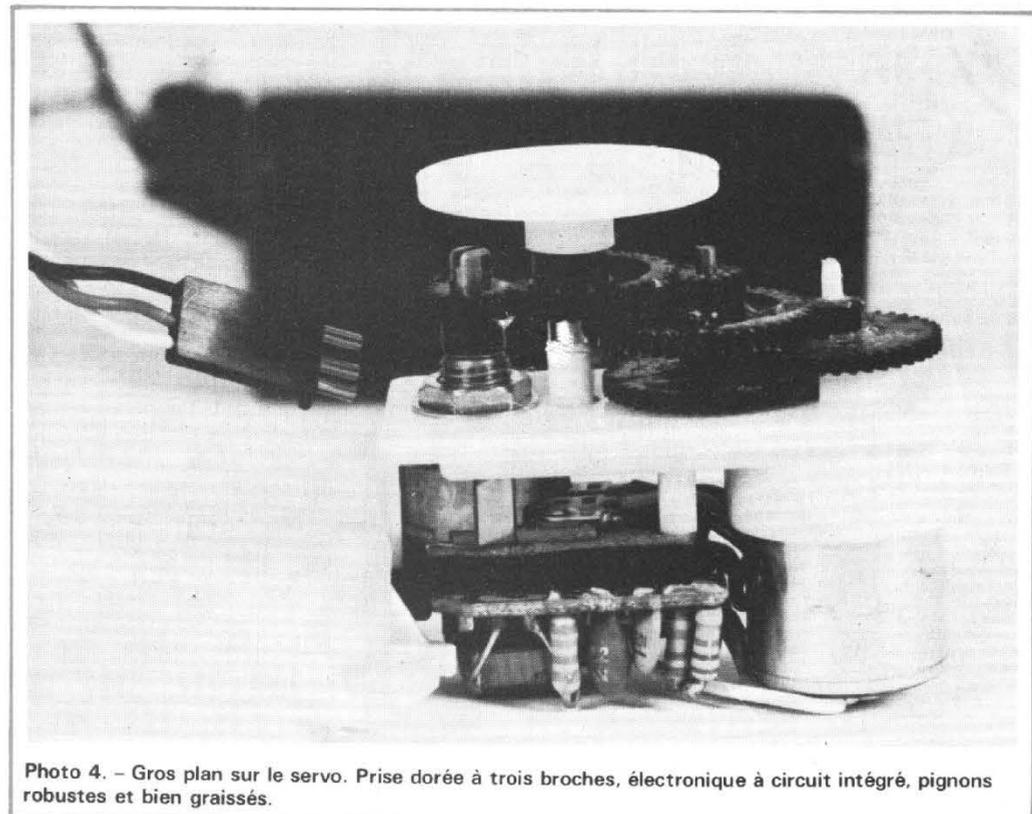


Photo 4. - Gros plan sur le servo. Prise dorée à trois broches, électronique à circuit intégré, pignons robustes et bien graissés.

tie HF et extraction de synchro alors qu'un circuit intégré se charge de diriger les ordres vers les servos. Le câble d'alimentation se compose de trois fils, dont deux pour la tension de batterie (6 V), le troisième fil

sert à la sortie de la tension détectée pour les réglages en usine ou au banc. Très pratique.

Pas de connecteur sur le boîtier, mais trois câbles à trois fils, deux pour les servos et un

pour l'alimentation. La distinction se fait par couleur, l'espacement irrégulier des broches sert au détrompage. Les broches sont dorées, ce sont les mâles qui servent de ressort, elles sont composées de plusieurs brins torsadés et pliés pour former un renflement assurant un contact élastique.

Les composants les plus fragiles sont collés entre eux, les risques de contacts accidentels entre composants sont minimisés par des gaines isolantes.

Les noyaux des FI et des bobines HF sont bloqués par de la peinture ou de la cire, le quartz est amovible, son support le pince fortement.

La fabrication est d'une très bonne qualité. A titre d'exemple, nous n'avons aucune trace résiduelle de flux décapant sur le circuit, un circuit qui a donc été nettoyé après soudure, ce qui est rare.

La fermeture du boîtier est assurée par du ruban adhésif, tout simplement. L'alimentation est confiée à quatre piles de 1,5 V qui entrent dans un boîtier moulé où elles sont maintenues fermement. L'interrupteur, dans un boîtier



Photo 3. - L'échelle : servo, récepteur et une pile d'alimentation.

transformateurs toriques

UPRATOR

220V PRIMAIRE

Puissances : 30 - 50 -
80-120-160- 220VA
Tensions secondaires
« standard »



- Aucune distorsion du signal
- Fuite nulle
- Suppression absolue de vibration par absence de plaque et d'entrefer
- Réduction de 50 % de poids et de volume, par rapport aux transformateurs traditionnels
- Magnétisation très minime du noyau
- Forme plate, spécialement adaptée aux montages sur circuits imprimés
- Installation facile par simple fixation centrale
- Possibilité d'assemblage de trois unités pour l'obtention d'ensembles triphasés
- Niveau de prix comparable aux transformateurs conventionnels
- Très adaptés aux problèmes d'alimentation HI-FI, informatique, etc.

Les secondaires, branchés en parallèle, donnent une double intensité et, en série, une double tension. Par exemple : le type 80 VA 2 x 35 V en parallèle donne 35 V sous 2,2 A, et en série 70 V sous 1,1 A.

Code de couleurs : primaire : jaune, extrémités des secondaires : rouge.

Sur demande, nous pouvons étudier d'autres puissances et différentes combinaisons de bobinages primaires et secondaires.

Pour la fixation, nous fournissons avec les transformateurs, deux disques d'acier embouti et deux disques isolants en Néoprène. L'assemblage se réalise au moyen d'un boulon M6 et d'un écrou également fournis, vissés dans le trou central.

Type	Puissance VA	Tension secondaire V	Intensité secondaire A	Dimensions et poids			Partes	
				∅ mm	Épaisseur mm	Poids kg	Fer W	Cuivre W
CS 3206	30	2 x 6	2 x 2,5	71	33	0,5	0,28	6
CS 3210	30	2 x 10	2 x 1,5					
CS 3212	30	2 x 12	2 x 1,2					
CS 3215	30	2 x 15	2 x 1					
CS 3218	30	2 x 18	2 x 0,8					
CS 3220	30	2 x 20	2 x 0,75					
CS 3222	30	2 x 22	2 x 0,68					
CS 3230	30	2 x 30	2 x 0,5					
CS 3235	30	2 x 35	2 x 0,4					
CS 3040	30	40	0,75					
CS 3050	30	50	0,6					
CS 3060	30	60	0,5					
CS 5210	50	2 x 10	2 x 2,5	81	35	0,7	0,4	8
CS 5212	50	2 x 12	2 x 2,1					
CS 5215	50	2 x 15	2 x 1,6					
CS 5218	50	2 x 18	2 x 1,4					
CS 5220	50	2 x 20	2 x 1,25					
CS 5222	50	2 x 22	2 x 1,14					
CS 5230	50	2 x 30	2 x 0,9					
CS 5235	50	2 x 35	2 x 0,7					
CS 5040	50	40	1,25					
CS 5050	50	50	1					
CS 5060	50	60	0,6					
CS 8210	80	2 x 10	2 x 4	93	35	1	0,65	10
CS 8212	80	2 x 12	2 x 3,3					
CS 8215	80	2 x 15	2 x 2,6					
CS 8218	80	2 x 18	2 x 2,2					
CS 8220	80	2 x 20	2 x 2					
CS 8222	80	2 x 22	2 x 1,8					
CS 8230	80	2 x 30	2 x 1,3					
CS 8235	80	2 x 35	2 x 1,1					
CS 8040	80	40	2					
CS 8050	80	50	1,6					
CS 12215	120	2 x 15	2 x 4	106	36	1,35	0,95	15
CS 12218	120	2 x 18	2 x 3,3					
CS 12220	120	2 x 20	2 x 3					
CS 12222	120	2 x 22	2 x 2,7					
CS 12226	120	2 x 26,5	2 x 2,3					
CS 12230	120	2 x 30	2 x 2					
CS 12235	120	2 x 35	2 x 1,7					
CS 16218	160	2 x 18	2 x 4,4	106	45	1,8	1,3	17
CS 16220	160	2 x 20	2 x 4					
CS 16222	160	2 x 22	2 x 3,6					
CS 16226	160	2 x 26,5	2 x 3					
CS 16230	160	2 x 30	2 x 2,67					
CS 16235	160	2 x 35	2 x 2,3					
CS 22218	220	2 x 18	2 x 6	125	50	2,5		
CS 22220	220	2 x 20	2 x 5,5					
CS 22222	220	2 x 22	2 x 5					
CS 22235	220	2 x 35	2 x 3,14					

TOUS MODELES SPECIAUX SUR DEVIS
Vente exclusive grossistes et fabricants

Distribution
International
Electronic

61, r. faubourg
Poissonnière
75009 PARIS
tél. 824.46.84
285.19.28

Bon pour une documentation
détaillée gratuite

Nom _____
Adresse _____

HP

de protection, se fixe sur le fuselage ou la coque du mobile par l'intermédiaire d'une plaquelette assurant une relative sécurité vis-à-vis des manipulations accidentelles.

SERVOS

Le servo est la pièce stratégique de l'ensemble de radio commande. Ce sont des servos type MR 10. L'électronique est intégrée et fait appel au dernier circuit intégré de Signetics qui est le NE 544, un circuit intégré dit « à haute linéarité ». Ce circuit est présenté en boîtier DIL, un peu plus gros que le 543 qui était en boîtier TO 100 rond. Nous avons ici un montage « trois fils ». Le moteur est un Orion, moteur de présentation proche de celle des Mitsumi bien connus, boîtier métallique d'aluminium, palier en bronze autolubrifiant fritté. Les pignons intermédiaires sont en nylon noir moulé (ou matériau de la même famille), les dents sont grosses d'un bout à l'autre de la chaîne de transmission. Un gage de robustesse. Le potentiomètre est classique, frotteur de bronze argenté, piste graphitée; une particularité: il est entraîné par un train de pignons multiplicateur permettant de l'utiliser sur la quasi-totalité de sa course.

La commande est confiée à un disque permettant divers montages des tringleries, différentiel ou non. L'orientation du disque est possible, il est monté sur un carré, nous avons donc quatre orientations.

La consommation de la réception est variable. Si la charge appliquée sur la sortie servo est importante, nous aurons une consommation à l'arrêt qui peut atteindre plus de 100 mA, attention donc. Nous avons effectué les essais sur une charge de 1 kg. Une constante de temps différente pour la contre-réaction du servo aurait permis de réduire un peu cette consommation au détriment du dépassement. Ici, ce dernier est pratiquement nul. Le dépassement permettrait en effet d'atteindre la position d'équilibre alors

qu'une sous-compensation ne permet pas de la dépasser. Il a fallu choisir un compromis. Si on veut éviter une consommation excessive, on ramènera un peu le manche en arrière après la commande. Ces considérations ont en fait une importance minime car un ensemble de RC proportionnel est fait pour corriger en permanence les déviations d'un mobile. Il est donc appelé à consommer de l'énergie en permanence. Le servo à vide, effectue son demi-trajet (depuis le neutre) en une demi-seconde, en charge, le ralentissement dépend un peu des piles.

CONCLUSIONS

Le système de radio-commande MRC 772, nous paraît être un très bon appareil pour se lancer, sans trop de frais, dans la R/C. Le choix d'une fréquence dans la bande des 72 MHz est intéressante par le fait que peu d'appareils sont encore prévus pour travailler dans cette bande. La sensibilité est suffisante pour un fonctionnement sur avion. Quant à la fiabilité, elle devrait être bonne, le soin apporté à la fabrication est indiscutable.

E.L.

LA NOUVELLE TECHNOLOGIE des composants électroniques

LES ISOLANTS

LES PROPRIETES ELECTRIQUES DES ISOLANTS

Les propriétés électriques des matériaux isolants utilisés dans les composants électroniques sont évidemment essentielles. On peut ainsi considérer la rigidité diélectrique superficielle ou massive, la résistance d'isolement superficielle ou transversale, le pouvoir inducteur spécifique, les pertes diélectriques.

Les caractéristiques les plus importantes sont la rigidité diélectrique ou tension de claquage, la résistance électrique transversale, le pouvoir inducteur spécifique, ou constante diélectrique et, enfin, la tangente de l'angle de pertes.

La première qualité à considérer est, sans doute, la résistance d'isolement, c'est-à-dire la résistance opposée au passage du courant, ou résistance transversale, exprimée en ohms par unité de surface et de longueur, qui constitue aussi la résistivité.

Les pertes diélectriques se produisent lorsqu'on applique sur l'élément isolé des tensions alternatives à fréquence assez élevée; elles diminuent la résistance d'isolement, et produisent une dissipation d'énergie. L'isolant joue alors le rôle d'un diélectrique de condensateur; il emmagasine une certaine quantité d'électricité, qui caractérise son pouvoir induc-

teur spécifique, ou constante diélectrique K .

Cette quantité d'électricité n'est pas rigoureusement en phase avec la tension indiquée; il y a un léger décalage appelé angle de pertes et défini par sa tangente, ce qui détermine pratiquement une perte d'énergie.

La constante diélectrique et le facteur de pertes varient ainsi avec la fréquence, la température et le degré d'humidité auquel l'isolant est soumis. Il faut toujours considérer des valeurs minimales qui sont pour la constante diélectrique de l'ordre de 2 à 4 et pour la tangente de l'angle de pertes de 2×10^{-2} à 2×10^{-1} .

Lorsqu'un isolant est soumis à une tension croissante, il peut enfin se produire des décharges à la surface et la tension par centimètre, qui détermine ce phénomène caractérise la rigidité superficielle. Celle-ci dépend donc de l'état de surface, en particulier, des poussières et de l'humidité, du milieu ambiant et de la nature du produit. Les isolants organiques peuvent changer de nature sous l'influence de la chaleur, ce qui facilite l'amorçage d'étincelles et la diminution des propriétés isolantes.

La rigidité diélectrique est la propriété d'un matériau isolant de supporter sans inconvénient l'application d'une tension électrique plus ou moins importante; elle est caracté-

risée par l'effet électrique minimal, ou différence de potentiel par unité de distance qui détermine la rupture ou la perforation du matériau dans des conditions déterminées de température, de forme, d'électrodes et de mode d'application de la tension. D'autres facteurs ont également une influence sur ce phénomène.

La rigidité électrique de la plupart des matériaux diminue lorsque la température augmente et on effectue habituellement des essais à des températures élevées; dans le cas de la plupart des matériaux organiques, les essais sont ainsi effectués à 90 °C.

D'autres facteurs peuvent aussi avoir une action sur la

tournez
la page

infra
vous
informe

infra

infra

infra

infra

infra

infra

infra

infra

rigidité électrique apparente; ce sont le rayon et la forme plus ou moins aigue des électrodes d'essais, la forme des signaux appliqués, la rapidité d'accroissement de la tension et sa durée d'application, le degré d'humidité du matériau, l'épaisseur de la pièce et le milieu dans lequel le matériau est plongé.

Les comparaisons de la rigidité électriques sont généralement effectuées en déterminant la tension électrique en volts par millimètre, qui détermine l'altération ou perforation, une minute après son application.

Il faut ainsi étudier suivant les matériaux et en employant une gamme étendue de températures, des épaisseurs variables, et en appliquant des tensions électriques pendant des durées variées. Les résultats varient également suivant qu'il s'agit d'un courant alternatif ou continu, et il est nécessaire aussi, la plupart du temps, d'étudier les effets produits par les impulsions lorsque le matériau doit être soumis à des transitoires et fonctionnements.

Il faut surtout déterminer la tension la plus élevée qui peut être appliquée pendant une longue durée, de manière à connaître les conditions de fiabilité du composant réalisé.

Une première indication de ces valeurs peut être obtenue en établissant des courbes temps-voltage, réalisées d'après les tensions électriques qui déterminent les perforations ou la rupture.

Le facteur de fiabilité dans les applications varie beau-

coup suivant les conditions d'utilisations et, en particulier, suivant la possibilité des altérations mécaniques et de l'humidité, qui produisent les diminutions de la rigidité électrique.

La variation de cette rigidité électrique suivant l'épaisseur du matériau est indiquée par les courbes de la figure 1, et l'effet de la température est également représenté par un certain nombre de matériaux isolants par les courbes de la figure 2.

En fait, lorsqu'un isolant est placé entre deux lames conductrices et soumis à une différence de potentiel continue de plus en plus élevée, il se produit, à un certain moment, et pour une certaine valeur de la tension, le passage d'une étincelle à travers l'isolant. Il y a perforation et décharge disruptive; la rigidité diélectrique est la propriété de l'isolant de s'opposer à cette décharge; comme nous l'avons noté, elle est exprimée en volts par mètre et par millimètre.

Par exemple, le coefficient de rigidité électrique du caoutchouc est de 10 kV par mm, pour percer une épaisseur d'un millimètre de caoutchouc il faut aussi appliquer une tension continue de 10 000 V.

Lorsqu'une tension élevée est appliquée à des conducteurs séparés uniquement par l'air et assez rapprochés l'un de l'autre, et lorsqu'on augmente la tension, il se produit une décharge dans l'air pour une certaine valeur de tension avec production d'une étincelle. Il peut également se produire un arc continu; cette tension

constitue la valeur de décharge et de formation d'arc.

Dans certains appareils électriques ou électroniques, spécialement dans les tableaux de contrôle et les éléments de commutation, les éléments actifs sont séparés par des isolants solides et par l'air qui les entoure, de sorte qu'il est possible de constater la perforation de matériaux solides, ou la production de décharges à travers l'air.

Très souvent, les pertes et les décharges se produisent le long de la surface du matériau, par suite d'une décharge superficielle ou d'une détérioration de la surface elle-même.

Ce phénomène est généralement dû, en grande partie, à la nature et à la forme d'éléments métalliques avoisinants, tels que des bords aigus ou des pointes, par exemple, qui déterminent des concentrations locales de la tension électrique.

La permittivité ou, pouvoir inducteur spécifique, ou constante diélectrique, de tout matériau diélectrique est égale, en principe, au rapport de la capacité d'un condensateur utilisant ce matériau comme diélectrique, à la capacité du condensateur ayant les mêmes armatures, mais utilisant le vide comme diélectrique. Cette propriété, est spécifique pour un matériau donné, dans certaines conditions de température, de fréquence, d'humidité, de composition, et ne dépend pas de ses dimensions (tableau 2).

Lorsque deux ou plusieurs matériaux diélectriques sont montés en série, et qu'on appli-

que une tension électrique sur le système, la différence de potentiel, ou tension aux bornes de chaque matériau diélectrique individuel, est inversement proportionnelle à la permittivité de chaque matériau. Ce phénomène est particulièrement important, lorsqu'il existe des espaces remplis d'air en série avec des isolants solides et liquides; les permittivités de ces matériaux sont toujours plus élevées que celle de l'air.

L'air peut supporter les tensions les plus élevées, mais peut déterminer des décharges Corona, la formation d'étincelles ou d'arcs électriques dans les intervalles.

Les valeurs de permittivité d'un certain nombre de matériaux isolants sont indiquées dans le tableau ci-contre. La constante diélectrique de l'air sec est approximativement égale à l'unité.

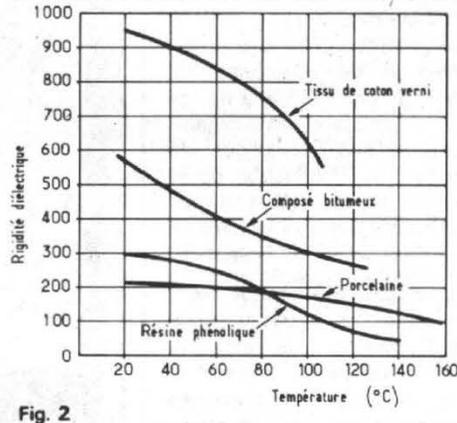
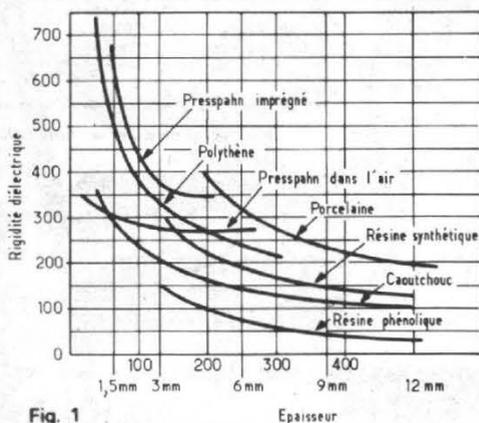
On peut classer ces matériaux diélectriques en deux catégories; polaires et non polaires. Les premiers présentent un déséquilibre permanent des charges électriques; il y a des phénomènes internes qui se manifestent par des pertes élevées, plus particulièrement à certaines fréquences dite de résonance, et à certaines températures.

Dans les matériaux non polaires, les charges électriques sont équilibrées; lorsqu'on fait varier la fréquence et la température on n'observe pas de valeurs maximales très nettes de l'angle de pertes.

Le polychlorure de vinyle ou PVC, par exemple, est un matériau isolant polaire, sa permittivité est de 10, pour les fréquences basses et s'abaisse à 3 ou 4 pour les fréquences de quelques MHz (tableau 3).

Le polystyrène est, au contraire, un matériau non polaire; sa constante diélectrique est d'environ 2,5 pour les tensions continues, et pour les tensions alternatives jusqu'à plusieurs milliers de MHz.

Les céramiques à haute permittivité, ou HK, sont des matériaux exceptionnels non polaires. Elles conservent la valeur de la constante diélectrique jusqu'à des fréquences de plu-



sieurs milliers de MHz, mais elles sont le siège d'effets importants de polarisation induite; la permittivité varie fortement avec la température, la pression, la tension appliquée, et la durée d'application.

LES PERTES DANS LES ISOLANTS

Lorsqu'on applique une tension alternative, par exemple, sur les plaques d'un condensateur, dont le diélectrique est théoriquement parfait, c'est-à-dire l'air sec ou humide, le courant passe sous la forme purement capacitive, et par rapport à la tension l'angle de phase est de 90°.

Dans les cas pratiques, et pour tous les autres matériaux diélectriques, une certaine quantité d'énergie est dissipée dans le matériau et, par suite, l'angle de phase est inférieur à 90 degrés. La valeur de l'angle complémentaire constitue une mesure des pertes qui se produisent dans le matériau sous l'action d'un courant alternatif.

Les pertes sont ainsi provoquées par les courants de fuite, l'absorption diélectrique etc. suivant la fréquence d'utilisation. Pour un bon isolant non polaire, la courbe des pertes en fonction de la fréquence peut être indiquée par le schéma de la figure 3; dans le cas d'un matériau polaire, la courbe correspondante est représentée par la figure 4.

Quand les pertes sont faibles, la variation de permittivité en fonction de la fréquence est très faible, mais, pour une certaine fréquence limite, les pertes peuvent devenir très élevées.

On peut établir des circuits

CORPS	K	CORPS	K	CORPS	K
Vide	1	Mica	6 à 8	Laque	3,5
Air sec	1,00059	Papier sec	1,5	Céramique (titanate Mg)	20
Bakélite	5 à 7	Papier imprégné	4 à 6	Céramique (titanate Cl)	80 à 120
Cellulo	4	Paraffine	2 à 2,3	Céramiques spéciales	500 à 15 000
Caoutchouc	2,2	Porcelaine	5,8	Polythène	2 à 3
Cristal	5,8 à 7,6	Stéatite	6,5	Polystyrène	2 à 3
Ebonite	2,9	Quartz	4,5		
Fibre rouge	2	Résine pure	2,6		
Marbre	8,5	Soufre	3,5		

Tableau 2

Diélectrique	Résistivité superficielle (ohms)	Résistivité volumétrique (ohm/cm)
Polythène	4×10^{14}	$10^{19} - 10^{20}$
Polystyrène	10^{16}	$10^{17} - 10^{19}$
Polytétrafluoréthylène (P.T.F.E.)	$3,5 \times 10^{13}$	
Térylène ou Mélinex	10^{13}	10^{12}

Tableau 3

équivalents en mettant en évidence les résistances de pertes, série et parallèle, mais les valeurs trouvées dépendent, en fait, de la fréquence. L'élément important est, avant tout, le rapport entre la puissance dissipée en chaleur et la puissance emmagasinée par période du courant alternatif. Ce rapport est le « facteur de puissance » des matériaux.

Le facteur de puissance l'angle de pertes et le déphasage sont indiqués par la figure 5. Lorsqu'un courant alternatif traverse, par exemple, un condensateur, le courant est en avance de phase par rapport à la tension d'un peu moins que l'angle théorique de 90°, comme nous l'avons indiqué plus haut. L'angle de pertes est généralement si faible que l'on peut utiliser sa tangente, qui est plus facile à mesurer.

Le facteur de puissance peut être représenté par l'expression bien connue :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\text{Pertes totales (watts)}}{\text{Volts efficaces appliqués} \times \text{Ampères efficaces débités}}$$

La perte diélectrique dépend ainsi de la capacité, qui, pour des dimensions données, est déterminée par la permittivité du matériau isolant. Il est pratique de considérer le produit de la permittivité et de la tangente de l'angle de pertes pour comparer les propriétés des matériaux isolants. On peut, d'ailleurs, remarquer que les pertes varient comme le carré de la tension.

Le facteur de puissance varie souvent et beaucoup comme la fréquence, et aussi avec la température. Les valeurs de l'angle de pertes augmentent habituellement avec la température, particulièrement dans les cas des matériaux plus ou moins humides, dans lesquels la permittivité augmente aussi avec la température.

Les pertes totales peuvent donc souvent augmenter d'une manière considérable, lorsque la température augmente; c'est là souvent une cause d'altération et même de perfo-

ration des matériaux électriques et électroniques isolants soumis à des tensions alternatives et spécialement lorsque ces matériaux sont plus ou moins épais.

LA RESISTANCE D'ISOLEMENT

La résistance d'isolement d'un diélectrique peut être évaluée sous la forme d'une résistivité de surface en ohms ou en mégohms ou d'une résistivité de volume en ohms centimètre.

On peut, par exemple assimiler un condensateur à une résistance très grande, et l'isolant utilisé dans ce composant est d'autant meilleur que le courant de fuite est réduit.

Le tableau 3 donne des valeurs fixes de résistances d'isolement de surface pour des matériaux électriques efficaces; la résistance d'isolement varie, d'ailleurs, avec les capacités, et c'est pourquoi on

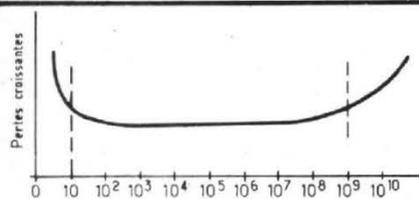


Fig. 3

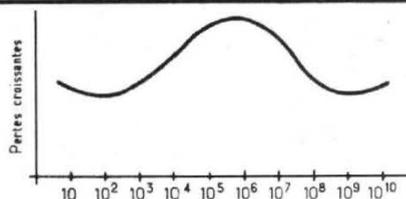


Fig. 4

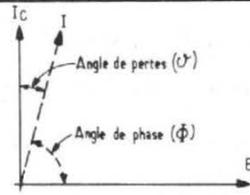


Fig. 5

l'exprime souvent en ohms-mètres.

La résistance d'isolement de bons matériaux diélectriques utilisés dans un condensateur peut être diminuée par la présence des matériaux utilisés pour la fabrication de leur boîtier, lorsque la résistance d'isolement de ces derniers est assez basse.

Pour choisir un isolant, nous devons tenir compte de sa résistance aux chocs thermiques, de l'absorption, c'est-à-dire de la conduction électrique en surface, par suite de la condensation de l'humidité ambiante, d'où l'emploi des matériaux hydrofuges. Il faut tenir compte aussi, en général, du comportement du matériau sous l'action des températures élevées et des courants haute fréquence.

Quand la température augmente, on constate ainsi, en général, une augmentation des pertes; le pouvoir inducteur spécifique diminue et l'isolant peut se ramollir.

DIVERSES CATEGORIES ET CLASSIFICATIONS DES ISOLANTS

Il n'y a pas d'isolant universel bien qu'à l'heure actuelle les problèmes d'isolation électrique soient bien souvent résolus, dans la plupart des cas, par l'emploi de matières plastiques sous toutes leurs formes. Mais la variété des problèmes posés et le grand nombre de moyens possibles déterminent souvent des difficultés particulières pour le choix des matériaux, suivant les fabrications envisagées.

On a été amené à classer ainsi les matériaux isolants suivant la température maximale d'ambiance et d'échauffement qu'ils peuvent supporter pendant une certaine durée, déterminée par l'expérience. Ce classement a été établi après comparaison de leur résistance thermique avec celle de diélectriques utilisés dans les classes A correspondant à 105 °C

maximum, et B correspondant à 130 °C.

Cette classification est ainsi surtout établie en fonction de la température: d'autres facteurs interviennent cependant comme nous venons déjà de la noter, pour déterminer les caractéristiques des isolants: l'influence de l'humidité, du froid, des moisissures, des chocs, des vibrations, des poussières, des produits chimiques et des décharges électriques d'ionisation.

Il faut également considérer les conditions de façonnage des différents produits utilisés; c'est ainsi que les produits stratifiés sont employés sous forme de plaques en plaques ou en feuilles de tubes et profilés de pièces usinées, pour la fabrication ou sous forme de plaques pour la réalisation des circuits imprimés électroniques.

Les produits moulés servent à la fabrication des pièces d'appareillage très diverses, spécialement en électrotechnique; on les constitue aujourd'hui par des résines, généralement associées à des charges minérales.

Les produits d'enrobage par coulée permettent la fabrication d'isolateurs pour l'enrobage des composants tandis que les produits moulables par injection permettent la fabrication des boîtiers isolants et des supports de tous genres.

Les produits extrudés sont employés pour l'isolation des fils et câbles et résistent particulièrement bien à l'action de la chaleur, tandis que les films sont de plus en plus adoptés en électronique et constituent des supports de base des rubans adhésifs.

Les classes d'isolants sont ainsi définies d'abord d'une manière globale en tenant compte du type et de la fonction du composant envisagé et ensuite en fonction de la tenue des isolants en milieu extérieur, et principalement de la température, mais aussi des particularités de certains climats, ce qui implique l'emploi d'isolants spéciaux ou de techniques particulières de protection, désignées sous le terme général de « tropicalisation ».

Il ne faut donc pas confondre la classe qui définit l'isolant par exemple, pour son comportement dans une gamme de températures, avec la classe d'isolation exigée, et qui est fonction de l'utilisation envisagée. Selon leur degré d'isolation, les divers matériels électriques sont rangés en classes A, B, C et D par la norme VOE OIIO, en fonction de l'importance de la réduction de l'isolement, qui est à craindre par l'action sur les isolants de l'environnement et de leurs conséquences. D'après la réglementation actuelle, le constructeur, l'installateur et l'utilisateur sont tous concernés par les problèmes d'isolement.

En ce qui concerne l'aspect purement thermique, on définit un certain nombre de classes, en tenant compte de la durée de vie et de l'échauffement maximal admissible au-dessus d'une certaine température ambiante ainsi que pour la classe, on peut accepter, par exemple, 75 °C d'élévation de température au-dessus de 40° d'ambiance, soit au total une température de 115 °C, qui ne doit pas provoquer de dommages à l'isolant, ni diminuer ses qualités pendant la durée de vie garantie. A l'heure actuelle, on fabrique des isolants supportant des élévations de température importantes, 125 °C et plus; au-delà, on peut considérer les isolants plutôt comme des corps réfractaires.

D'autres normes particulières concernent les isolants destinés à un usage précis comme, par exemple, câbles ou connecteurs, car leurs modes d'utilisation sont très différents, et ils doivent pouvoir supporter sans dommages certaines contraintes mécaniques ou des frottements.

Dans le domaine des vernis, particulièrement d'imprégnation, on peut aussi considérer les compounds d'isolants ou d'autres composés spéciaux, dont la tenue face à l'élévation de température est remarquable.

En raison de leur nombre et de leur diversité, ainsi que de leur origine, on peut classer les matériaux isolants, d'une part,

en naturels et en synthétiques et, d'autre part, suivant leur état, solide, liquide ou gazeux; en ce qui concerne les isolants solides, on peut encore les subdiviser en plusieurs catégories: fibreux, silicieux stratifiés etc.

Parmi les isolants fibreux, il faut citer, non seulement les cotons et la soie, dont les applications subissent des modifications, mais aussi le papier et le juste, qui reçoivent des traitements spéciaux et, en particulier, une imprégnation améliorant leurs qualités naturelles.

En ce qui concerne les isolants silicieux, l'amiante présente des avantages dans le domaine des températures élevées, mais, en tant qu'isolant, ses qualités sont médiocres. Le mica, malgré son ancienneté, reste encore le « roi des isolants », dans le domaine de la haute tension; la porcelaine est un matériau très ancien, mais encore utilisé et la stéatite est également très employée.

Les isolants stratifiés résultent de la superposition d'un certain nombre de couches successives d'un matériau support imprégnées et liées entre-elles par une résine d'agglomération.

Les supports employés pour la fabrication des stratifiés sont très divers; papier, coton, fibre-tissu, ainsi que les résines: bakélite, mélamine, polyester, époxyde et silicone etc.

Les isolants en matière synthétique offrent désormais l'éventail le plus large et peuvent être classés en deux groupes thermoplastique et thermodurcissables. Parmi les premiers, on peut citer l'acétal, les acryliques, les fluoro-carbonés, les polyamides, les polyéthylènes etc. Dans le groupe des thermo-durcissables, aminés, époxydes, polyesters phénoliques; deux matériaux sont les plus connus et les plus employés; la bakélite et le PVC.

Enfin, il ne faut pas négliger les isolants résineux et goudronneux, comptant, parmi eux, les matériaux bitumineux et caoutchouteux.

(à suivre) ■

SYSTÈME DE CORRECTION DU CONTOUR D'IMAGE EN TÉLÉVISION

NOUS avons montré dans nos articles précédents que les systèmes SECAM et PAL apportent une atténuation sensible aux fréquences élevées du signal de luminance. En SECAM par exemple, le codage introduit une atténuation qui peut atteindre 15 dB à 4,28 MHz. Cette atténuation est imposée par le codage dans le but de réduire les interférences (diaphotie) entre le signal de luminance et le signal de chrominance. Le décodage dans le récepteur apporte à son tour une atténuation de l'ordre de 10 à 15 dB entre 4 MHz et 4,7 MHz.

Il en résulterait une perte importante de détails dans l'image si l'on n'effectuait pas une surcorrection omnidirectionnelle des détails avec un traitement de débruitage du signal de correction et du signal d'image et avec une protection particulière des fréquences voisines des sous-porteuses SECAM.

Les différents traitements donnent à l'image un aspect subjectif très détaillé accompagné d'une absence de bruit. Pour obtenir une belle image « piquée » on doit procéder à une correction du contour de l'image.

Parmi les nombreux systèmes de correction, nous avons retenu celui de M. M. Longuet qui est réalisé dans la caméra Thomson-CSF à superposition automatique. Nous verrons comment on peut corriger et

même surcorriger les contours en vue de donner à l'image un aspect subjectif remarquable.

FONCTIONNEMENT DU CORRECTEUR DE LA CAMÉRA TTV 1515

Les tubes de prise de vues ont un spot d'analyse de dimension donnée qui limite le pouvoir séparateur des points d'image. Dans le cas du Vidicon à l'oxyde de plomb, la profondeur de modulation à 400 lignes se situe entre 30 à 50 % suivant les échantillons. L'optique limite également le pouvoir séparateur avec 90 % de profondeur de modulation en moyenne.

La correction de contours permet de corriger ces défauts en améliorant l'aspect visuel de l'image pour lui donner sur l'écran du téléviseur une compensation des dégradations subies par le signal de luminance.

Le courant de la cible débite dans une charge composée d'une résistance R_L de 2M Ω en parallèle avec une capacité parasite C_S de l'ordre de 24 pF. Ce circuit constitue un générateur de bruit dont la résistance équivalente R_N est de 75 Ω . Cette résistance se trouve virtuellement en série dans l'entrée de l'amplificateur. La puissance de bruit, ramenée à l'entrée de l'amplificateur

dans la charge R_L est de 2,47 pW dans la bande des fréquences vidéo de 0 à F. Pour un courant crête de signal de 0,3 μ A, le rapport calculé de la puissance efficace de bruit à la puissance crête de signal est de 48,6 dB. L'amplitude du bruit n'est pas constante dans le spectre vidéo. Elle varie pratiquement d'une façon linéaire avec la fréquence mais la gêne imposée par le bruit au téléspectateur diminue considérablement avec la fréquence. Il reste finalement une certaine gêne que l'on remarque pour les fréquences basses. Toute tentative de provoquer un raidissement des transitions du signal vidéo par amplification sélective se traduit sur l'écran du récepteur par une augmentation de la gêne due au bruit. Le phénomène de « cross-colour » est dû à toute composante du signal vidéo de luminance ou du bruit qu'il contient, incluse dans le spectre des fréquences du signal codé de chrominance. La composante donnera lieu par détection dans le décodeur à un signal de couleur erroné. La correction de contours travaillant dans le spectre des fréquences des sous-porteuses de chrominances devra éviter d'augmenter ce phénomène. Le « piqué » de l'image dans les récepteurs monochromes contribue pour une grande part à l'agrément d'ensemble de l'image mais cette qualité est obtenue par une bonne profondeur de modulation dans

les fréquences situées dans le spectre des fréquences des sous-porteuses couleur. On voit que le problème posé par la correction des contours n'est pas facile à résoudre.

La correction de contours dans la caméra TTV 1515 est basée sur le principe suivant : soient, du même objet d'analyse et simultanément, une image **diapositive** nette (figure 1) et la même image **diagnégative** moins nette donc légèrement défocalisée (figure 2). Si les densités respectives des noirs et des blancs sont identiques et que les linéarités des gradations le sont aussi, en observant les deux images superposées, toutes les plages larges de l'image apparaîtront uniformément sombres. Par contre, le long des contours à transition de densité rapide apparaîtra un liseré plus dense du côté sombre de la transition et plus transparent du côté clair de la transition. La figure 3 montre l'effet obtenu à l'aide de la superposition des deux images. Si l'on prend maintenant une image diapositive de ce souligné des contours (fig. 4) et qu'on le superpose à la diapositive nette de l'image (fig. 5), on observera un souligné des contours donnant une image plus piquée (fig. 6). Si l'on recommence la même expérience en remplaçant la diapositive de l'image nette (fig. 5) par une diapositive d'une image moins nette (défocalisée) comme celle de la figure 7,

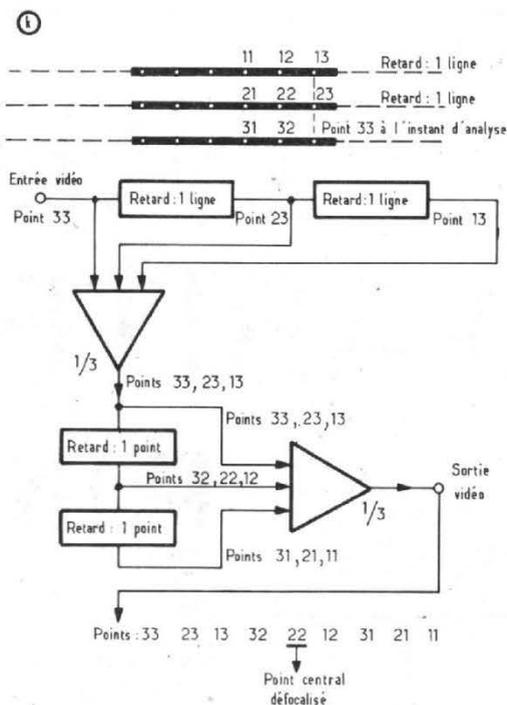
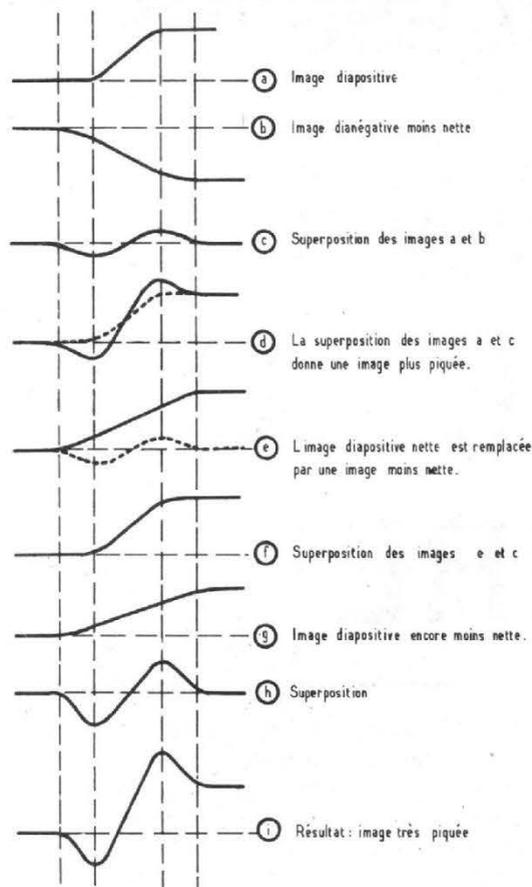


Fig. 1. -

on obtiendra une image de même qualité que celle de la figure a et ce sera l'image de la figure f. Si l'on recommence encore une fois l'expérience à l'aide d'une image défocalisée (diapositive), mais en utilisant ensuite une image du souligné des contours dont on aura doublé le contraste, on obtiendra finalement une image plus piquée que l'image nette.

L'image défocalisée de la figure g est superposée au souligné des contours surcontrasté de la figure h ce qui donne une image plus piquée que l'image déjà piquée de la figure d. La figure i montre l'image de la diapositive défocalisée avec la superposition du souligné des contours surcontrasté.

Le correcteur de contours dispose de l'image de la caméra, image qui jouera le rôle de l'image « nette » de la comparaison optique que nous venons de montrer. Cette image peut-être la pseudoluminance verte à cause de sa bonne résolution et de son rap-

port signal sur bruit favorable.

Pour réaliser l'image « défocalisée » à partir de l'image « nette », il suffit de prendre pour valeur de la brillance d'un point de l'image la moyenne des valeurs des brillances des points d'une certaine plage de l'écran autour du point considéré.

SYSTÈME DE DÉFOCALISATION

La façon de défocaliser l'image est la suivante:

On retarde deux fois le signal vidéo de la durée d'une ligne et on obtient simultanément trois lignes d'analyse successives de l'image dont on fait la moyenne. On retarde ensuite deux fois ce signal moyen de la durée d'un point. On obtient ainsi simultanément trois points successifs de la ligne moyenne. Il suffit ensuite de faire la moyenne de ces trois

points pour obtenir le signal vidéo défocalisé.

Ceci peut être résumé de la façon suivante:

A l'instant où l'analyse se trouve au point 31 par exemple, les lignes à retard délivreront les points 21 et 11 et la somme sera constituée par les points 31 + 21 + 11. A l'instant même où le spot contacte le point 32, les lignes à retard fourniront les points 22 et 12 d'où la somme 32 + 22 + 12. A l'instant où l'analyse de l'image se trouve sur le point 33 la somme se traduit par les points des trois lignes donc par les points 33 + 23 + 13. Revenons à l'instant du point 33 de l'analyse où la somme était 33 + 23 + 13. Le retard d'un point d'image produira trois nouveaux points qui sont 32, 22 et 12. La seconde ligne à retard délivrera encore trois nouveaux points: 31, 21 et 11. On obtient finalement à la sortie défocalisée, (temps du point 33) la valeur suivante: $(33 + 23 + 13) + (32 + 22 + 12) + (31 + 21 + 11)$ avec la moyenne

$(33 + 23 + 13 + 32 + 22 + 12 + 31 + 21 + 11) / 9$.

Cette expression a la valeur « défocalisée » du point central 22. Le schéma de la figure k montre les opérations pendant le temps où s'effectue l'analyse du point 33. Dans la sommation des trois lignes successives, on a pris la moyenne du bruit en même temps que celle du signal. D'une ligne à l'autre le bruit est entièrement décorrélé et la sommation de l'amplitude des bruits de trois lignes successives donne une réduction de l'amplitude du bruit dans le rapport $1/\sqrt{3}$ soit - 4,8 dB pendant que la sommation des trois points successifs ne donne pas lieu à une réduction de bruit. L'intérêt de l'image défocalisée est donc évident en ce qui concerne le bruit. Il faut obtenir les contours (fig. i). L'image défocalisée contient la brillance des plages larges et le signal de contour contient la définition de l'image avec un léger souligné.

NOTIONS D'ARITHMETIQUE BINAIRE

L'ARTICLE « Notions d'arithmétique binaire » ci-après vient tout naturellement s'insérer dans la série qui traite depuis plusieurs mois des microprocesseurs. Toutefois le langage binaire est celui de l'informatique et aussi celui de la logique électronique : ouvert ou fermé, bloqué ou passant, zéro ou un... En conséquence, nous avons pensé, étant donné la généralité du sujet, qu'au lieu de le cantonner à être une simple annexe d'un chapitre concernant les microprocesseurs, il pouvait être développé et intéresser alors un plus grand nombre de lecteurs ; et non plus seulement ceux attirés par la série des microprocesseurs...

De nombreux exemples expliqués et développés permettront, à ceux qui veulent mieux comprendre, de se faire la main et de s'entraîner à ce type de calcul qui n'a plus rien de commun, a priori, avec celui de base 10 (décimal) celui qu'ils pratiquent journalièrement.

Nous allons traiter dans ce chapitre :

- la représentation des nombres binaires
 - les quatre opérations : l'addition, la soustraction, la multiplication et la division ;
- le tout agrémenté d'exercices et d'exemples.

REPRÉSENTATION DES NOMBRES BINAIRES

Base de numération et troncatures-machine :

Un nombre N s'écrit, généralement, dans une base b :

$$N = a_n b^n + a_{n-1} b^{n-1} + \dots + a_2 b^2 + a_1 b^1 + a_0 b^0 + a_{-1} b^{-1} + a_{-2} b^{-2} + \dots$$

Par exemple, dans la base 10 de l'arithmétique décimale, le nombre 10951,35 peut se décomposer de cette façon en :

$$10951,35 = 1 \times 10^4 + 0 \times 10^3 + 9 \times 10^2 + 5 \times 10^1 + 1 \times 10^0 + 3 \times 10^{-1} + 5 \times 10^{-2}$$

Dans la base 2, qui est celle de toute machinerie informatique existant actuellement, on doit remplacer, dans ces opérations, les « 10 » par des « 2 ». Rappelons les valeurs de quelques puissances de 2 :

2^n	n	2^{-n}
1	0	1,0
2	1	0,5
4	2	0,25
8	3	0,125
16	4	0,0625
32	5	0,03125
64	6	0,015625
128	7	0,0078125
256	8	0,00390625
512	9	0,001953125
1024	10	0,0009765625
2048	11	0,00048828125
4096	12	0,000244140625
8192	13	0,0001220703125
16384	14	0,00006103515625
32768	15	0,000030517578125
65536	16	0,0000152587890625

nombre binaire négatif, est celle qui utilise le complément à 2 d'un nombre, pour en faire son « négatif ». Comme vous avez déjà pu le constater, un nombre et son complément peuvent inverser leurs places sans difficulté :

si 3 est le complément à 10 de 99997, 99997 est aussi le complément de 3.

En conséquence, on définit les nombres binaires commençant par un « 0 » – positifs et ceux qui commencent par un « 1 » – négatifs. On lève ainsi le doute du : « qui est le complément de qui »...

Exemples :

0 0 0 0 0 0 0 1 \Leftrightarrow + 1
 1 1 1 1 1 1 1 1 \Leftrightarrow - 1
 0 1 1 1 1 1 1 1 \Leftrightarrow + 127
 1 0 0 0 0 0 0 1 \Leftrightarrow - 127

Le chiffre : 1 000 0000 correspond à : - 128. Il n'y a plus qu'un seul zéro :

0 0 0 0 0 0 0 0

En résumé, il faut retenir que la convention, la plus répandue, est celle qui considère qu'un binaire négatif est le complément à 2 d'un nombre binaire ayant un « 0 » dans le bit de plus fort poids. Dans ce cas, il n'y a plus qu'un seul zéro qui serait le zéro positif, car le complément à 2 de

0 0 0 0 0 0 0 0

est le même nombre (parce qu'on peut le parcourir, en entier, sans trouver de « 1 » à conserver). La numération, sur 8 bits, se fait, comme suit, de - 128 à + 127 :

1 0 0 0 0 0 0 0 - 128
 1 0 0 0 0 0 0 1 - 127
 1 0 0 0 0 0 1 0 - 126

 1 1 1 1 1 1 1 1 - 1
 0 0 0 0 0 0 0 0 0
 0 0 0 0 0 0 0 1 + 1

 0 1 1 1 1 1 1 0 + 126
 0 1 1 1 1 1 1 1 + 127

Binaires codés en décimal

Cette représentation est celle des nombres décimaux, en décomposant chaque chiffre décimal, allant de 0 à 9, dans une combinaison de 4 bits. Il y a deux modes de représentation, d'un nombre BCD, avec des mots de huit bits.

- Chaque mot de 8 bits peut représenter un nombre BCD d'un seul chiffre, avec les quatre bits de faible poids, les autres étant à zéro

Exemple :

4 \Leftrightarrow 0 0 0 0 0 1 0 0
 52 \Leftrightarrow 0 0 0 0 0 1 0 1 (5)
 0 0 0 0 0 0 1 0 (2)

Pour écrire un nombre décimal, à deux chiffres, il faut utiliser deux mots et affecter, à chaque fois, quatre bits de plus faible poids, à chaque chiffre. Il y a, bien entendu, un gachis de place-mémoire.

- Chaque mot de 8 bits peut représenter deux nombres BCD, occupant les deux paquets de quatre bits. On écrit alors :

52 \Leftrightarrow 0 1 0 1 0 0 1 0

Le plus grand nombre, pouvant être écrit de cette façon, est 99 :

99 \Leftrightarrow 1 0 0 1 1 0 0 1

Pour écrire des nombres plus grands, on peut s'étendre, comme précédemment, sur plusieurs mots :

100 \Leftrightarrow 0 0 0 0 0 0 0 1 (1)
 0 0 0 0 0 0 0 0 (00)

5342 \Leftrightarrow 0 1 0 1 0 0 1 1 (52)
 0 1 0 0 0 0 1 0 (42)

Il faut souligner qu'il n'y a pas de commune mesure entre une représentation en binaire « pur » et en binaire codé en décimal (BCD) :

0 1 0 1 0 0 1 0 \Leftrightarrow 52₁₀ en BCD
 \Leftrightarrow 82₁₀ en binaire pur

Il faut aussi se rappeler qu'un mot de 8 bits doit être accompagné de commentaires, pour savoir ce que représente son contenu, tout comme un programme ou un ordinateur tout entier. Un novice, ou un voleur de programmes, dit se trouver devant du « binaire broyé », quand il n'a aucune entrée ou recommandation pour le mot où le programme qu'il est en train de manipuler.

LES QUATRE OPÉRATIONS

L'addition binaire

On aligne les deux nombres binaires à additionner avec les bits de plus faible poids, face à face, et l'on procède à l'addition chiffre par chiffre des deux nombres, comme nous le faisons en décimal, en tenant compte de la règle d'addition suivante, de 2 bits :

0 + 0 = 0
 0 + 1 = 1
 1 + 0 = 1
 1 + 1 = 0 + report

Le report s'ajoute aux deux chiffres suivants :

Exemple 1 : 1 + 2 sur deux octets

0 0 0 0 0 0 0 1 \Leftrightarrow (1)
 0 0 0 0 0 0 1 0 \Leftrightarrow (2)

 0 0 0 0 0 0 1 1 \Leftrightarrow (3)

Il n'y a pas de report à propager.

Exemple 2 : 1 + 3

0 0 0 0 0 0 0 1
 0 0 0 0 0 0 1 1

 0 0 0 0 0 1 0 0
 (1) (1)

De la droite vers la gauche : $1 + 1 = 2$, c'est-à-dire 10 en base 2. On marque le zéro et l'on retient « 1 ». En deuxième position, $0 + 1$ font 1. Si l'on ajoute le report précédent :

$$1 + (1) = 2$$

c'est-à-dire encore un 10 en base 2. Le report se propage encore une fois.

Exemple 3 : $FF_{(16)} + 1 = 0$ et « 1 » dans le CV/L

$$\begin{array}{r} 1111\ 1111 \\ 0000\ 0001 \\ \hline (1)\ 0000\ 0000 \end{array}$$

L'addition des bits, les moins significatifs, provoque un report qui se propage jusqu'au débordement.

Exemple 4 : $AO_{(16)} + 15_{(16)} = B5_{(16)}$

$$\begin{array}{r} 1010\ 0000 \\ 0001\ 0101 \\ \hline 1011\ 0101 \end{array}$$

Exemple 5 : $A5_{(16)} + 15_{(16)} = BA_{(16)}$

$$\begin{array}{r} 1010\ 0101 \\ 0001\ 0101 \\ \hline 1011\ 1010 \\ (1)\ (1) \end{array}$$

Les nombres, codés en BCD, s'additionnent selon la même règle pour ce qui concerne les bits. On leur affecte, cependant, dans tous les microprocesseurs, une opération d'addition spéciale appelée « D.A.d » (Décimal Ad.), « addition décimale » ou ajustement décimal, pour certaines instructions devant se placer après les additions binaires habituelles. De quoi s'agit-il ?

Comme nous l'avons vu, les nombres BCD sont, le plus souvent, stockés par deux dans un mot de 8 bits. Chaque groupe, de quatre bits, reflète des nombres ne pouvant pas dépasser 9. Or, le résultat d'une addition binaire, entre deux mots codés de cette façon, peut donner un 10 (A), 11 (B)... 15 (F) dans l'un des groupes de quatre bits. Le mot-résultat ne serait plus un nombre BCD. Pour éviter ce dépassement à « 9 », on utilise des instructions d'ajustement décimal qui transmettent le report décimal d'un demi-mot à l'autre, en l'additionnant parfois.

Exemples d'additions BCD : $85 + 23 = 108$

$$\begin{array}{r} 1000\ 0101\ (85_{10}) \\ 0010\ 0011\ (23_{10}) \\ \hline 1010\ 1000\ [(10)\ 8]\ \text{addition binaire} \\ (1)\ (1)\ (1) \end{array}$$

D Ad : Ajustement décimal : le « 10 » se transforme en « 0 » et « carry ».

$$(1)\ 0000\ 1000\ 08\ \text{et report}$$

Le « 10 » ne peut pas s'écrire, en BCD, sur quatre bits. L'opération d'ajustement décimal produit un report de « 1 » dans le « carry », la trappe dans laquelle tombent les bits débordant par la gauche.

Le report peut se produire entre les demi-mots.

Exemple 2 : $23 + 39 = 62$

$$\begin{array}{r} 0010\ 0011\ (23_{10}) \\ 0011\ 1001\ (39_{10}) \\ \hline 0101\ 1100\ [5\ (12)]\ \text{Addition linéaire} \\ (1)\ (1)\ (1) \end{array}$$

D Ad : ajustement décimal : le « 12 » se transforme en « 2 » et « report ».

$$\begin{array}{r} 0101\ \boxed{0010} \\ \quad \quad \quad \leftarrow 1 \\ \hline 0110\ 0010\ (62_{10}) \end{array}$$

Les reports et additions partielles se font, automatiquement, par les instructions D Ad qui existent dans tous les microprocesseurs. Attention au sens du mot de 8 bits intervenant dans une telle opération !

LA SOUSTRACTION

Dans tout ordinateur ou microprocesseur, l'unité arithmétique et logique ne sait faire, du point de vue arithmétique, que les complémentations à 2 ou les additions.

C'est suffisant pour la soustraction. Prenons l'exemple d'un monsieur qui voudrait diminuer un peu le nombre de kilomètres qu'affiche son compteur. Supposons, également, qu'il ne peut pas faire tourner les chiffres dans le sens inverse.

Soit 67251 le nombre affiché au compteur. Nous voudrions obtenir une diminution de 24894, pour arriver à 42357. Le complément à 10 de la différence, 24894 entre ces deux nombres est 75106. Il suffit alors de laisser tourner, dans le sens direct, le compteur kilométrique de 75106 km, pour passer de 67251 km à 42357 km. Le résultat aurait dû être 142357 mais, comme la machinerie n'a que 5 chiffres, le 1 tombe dans le vide. Pour faire une soustraction, il suffit donc d'additionner le complément, à 10 ou à 2, du nombre à soustraire. D'ailleurs, nous ne faisons pas autre chose que de tenir compte des relations suivantes :

$$67\ 251 - 24\ 894 = 67\ 251 + (100\ 000 - 24\ 894) - 100\ 000$$

La complémentation n'aurait eu aucun intérêt, parce qu'elle représente une soustraction difficile par elle-même, en décimal. En revanche, grâce à l'algorithme simple dont on a déjà parlé, elle peut s'effectuer très rapidement par des circuits simples, en binaire. Si le résultat de la soustraction est un nombre positif (+ 42357 km dans le cas précédent), l'addition du complément doit produire une retenue (Borrow, en anglais). Sinon, le résultat est négatif et il faut le complément à 2 pour connaître sa valeur absolue. Prenons quelques exemples :

Exemple 1 : $8 - 3 = 5$. Le complément à 2 de « 3 » : $0011 \rightarrow 1101$.

$$\begin{array}{r} 1000\ (8) \\ +\ 1101\ (\text{compl. à 2 de « 3 »}) \\ \hline (1)\ 0101\ (5) \end{array}$$

La retenue indique que le résultat est positif.

Exemple 2 : $3 - 8 = -5$. Le complément à 2 de « 8 » : $1000 \rightarrow 1000$.

L'addition de ce complément donne :

$$\begin{array}{r} 0011 \text{ (3)} \\ + 1000 \text{ (8)} \\ \hline (0) 1011 \end{array}$$

Il n'y a pas de retenue. Donc le nombre est négatif. Pour connaître sa valeur absolue, nous devons prendre son complément à 2 :

$$1011 \rightarrow 0101 \text{ (5)}$$

Donc, le résultat est un 5, négatif (-5).

Sur 8 bits, les choses se passent pareillement :

Exemple 3 : $15_{16} - 11_{16} = 4$. Le complément à 2 de 0001 0001 est 1110 1111.

On procède à l'addition :

$$\begin{array}{r} 00010101 \text{ (15}_{16}\text{)} \\ + 11101111 \text{ (-11}_{16}\text{)} \\ \hline (1) 00000100 \text{ (4}_{16}\text{)} \end{array}$$

Il y a une retenue, donc le résultat est écrit en clair : + 4.

La multiplication

Rares sont les machines qui possèdent une multiplication « câblée ». Le microprocesseur, TMS 9900 de Texas-Instruments, en a une, sur 16 bits + 16 bits et le résultat sur 32 bits. La plupart des microprocesseurs nécessitent des **programmes de multiplication**. Ces programmes ne peuvent pas être brevetés. En conséquence, tous les constructeurs de calculatrices les gardent jalousement et rares sont les livres qui en parlent. Il y a, néanmoins, deux ou trois algorithmes de multiplication connus. Toutes les règles, plus ou moins amusantes, se trouvant dans les recueils d'arithmétique distractive, toutes les histoires sur les multiplications chinoises, birmanes ou autres, sont à prendre très au sérieux. En sortant des sentiers battus, vous pourrez gagner en vitesse d'exécution ou en mots-mémoire utilisés.

Quelles que soient les finesses de la procédure adoptée, on peut définir deux méthodes : celles qui emploient les additions successives et celles qui « posent » la multiplication, comme on le fait en décimal.

Pour faire une multiplication par **additions successives**, on prend en considération tous les chiffres significatifs d'un nombre, quelle que soit la position de la virgule binaire, comme s'il était entier. Pour calculer alors $n_1 \times n_2$, il suffit d'additionner « n_2 » fois n_1 par lui-même, ou vice-versa. En décimal, on aurait fait :

$$3 \times 4 = 3 + 3 + 3 + 3 = 4 + 4 + 4$$

On gagne en vitesse en choisissant le nombre d'additions successives égal, au plus petit, des deux opérandes. Cette méthode demande un temps très long, fonction de la valeur des opérandes. On l'utilise, parfois, pour fabriquer des retards programmés ou des filtres. La marche à suivre de la programmation se résume aux étapes suivantes : comparaison par une première soustraction, entre les deux nombres. En fonction du signe du résultat (retenue ou pas), on choisit le plus petit comme compteur d'additions. On additionne, une première fois, l'autre nombre par lui-même. On décrémente, ensuite, le compteur d'additions et on teste pour savoir si son contenu est nul ou pas. En fonction du

résultat du test, on boucle, si le compteur ne s'est pas annulé, ou l'on passe à la fin, s'il est nul.

Une méthode, plus rapide, utilise la multiplication décimale habituelle, transposée en binaire. Cette **multiplication par décalages et additions** s'effectue de la manière suivante :

$$\begin{array}{r} 12 \times 9 = 108 : \quad \begin{array}{r} 1100 \\ \times 1001 \\ \hline 1100 \\ 1100 \dots \\ \hline 1101100 \end{array} \end{array}$$

On remarque que les choses sont plus simples qu'en décimal. Les bits du multiplicateur sont égaux, soit à « 1 » qui signifie copie, comme en décimal, soit à « 0 » qui ne demande qu'un décalage, à gauche, avant de passer au chiffre suivant.

La marche à suivre serait donc la suivante : on commence par tester le bit le plus à droite du multiplicateur (1001 dans l'exemple). S'il est 1, on additionne le multiplicande au résultat partiel, puis on décale le multiplicande d'un bit à gauche. S'il est « 0 », il n'y a pas d'addition à faire et l'on décale directement d'un bit à gauche le multiplicande. Comme en décimal, le décalage se fait en ajoutant des zéros par la droite. Les opérations précédentes recommencent après le test du bit suivant ou multiplicateur.

En pratique, le multiplicateur est décalé à droite, à chaque fois que l'on veut tester son bit le plus à droite, de sorte que celui-ci tombe dans la case de « retenue ». Les opérations de branchement s'effectuent souvent en fonction de la valeur de cette retenue ou de la retenue.

Vous trouverez des exemples concrets de programmes de multiplication dans les diverses applications qui suivront. Elles respecteront l'un ou l'autre de ces deux principes.

La division

Comme précédemment, on peut la faire soit par soustractions successives, soit en la posant comme en décimal.

Cette opération est l'une des plus difficiles à faire par microprocesseur. Elle doit s'agrémenter, dans les deux cas, de tests de diviseur nul ou de nombre suffisant de binaires (décimales) du quotient. Elle peut avoir un résultat, sous forme entière de quotient et de reste, séparément.

Exemple de division binaire, posée comme en décimal : $47 : 6 = 7$, reste 5

$$\begin{array}{r} 101111 \\ -000 \\ \hline 1011 \\ -110 \\ \hline 1011 \\ -110 \\ \hline 1011 \\ -110 \\ \hline 101 \\ \hline 5 \end{array} \quad \begin{array}{r} 110 \\ \hline 0111 \\ \hline 7 \end{array}$$

Vous trouverez d'autres exemples dans les programmes des applications qui suivront.

André DORIS

DIVISION PAR DEUX

La division par 2 étant une opération que la technologie des bascules JK favorise naturellement, la construction d'un diviseur par le nombre « 2^n » ne souffre à priori, aucune difficulté. Sa conception découle, en effet, de la lecture de la table de vérité, laquelle prévoit (fig. 1) une inversion de l'état Q pour chaque front de descente du signal d'horloge, **dès lors que les entrées J et K sont à 1**. Les commandes RAZ et RA1, non branchées ou ramenées à 1, n'interviennent pas. Si, pour une bascule, on applique un signal conforme à la technologie TTL (5V pour le niveau haut, 0 pour le niveau bas), la fréquence de la séquence délivrée par Q est divisée par 2 ; son amplitude dépasse 2,4V pour une sortante inférieure à 10 pour la majorité des bascules du commerce.

En conséquence, si l'on souhaite étendre la division à « 2^n », il suffira de câbler en série « n » bascules, de telle sorte que la sortie Q d'une bascule donnée commande l'entrée d'horloge de la bascule suivante (voir fig. 2). Cette structure est qualifiée d'**asynchrone** car les inversions ont lieu successivement : il faut attendre $(2^n - 1)$ impulsions pour que la bascule située le plus à droite puisse s'inverser ; le processus de comptage est donc lent. De plus, au temps nécessaire pour transmettre la commande d'une bascule à l'autre vient s'ajouter le délai occasionné par l'accumulation des retards inhérents à chaque basculement le temps de propagation découle de la technologie même des bascules « maître-esclave » : à la sollicitation théoriquement rectangulaire appliquée sur l'horloge

d'une bascule donnée, correspond un signal intégré dans lequel apparaissent les niveaux où les informations sont transmises du maître à l'esclave (voir fig. 3). Il faut, en effet, rappeler que lorsque la bascule « maître » reçoit le signal H d'horloge, la bascule « esclave » est soumise, **pendant le même temps**, à \bar{H} . Il faut donc attendre le temps t_c pour que l'esclave enregistre les états logiques du maître et, compte tenu des transitions, c'est au temps t_d que l'esclave basculera.

Il en découle un retard $t_{d\text{moy}}$ de 15 à 40 nanosecondes **par bascule**, délai qui vient aggraver encore une sortante trop grande ou un branchement sur une charge extérieure trop capacitive ; le retard atteint, alors, plusieurs dizaines de ns (Δt) par bascule perturbée (voir fig. 3).

La structure asynchrone n'est donc pas utilisée quand on veut compter rapidement ; on lui préfère le mode d'excitation **synchrone**.

DIVISEUR BINAIRE SYNCHRONE

Dans ces types de diviseurs, les horloges reviennent toutes sur l'entrée commune où est appliquée la source à diviser.

La division exige autant de bascules qu'il y a de degrés à cette opération. Ainsi, pour diviser par 2^n avec « n » compris dans les entiers, il faut prévoir « n » bascules JK. Si l'on laisse les entrées JK « en l'air », toutes les bascules s'inversent en même temps à chaque front de descente de l'impulsion d'horloge : la division ne s'effectue seulement que par 2.

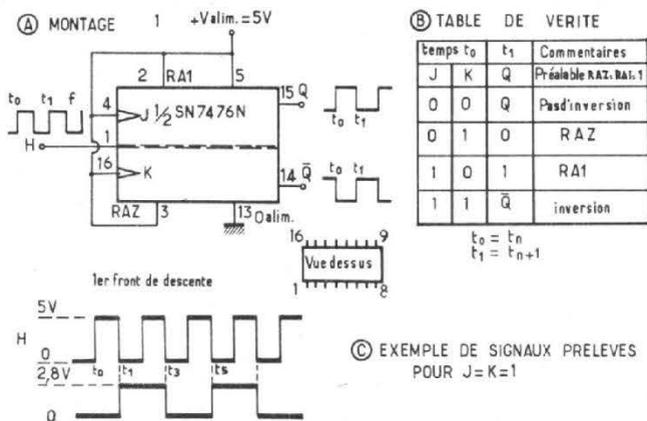


Fig. 1. - Utilisation d'une bascule maître-esclave comme diviseur par deux.

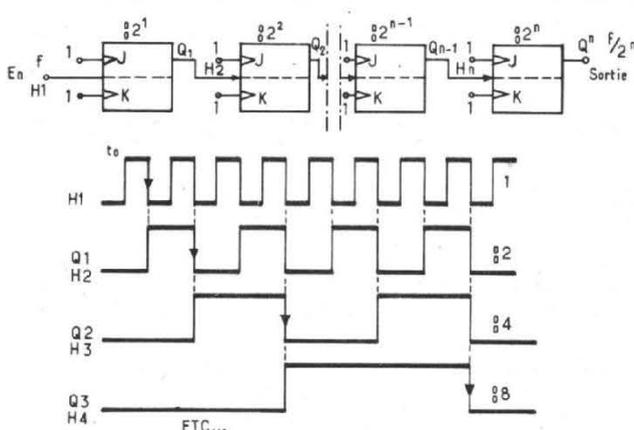


Fig. 2. - Chaîne de division asynchrone et forme des signaux fournis par chaque bascule.

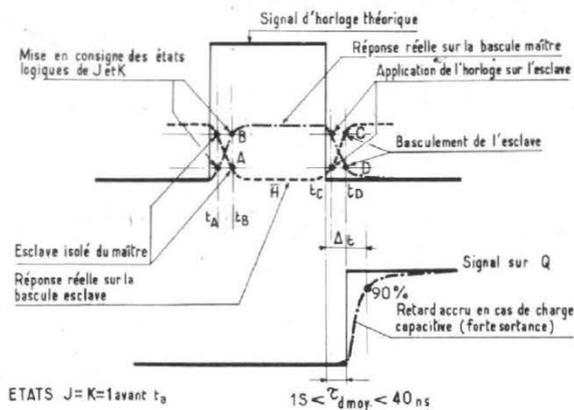


Fig. 3. - Détail des délais de déclenchement des bascules dans une structure JK.

Pour accroître l'ordre de la division, puisqu'il n'est pas possible d'accéder aux entrées d'horloge, il faut conditionner les états des commandes J et K afin d'interdire certaines inversions.

Or, un raisonnement assez simple permet d'imaginer le montage correspondant à un degré quelconque de la division; il suffit d'observer le tableau de vérité de la bascule JK et de généraliser de proche en proche en considérant l'état de l'inversion précédente: en effet, il semble logique que la bascule occupant un rang donné dans la chaîne synchrone ne puisse s'inverser que lorsque les bascules précédentes ont elles-mêmes subi ensemble au moins une inversion.

Par ailleurs, la table de vérité

informe que la bascule JK ne peut s'inverser que si l'on applique, au préalable, 1 sur les commandes J et K.

Ces deux remarques débouchent sur deux faits évidents: les entrées J et K sont commandées par les sorties Q des bascules précédentes et cette commande ne peut avoir lieu que par l'intermédiaire d'une fonction ET. L'inversion de la dite bascule coïncidera avec l'intersection des états Q des bascules précédentes. En conséquence, sans qu'il soit nécessaire de recourir à des calculs compliqués, il est possible de réaliser directement les diviseurs par 4, 8, 16 etc. de la figure 4. On remarque en effet qu'il suffit de relier les entrées J et K à la sortie de la première bascule pour constituer un diviseur par 4.

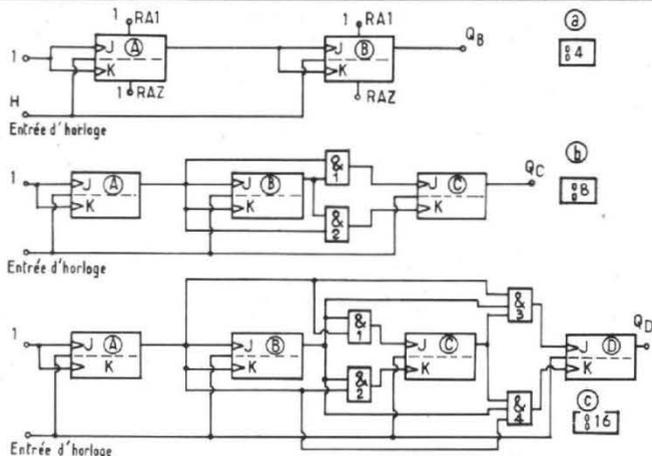


Fig. 4. - Exemple de diviseurs équipés de bascules binaires synchrones dont les états logiques sont commandés par des portes ET. Les entrées de forçage RAZ et RA1 ne sont pas toujours représentées mais sont ramenées à 1.

Pour diviser par 8 la bascule C voit ses entrées JK conditionnées à la fois par les sorties Q_A et Q_B; les portes ET ne donnent 1 que si ces bornes sont elles-mêmes à 1, ce qui ne peut évidemment se produire qu'à la 4^e impulsion d'horloge.

On obtient le diviseur par 16 en ajoutant deux portes ET à trois entrées suivies d'une 4^e bascule JK; chacune de ces entrées sont reliées à la sortie Q des bascules précédentes.

Le signal fourni par un tel diviseur découle de l'intersection des états au niveau des portes ET. Pour un diviseur par 4 on ne recueille, par exemple, qu'une impulsion d'horloge au bout du 4^e front de descente (voir fig. 5); la fréquence de récurrence se trouve bien divisée par 4.

Pour diviser par 2ⁿ avec n >

4, on peut généraliser en prévoyant des portes avec des entrées en nombre suffisant, suivies d'une bascule supplémentaire pour n = 5, de deux bascules pour n = 6 etc. En fait, la pratique est toute différente car la chaîne devient, très vite, lourde à câbler. On a plutôt coutume d'associer des compteurs synchrones sous forme de chaînes synchrones asynchrones. Ainsi, pour diviser par 64, on préfère faire suivre un compteur binaire naturel 2⁴ (c) d'un compteur-diviseur par 4 (a) avec Q_D relié à H de (a).

La raison en est qu'il est courant de rencontrer des bascules commerciales à 3 entrées J et K, regroupant, ainsi, bascule et portes ET (ex.: SN 7472N). Mais il est rare toutefois, de trouver des bas-

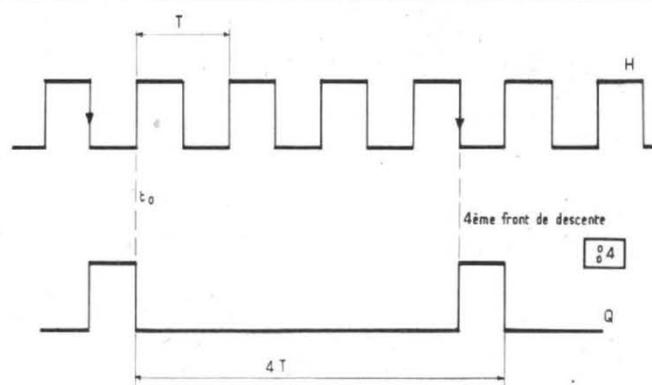


Fig. 5. - Une chaîne synchrone binaire ne donne qu'une impulsion sur la sortie de rang 4.

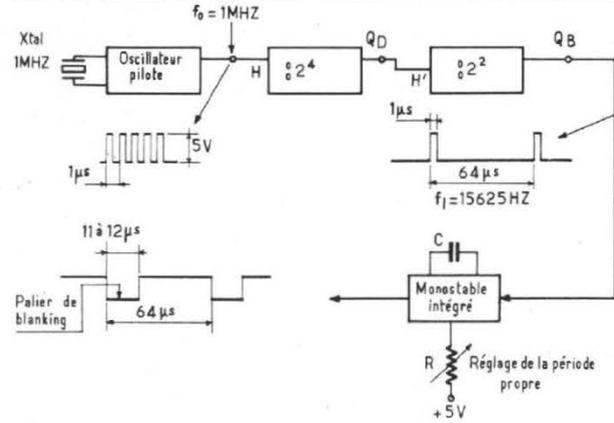


Fig. 6. - Schéma de principe d'un diviseur servant à créer le signal de base d'une ligne TV 625.

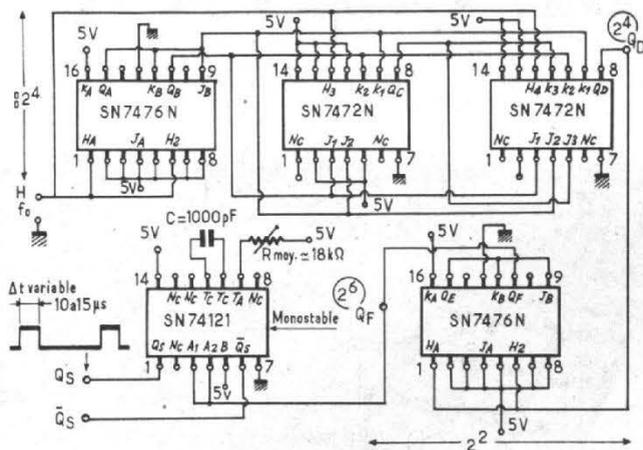


Fig. 7. - Branchement pratique d'un diviseur par 2^6 suivi d'un monostable (circuits Texas vus de dessus).

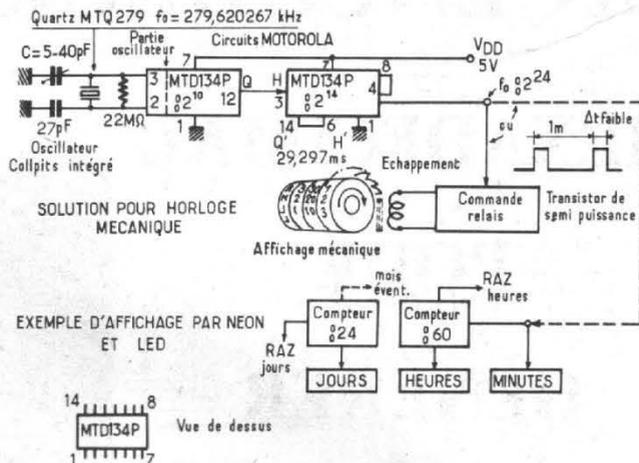


Fig. 8. - Schéma de principe d'horloge à quartz (d'après Motorola).

cules à plus de 3 entrées JK directement exploitables.

Pour les bascules à 2 entrées JK, nous pouvons faire appel à des circuits SN 7472N en « gelant » à 1 les entrées supplémentaires. Enfin, pour les deux premières bascules, un circuit SN 7476N convient parfaitement. Signalons, encore un aspect d'une extrême importance : les diviseurs issus d'une chaîne binaire synchrone ne tombent jamais sur un cycle erroné car toutes les étapes de calcul sont utilisées successivement.

C'est pour cette raison, notamment, que l'on peut se dispenser d'établir un tableau de vérité du compteur et que le seul raisonnement physique suffit pour déterminer sa constitution. Ce ne serait pas le cas, par exemple, pour un compteur devant diviser par un nombre quelconque (prochain article).

EXEMPLES D'APPLICATIONS

Les bascules binaires naturelles sont assez fréquemment utilisées dans les synthétiseurs, les standards de fréquence et les horloges à quartz.

Un des exemples à citer en télévision est la création des lignes à partir d'un oscillateur à quartz servant de base à nombre d'autres séquences. Le montage de la figure 6 montre en effet le traitement à assurer pour passer de 1 MHz (horloge HF de base) à la fréquence « lignes » de 15625 Hz du standard à 625 l.

Il suffit de diviser f_0 par 2^6 pour obtenir des tops de $1 \mu s$ de largeur et de $64 \mu s$ de période de récurrence. Le diviseur par 64 peut-être obtenu au moyen du montage pratique de la figure 7. On regroupe un diviseur par 2^4 et un diviseur par 2^2 c'est-à-dire, respectivement, les montages (c) et (a) de la figure 4. Toutefois obtenir une impulsion brève au bout de $64 \mu s$ ne constitue pas un signal de ligne prêt à recevoir les tops de synchronisation traités par ailleurs et l'information de luminance. On a donc recours à un monostable qui reconstitue un palier de blanking de 11 à $12 \mu s$ dans lequel viendront s'ajouter les tops de synchronisation « lignes » (fig. 6) (Le potentiomètre $R = 10$ à $20 k\Omega$ et la capacité d'intégration $c = 1\ 000$ pF permettent de régler Δt à $10/12 \mu s$ (voir fig. 7). On dispose d'un signal positif Q_S et de son complément \bar{Q}_S).

Un second exemple consiste en la détermination d'un signal

d'horloge présentant un top bref chaque minute.

L'emploi est évident : il s'agit d'un circuit créant une impulsion dans un relais qui relâche temporairement un échappement de roue indicatrice ou une séquence traitée, par ailleurs, dans un affichage électronique. S'il s'agit d'une roue indiquant les minutes d'une pendule, celle-ci est en relation avec d'autres roues totalisatrices à entraînement mécanique et affichant les heures les jours, les mois etc. Quant à l'affichage par des néons ou des LED à 7 segments, le traitement est constitué encore de compteurs par 60 (heures) puis par 24 (jours) etc. (voir fig. 8). La division atteint 2^{24} grâce à deux circuits intégrés Motorola MTD 134P (1) dont une partie peut être utilisée en oscillateur Colpits à Quartz. Ce dernier oscille sur $2^{24} \times 1/60 = 279,620267$ kHz avant la division.

Bien que les constructeurs ne soient pas très locaux sur la constitution de tels circuits intégrés/compteurs, nous pensons que la technique employée s'apparente à une association synchrone/asynchrone. L'accrochage de l'oscillation s'effectue au moyen de C. Aucune mise au point ne se justifie dans une telle division.

La remise à l'heure s'effectue mécaniquement sur les

roues « à crochet ». Le système électronique se remet à l'heure au moyen des bornes RAZ (boutons poussoirs non représentés). Les compteurs par 60 et par 24 ne sont pas des systèmes binaires 2^n mais des associations de diviseurs par 10 (décade) de diviseurs par 3 et de bascules 2^n :

Exemples :

$$24 = 2^3 \times 3$$

$$60 = 2 \times 3 \times 10$$

De tels circuits sont constitués de bascules JK synchrones mais dont certains états se trouvent « gelés » au moyen d'une combinaison logique appropriée.

(à suivre)

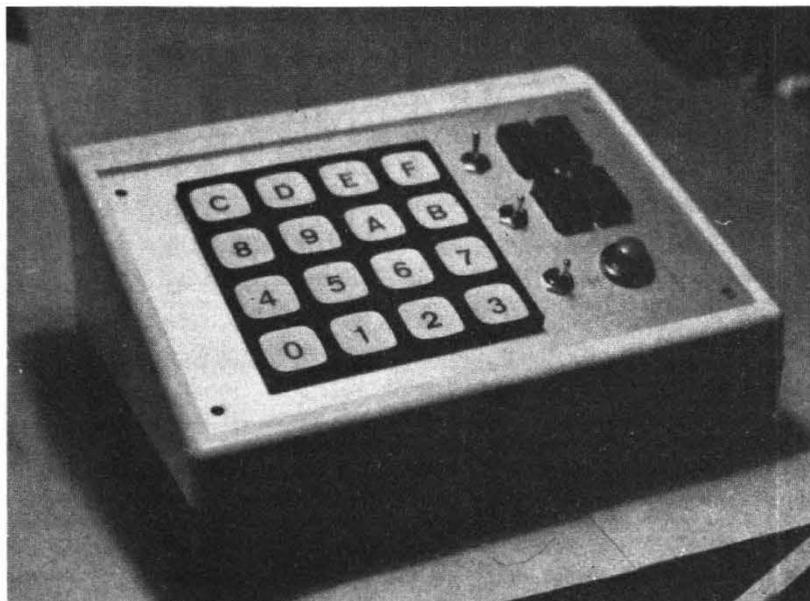
Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE

Bibliographie : Manipulations de Logique Séquentielle Laboratoire de l'ECE (H. MURIOT).

UN ENCODEUR DE CLAVIER

HEXADÉCIMAL

POUR GÉNÉRER DES MOTS DE HUIT BITS



COMME nos lecteurs ont pu le constater depuis quelque temps, les microprocesseurs envahissent, rapidement et sûrement, notre vie quotidienne et, par conséquent les colonnes des revues spécialisées, dont celles du HP.

Nous avons bien entendu en « chantier » quelques réalisations à base de microprocesseurs et nous vous les proposerons prochainement. Il nous est apparu cependant nécessaire de « préparer le terrain » pour ceux d'entre vous qui préférez « digérer » ce sujet à dose homéopatique en vous proposant quelques « outils » traités en logique conventionnelle et qui nous permettront de mettre en œuvre les microprocesseurs. Cela va être l'objet de cette réalisation dont le but initial est d'encoder un clavier à 16 touches pour fabriquer des mots de huit bits. Nous la ferons suivre par d'autres éléments complémentaires : alimenta-

d	c	b	a
8	4	2	1
MSB			LSB

Fig. 1. - Ici le MSB vaut « 8 » tandis que le LSB vaut « 1 ».

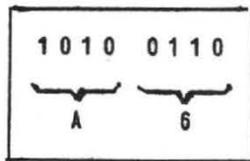


Fig. 3. - L'octet « A6 » vu en binaire.

Fig. 2. - Correspondance hexadécimal-binaire.

DEC.	HEX.	BINAIRE
0	0	0 0 0 0
1	1	0 0 0 1
2	2	0 0 1 0
3	3	0 0 1 1
4	4	0 1 0 0
5	5	0 1 0 1
6	6	0 1 1 0
7	7	0 1 1 1
8	8	1 0 0 0
9	9	1 0 0 1
10	A	1 0 1 0
11	B	1 0 1 1
12	C	1 1 0 0
13	D	1 1 0 1
14	E	1 1 1 0
15	F	1 1 1 1

tion secteur capable de fournir les sources nécessaires à un programmeur de PROM, programmeur lui-même, etc. Ces systèmes se présenteront sous forme modulaire et permettront de constituer une sorte de centrale de mise au point pour microprocesseurs.

Ajoutons enfin que cette réalisation est basée sur l'emploi de CITTTL qui font partie des fonds de tiroirs de bien des amateurs et que, si l'on désire utiliser des CI présentant des caractéristiques de consommation bien plus faibles, il sera possible d'utiliser la série C-MOS de National Semiconductor qui présente une identité totale de brochages et de tension d'alimentation avec la TTL traditionnelle.

GÉNÉRALITÉS

Bien que les notions élémentaires et la terminologie habituelle soient périodique-

ment rappelées dans ces colonnes, il nous semble utile de commencer cette description par un lexique très condensé des quelques termes que nous serons appelés à utiliser fréquemment.

— MOT : assemblage cohérent de « x » informations binaires ou « bit » signifiant une information logique complète. Un mot de « n » bits permettra de représenter 2^n informations différentes soit par exemple pour n=4, 16 informations et pour n=16, 4096 informations.

— BIT : vient de la contraction de la locution anglo-saxonne « Binary digit » ou digit binaire. Est caractérisé par seulement deux états possibles conventionnellement notés « 0 » et « 1 ».

— OCTET : mot de huit bits.
 — MSB : abréviations anglo-saxonne de l'expression « Most Significant Bit » ce qui signifie « Bit de poids le plus élevé ». Expliquons-nous en prenant un exemple :

Soit un mot de quatre bits que nous écrirons « DCBA », et que chacun d'entre eux est affecté de sa valeur binaire soit A = 1, B = 2, C = 4 et D = 8, comme nous l'indiquons sur la table de la figure 1, nous remarquerons que le bit D vaut à lui tout seul 8 c'est-à-dire plus que la somme de tous les autres bits réunis. Par convention, ce bit sera le MSB.

— LSB : a un lien de parenté identique au précédent et correspond à Least Significant Bit soit Bit de poids le plus faible. Pour les mêmes raisons que ci-dessus et comme le montre également la figure 1, le bit noté A sera le LSB du mot DCBA. Le LSB sera aussi la plus petite valeur analogique affectée à un bit et susceptible de « séparer » deux mots successifs (nous retrouverons cette notion dans un article basé sur l'emploi des convertisseurs analogiques/numériques).

— HEXADÉCIMAL : système de notation et de calcul ayant comme base la valeur 16 ce qui revient à compter en

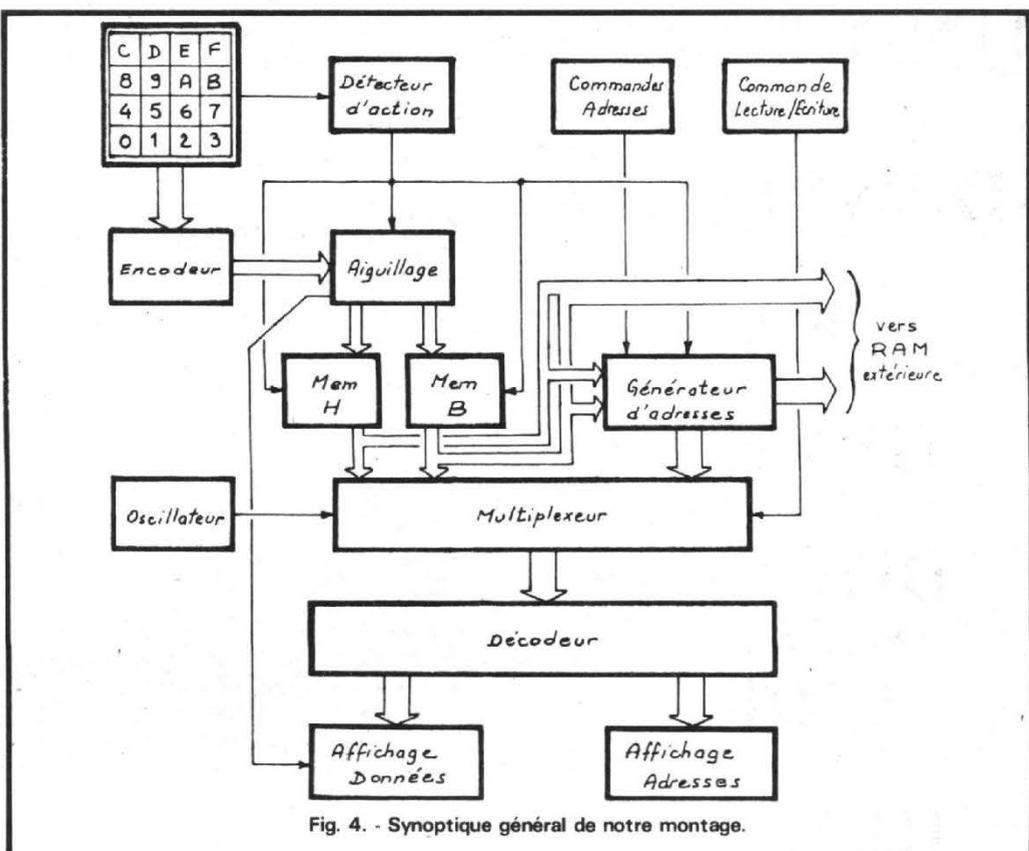


Fig. 4. - Synoptique général de notre montage.

seizaines (au lieu de dizaines pour un système à base 10 ou décimal). Nous remarquerons qu'une seizaine correspond aux seize significations possibles d'un mot de quatre bits ce que nous retrouvons sur la table de la figure 2.

La notation hexadécimale d'un mot de huit bits se fera en plaçant bout à bout deux mots de quatre bits représentés par le symbole (chiffre ou lettre) caractéristique comme le montre l'exemple de la figure 3.

FONCTIONS A RÉALISER

Le but immédiat de notre montage est de permettre de transformer une action sur une touche d'un clavier en un mot de quatre bits « O » à « F » représentatif de la touche actionnée. Il est destiné à :

- fabriquer des mots de huit bits à l'aide d'un jeu simple de mémoires (latches),
- visualiser sur un affichage

à sept segments la valeur de cet octet,

- générer des octets d'adresse pour écrire ou lire dans une mémoire extérieure (256 mots),
- visualiser également ces adresses en sept segment,
- écrire des données de huit bits dans une mémoire extérieure,
- etc.

Ce sera un élément fondamental d'un programmeur de PROM ou d'EROM qui suivra cette description.

ARCHITECTURE DU MONTAGE

Nous trouverons l'organisation générale du montage sur le synoptique de la figure 4. Les fonctions représentées sont :

- le clavier qui est du type à 16 touches identifiées en code hexadécimal dont le branchement électrique est du type « single pole » c'est-à-dire qu'une action sur une touche

ferme un contact entre une ligne commune et une ligne propre à la touche considérée. Ce type de clavier va nous obliger à réaliser un circuit destiné à faire l'encodage binaire ce que font d'ailleurs des claviers du commerce mais nous n'avons pas eu l'occasion d'en expérimenter ;

- l'encodeur qui va « lire » l'information issue du clavier pour générer un mot de quatre bits ;

- le détecteur d'action qui fournira une information « touche actionnée » ;
- un circuit d'aiguillage dont la fonction sera d'orienter alternativement et pour chaque action successive sur les touches du clavier le mot de quatre bits obtenu vers deux mémoires de quatre bits afin de constituer un octet ;
- les mémoires hautes et basses qui recevront les deux mots de quatre bits pour mémoriser un octet. Leur contenu pourra, par action sur une commande appropriée, permettre une préposition d'un générateur d'adresses à

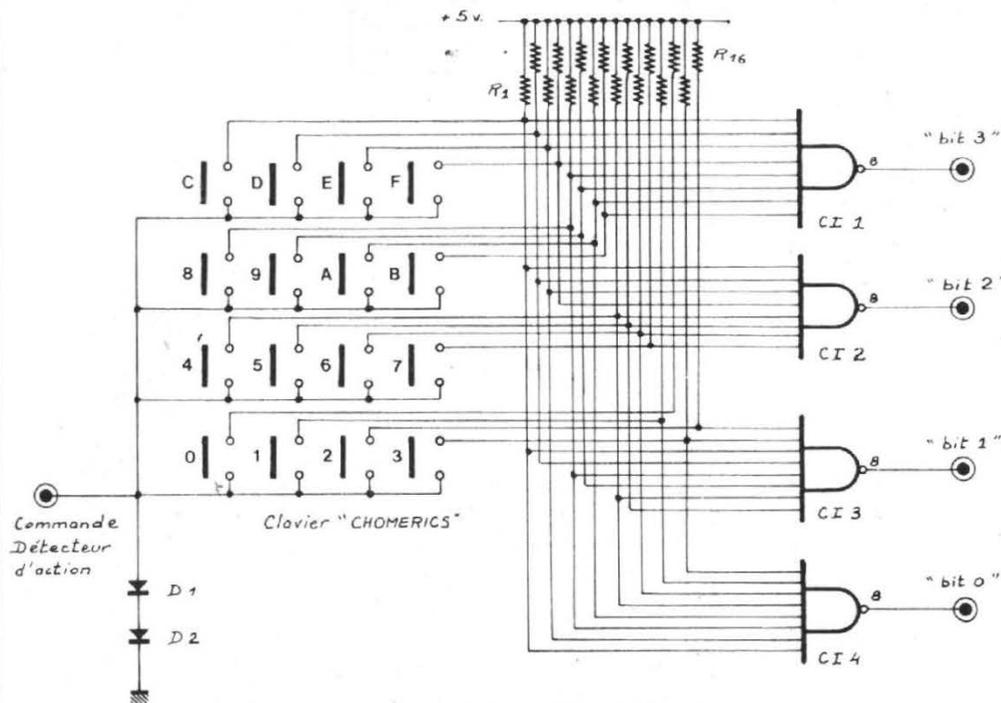


Fig. 5. - Schéma de l'encodeur.

une valeur sélectionnée avec le clavier ;

- le générateur d'adresses qui est chargé de fabriquer un octet d'adressage pour une mémoire extérieure à partir d'une adresse composée au clavier et incrémentée ou décrémentée de un pour deux actions sur le clavier ;

- l'oscillateur dont la fonction sera de commander le cir-

cuit de multiplexage et celui d'affichage des informations ;

- le décodeur qui permettra de traduire sur les afficheurs à sept segments non seulement les chiffres de 0 à 9 mais les lettres de A à F ;
- les circuits affichage des données et des adresses.

Ne sont pas figurées sur le synoptique les commandes particulières qui seront examinées avec chaque circuit.

LES CIRCUITS

- **Le clavier** : celui que nous avons utilisé est du type hexadécimal à sorties single pole. Il s'agit d'un modèle du type ER de fabrication Chromerics et qui a été mis aimablement à notre disposition par la société Getelec à Clamart. Il est remarquable par l'aspect sensible de ses touches grâce à

l'emploi de mylar cloqué et métallisé ce qui ne donne pas de sensation de déplacement des touches, mais également pour son aspect économique ce qui est une « donnée » que nous nous efforçons de ne pas perdre de vue dans nos réalisations. Il est relié aux circuits extérieurs à l'aide de deux petits connecteurs à 8 et 9 broches, au pas de 2,54 mm, mais qu'il faut, hélas, aller chercher chez un autre fournisseur ce qui n'est pas pour simplifier la tâche de l'approvisionnement. Ces connecteurs, très bon marché, sont présents dans le catalogue Molex distribué par la société France-Connexion à Vincennes. Vous connaissez probablement d'ailleurs ce genre de connecteur car il s'agit du même produit vendu chez tous les distributeurs sous forme de bande remplaçant les supports de circuits intégrés mais avec un mini-boîtier plastique. Nous avons complété ces connecteurs de deux petits morceaux de circuit vero au pas de 2,54 mm servant de relais pour les fils de câblage.

Ajoutons enfin que le modèle de clavier que nous avons utilisé se fixe sur la face avant par écrasement à chaud de quatre picots en plastique (ou par collage) ce qui constitue une méthode simple et économique d'assemblage.

- **L'encodeur** : son schéma complet est indiqué sur la

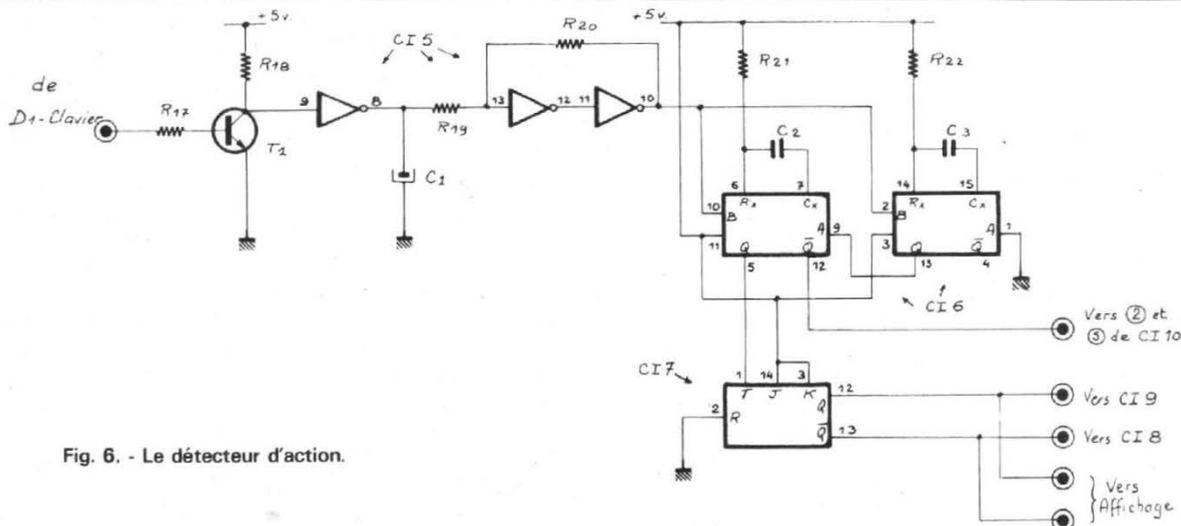


Fig. 6. - Le détecteur d'action.

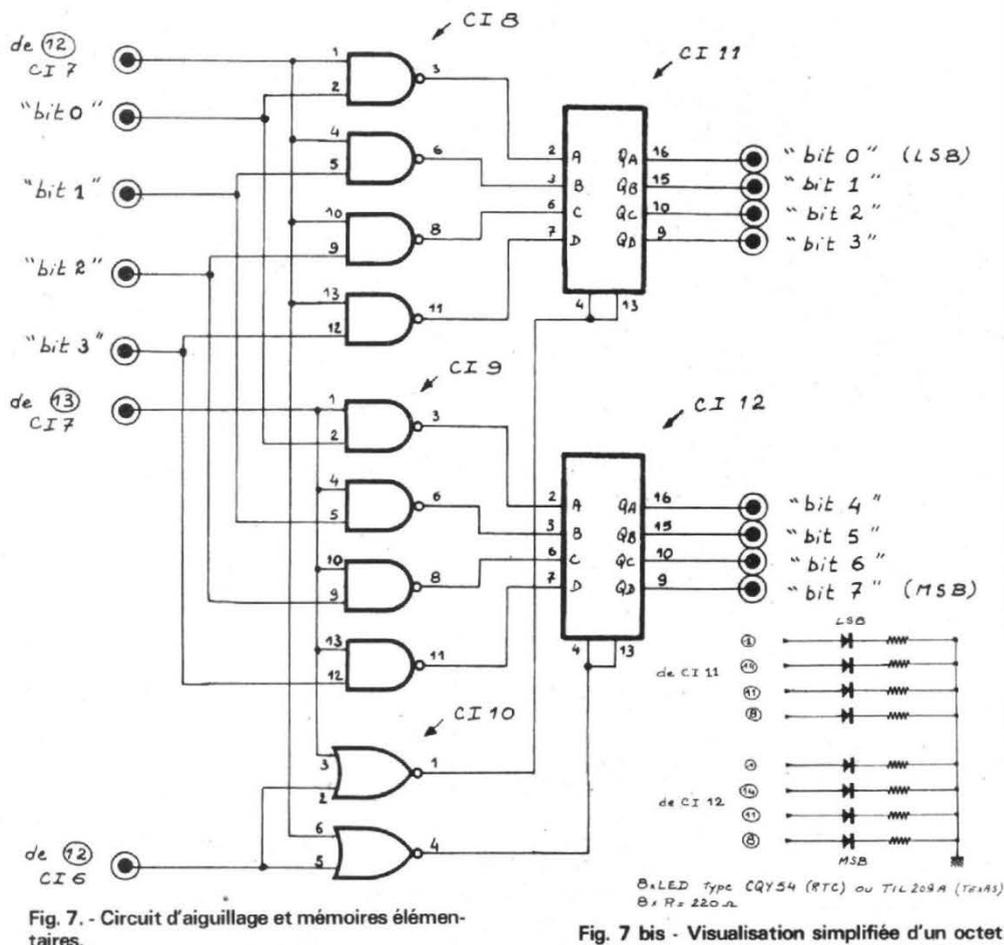


Fig. 7 - Circuit d'aiguillage et mémoires élémentaires.

Fig. 7 bis - Visualisation simplifiée d'un octet.

figure 5. Il est constitué de quatre CITT L SFC 430 (7430), portes Nand à huit entrées. Les entrées reçoivent les informations issues du clavier pour générer des mots de quatre bits ayant la « valeur » de la touche commandée.

Nous remarquerons que :
— aux touches 1, 3, 5, 7, 9, B, D, F correspond toujours la valeur « 1 » pour le bit de poids le plus faible que nous nommerons « bit 0 » et que ce résultat n'est vrai que pour ces touches ;

— aux touches 2, 3, 6, 7, A, B, E, F correspond toujours la valeur « 1 » pour le bit de poids immédiatement supérieur au précédent et que nous nommerons « bit 1 » et que ce résultat n'est vrai que pour ces touches ;

— de même aux touches 4, 5, 6, 7, C, D, E, F correspond toujours la valeur « 1 » pour le bit que nous appellerons

« bit 2 » et seulement pour ces touches ;

— enfin, la valeur « 1 » correspondra aux touches 8, 9, A, B, C, D, E, F et uniquement à celles-là pour le « bit 4 » qui sera notre MSB.

Cette configuration ne fait que confirmer la table de la figure 2.

Si nous considérons la fonction Nand à huit entrées, qui peut s'écrire

$$Y = \overline{a.b.c.d.e.f.g.h},$$

une simple application du théorème de Morgan qui précise que le complément d'un produit logique est égal à la somme des compléments des termes du produit, autorise l'écriture de l'équation logique suivante :

$$Y = \overline{a} + \overline{b} + \overline{c} + \overline{d} + \overline{e} + \overline{f} + \overline{g} + \overline{h}$$

Cela devient alors une fonction OU mais en logique négative.

Cette propriété va être utilisée pour l'élaboration de notre code binaire pour chaque touche. Expliquons nous en prenant pour exemple le « bit 0 » de la figure 5 où nous voyons que :

— aucune action sur une quelconque touche du clavier fait que les huit entrées de CI 4 reçoivent toutes un niveau logique 1 ce qui entraîne la sortie au niveau logique 0 conformément à la table de vérité de la fonction Nand maintenant bien connue ;

— une action sur une des touches reliées aux entrées de CI 4, soit les touches 1, 3, 5, 7, 9, B, D ou F entraînera l'entrée correspondante au niveau logique 1.

Nous pouvons évidemment tenir le même raisonnement pour les bits 1, 2 et 3. Ainsi, avec quatre SFC 430, nous élaborerons le mot de quatre

bits significatif de la touche correspondante. Remarquons qu'une action sur la touche « 0 » n'influencera pas les entrées des SFC 430, les quatre sorties resteront au niveau logique bas et nous obtiendrons bien le mot 0000.

Nous remarquerons sur la figure 5 les deux diodes D1 et D2 par l'intermédiaire desquelles les entrées des portes Nand seront mises au niveau logique bas lorsque une touche est actionnée. Dans ce cas, la ou les entrées voient une tension de l'ordre de 1,4 volt pour le niveau bas, ce qui ne nous gênera pas au plan de l'immunité au bruit mais nous permet d'avoir une information logique - 0 volt - + 1,4 volt - quand une quelconque touche est actionnée. De plus, cette information apparaîtra sur la ligne commune du clavier. Nous avons adopté cette disposition pour commander le circuit que nous allons examiner maintenant : le détecteur d'action.

— **Le détecteur d'action :** pourquoi un détecteur d'action ? Elaborer un mot de quatre bits, c'est bien mais encore faut-il pouvoir s'en servir, l'enregistrer en quelque sorte. Il sera donc nécessaire de « fabriquer » une impulsion unique pour chaque action sur le clavier, y compris sur la touche 0 qui, nous l'avons dit plus haut, n'entraîne pas de changement d'état de CI 1 à CI 4. Le schéma de ce circuit est donné sur la figure 6. La tension obtenue sur l'anode de D1 (0 V ou + 1,4 V) commande, via R17, la base du transistor NPN T1 dont l'émetteur est relié à la masse et le collecteur est chargé par R18. Lorsque la commande de T1 est à 0 volt, ce dernier est bloqué et son collecteur est pratiquement placé au potentiel de l'alimentation soit + 5 volts. Quand la commande est à + 1,4 volt, T1 se sature et le potentiel de son collecteur prend la valeur de $V_{ce\ sat}$. c'est-à-dire pratiquement le potentiel de la masse. Le signal prélevé sur le collecteur de T1 commande l'entrée

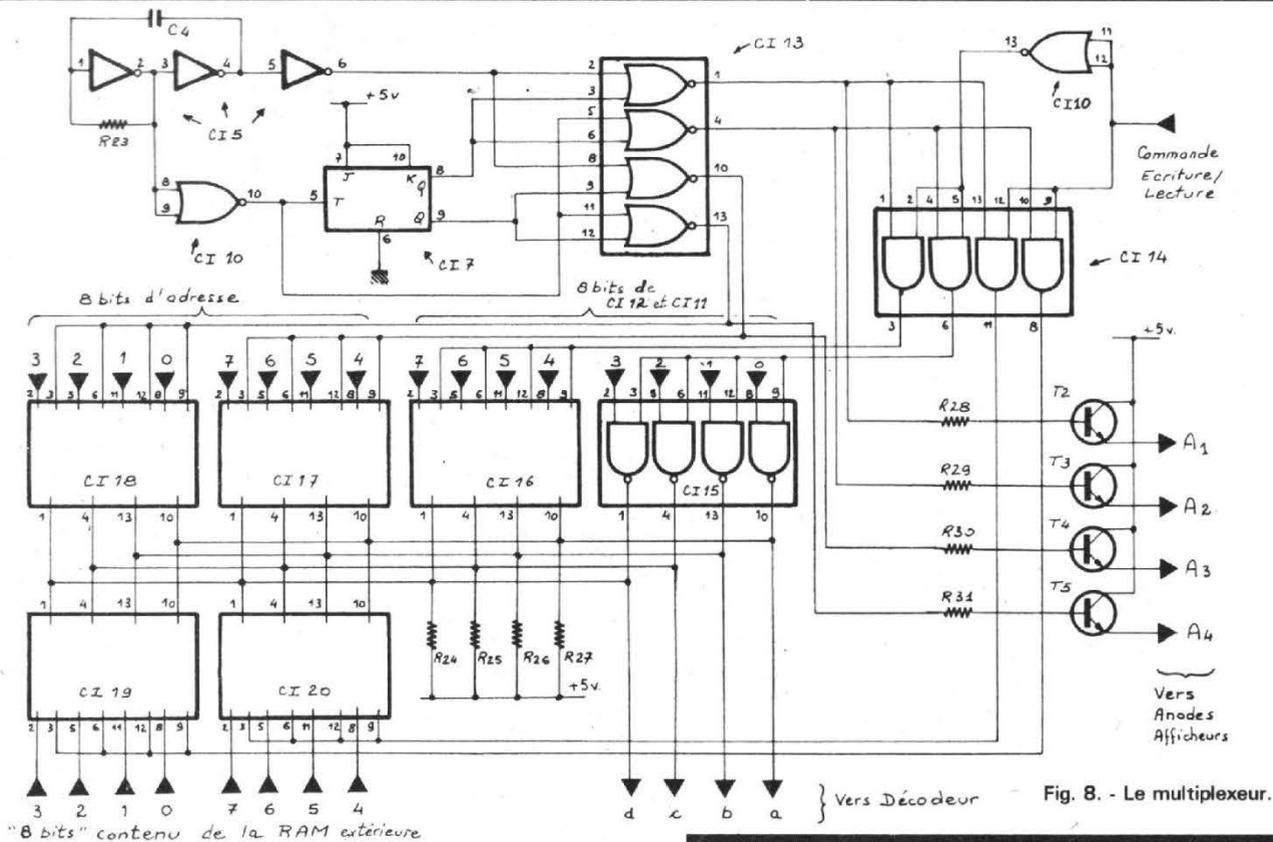


Fig. 8. - Le multiplexeur.

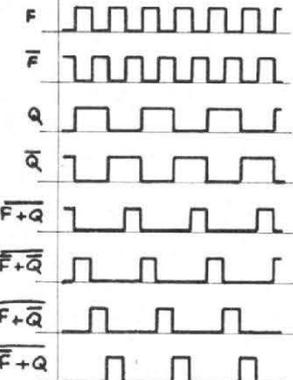


Fig. 8 bis. - Diagramme des signaux de multiplexage.

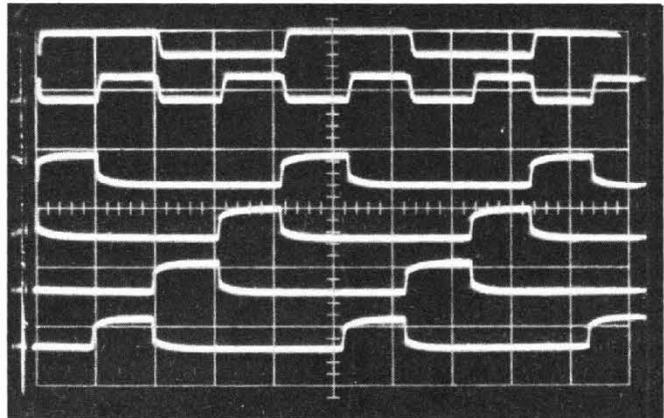


Fig. 8 ter. - Photographie de l'oscillogramme des signaux de multiplexage obtenue avec notre commutateur à huit voies (les temps de montée sont dus à la limite de fréquence du commutateur de mesure.

d'un élément inverseur de SFC 404 (CI 5) puis transite par une cellule constituée de C1, R19 et R20 et de deux autres éléments inverseurs de CI 5 qui joue le rôle de circuit anti rebond. A la sortie de ce circuit, nous obtenons un signal présentant un flanc montant pour chaque action sur une quelconque touche. Cette impulsion actionne les deux circuits monostables contenus dans CI 6 - SFC 4123 - qui seront chargés de fournir une impulsion de durée constante de l'ordre de

1,5 milliseconde avec C2 - 100 nF. Cette disposition joue également un rôle de complément d'anti-rebond. L'impulsion obtenue est adressée sur l'entrée d'horloge d'une bascule JK contenue dans CI 7 et connectée en diviseur par deux. L'impulsion monostable nous servira d'impulsion d'écriture en association avec les sorties de la bascule JK dans le circuit que nous allons aborder maintenant.

— **Le circuit d'aiguillage - les mémoires intermédiaires :** le schéma en est donné

sur la figure 7 où l'on voit que les mémoires sont constituées par deux SFC 475 - quadruples bistables de stockage (quad-latchés) - bien connus pour leur emploi avec les déca-des de comptage pour mémoriser le résultat du comptage précédent. Ces deux mémoires, CI 11 et CI 12, contiennent 4 bits chacune et seront chargées de mémoriser, à tour de rôle, les mots de 4 bits provenant de l'encodeur, à travers un circuit d'aiguillage constitué par CI 8 et CI 9, les impulsions d'écriture étant aiguil-

lées par les deux éléments de CI 10. Cette disposition a été adoptée afin de pouvoir « écrire » un octet (8 bits) en effectuant deux actions successives sur le clavier. Par exemple, la commande de la touche « A » puis de la touche « 6 » entraînera l'écriture de 1010 dans CI 12 puis celle de 0110 dans CI 11 et nous aurons sur les huit sorties l'octet 1010 0110 correspondant bien à A6.

Avant d'expliquer le mode de fonctionnement du circuit d'aiguillage, rappelons briève-

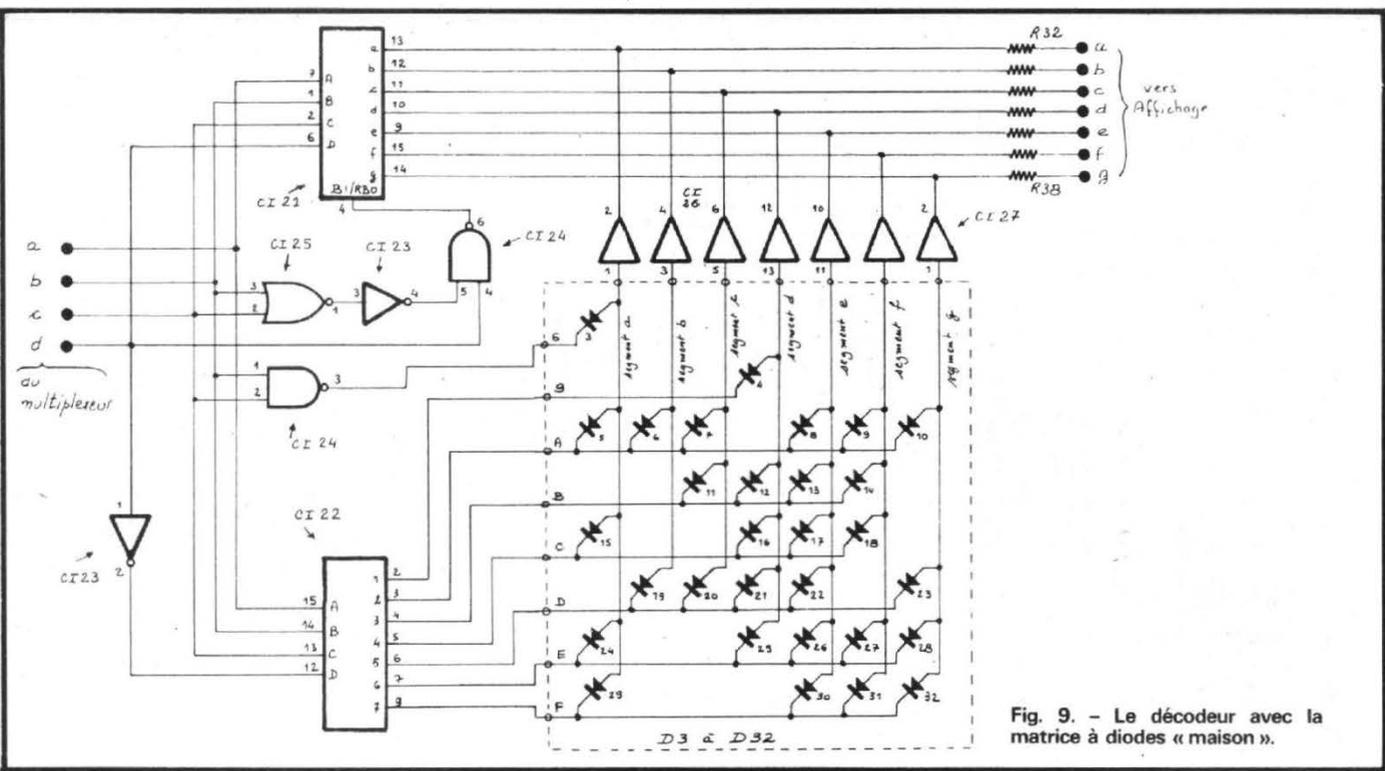


Fig. 9. - Le décodeur avec la matrice à diodes « maison ».

ment le principe de fonctionnement du SFC 475. Quand l'entrée d'horloge est haute, les sorties Q des bascules reçoivent l'état des entrées ABCD (et les sorties \bar{Q} fournissent les compléments). Quand l'entrée d'horloge devient basse, les sorties Q conservent en mémoire les états logiques immédiatement précédents et ne sont plus influencées par les changements pouvant survenir sur les entrées.

Passons maintenant au circuit d'aiguillage. Il est constitué par CI 8 et CI 9 qui sont de simples SFC 400 - quadruples portes Nand à deux entrées - l'un recevant sur l'une des deux entrées des quatre portes l'information Q issue de la bascule CI 7 (voir fig. 6) tandis que l'autre reçoit de la même manière le complément \bar{Q} . Les quatre autres entrées de CI 8 et de CI 9 sont reliées deux par deux de façon homologue et reçoivent les informations « bit 0 » à « bit 3 » en provenance de l'encodeur. Quand $Q = 1$, et par conséquent $\bar{Q} = 0$, nous avons les sorties des quatre portes recevant \bar{Q} à l'état logique 1 quelque soit l'état des autres

entrées conformément à la table de vérité de la fonction Nand. L'autre groupe de quatre portes Nand de CI 8 ayant une de ses entrées au niveau logique 1 va pratiquement se comporter comme un inverseur et ses quatre sorties reflèteront les compléments des états des quatre entrées qui reçoivent le mot de 4 bits de l'encodeur. La porte NOR de CI 10 qui reçoit elle la sortie $Q = 1$ va avoir sa sortie en permanence au niveau logique 0 et par conséquent, le SFC 475 qui voit cette sortie sera en configuration « mémoire » comme nous l'avons dit plus haut. L'autre porte NOR de CI 10 qui reçoit $\bar{Q} = 0$ se comportera comme un inverseur de l'état logique présent sur son autre entrée, en l'occurrence l'impulsion issue du circuit monostable (en fait, comme c'est son complément qui y est adressé, nous aurons une impulsion positive 0-1-0 sur la sortie). Ce cycle va autoriser l'écriture du mot de 4 bits dans la mémoire et il suffira que ce soit celle qui reçoit les informations de l'aiguillage CI 8 - CI 9.

A ce stade de notre réalis-

tion, nous avons un montage encodeur de clavier hexadécimal capable de fournir, sur des sorties « lachées » un octet et cette disposition peut s'avérer suffisante pour certaines applications à condition de pouvoir se dispenser de contrôler visuellement le contenu de cet octet.

Il y a, bien entendu une première possibilité, très simple, de visualiser le contenu de cet octet en disposant, sur les sorties \bar{Q} des SFC 475, huit petites diodes LED selon le schéma de la figure 7 bis. L'inconvénient de cette méthode réside dans la nécessité d'effectuer en permanence une conversion mentale « binaire-hexadécimal ». Ajoutons que les huit diodes LED peuvent être remplacées par une barrette de 8 éléments comme le modèle TIL 268 (Texas).

Cette parenthèse étant faite, nous allons aborder maintenant l'examen des circuits de visualisation par affichage hexadécimal à 7 segments. Ces circuits nous permettront de visualiser non seulement le contenu de l'octet des SFC 475 mais de

plus serviront à contrôler le contenu d'une mémoire extérieure et à indiquer la valeur d'un autre octet issu d'un générateur d'adresse que nous verrons plus loin.

— **Le multiplexeur :** son schéma, représenté sur la figure 8 peut a priori paraître compliqué et utiliser de nombreux boîtiers. En fait, ceci n'est qu'apparence car il n'utilise que des circuits intégrés ultra-courants et très bon marché.

Quel va être le rôle de ce multiplexeur ? Il va être chargé d'amener, à tour de rôle, le contenu de deux octets décomposés eux-mêmes en mots de quatre bits, sur les quatre entrées d'un circuit décodeur qui sera examiné immédiatement après celui-ci, et qui commandera des afficheurs à sept segments classiques. Nous avons ajouté à ce multiplexeur un circuit permettant de sélectionner un des octets à multiplexer parmi deux octets afin de pouvoir effectuer l'affichage d'un octet de données en phase d'écriture sur une mémoire extérieure et de pouvoir en effectuer la lecture, par action sur



Fig. 9-1 - Ce que l'on obtient avec le circuit de la figure 9.

HEX.	DCBA	\bar{D} C B A	0 1 2 3 4 5 6 7 8 . . .
0	0000	1 0 0 0	1 1 1 1 1 1 1 1 0 . . .
1	0001	1 0 0 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 . . .
2	0010	1 0 1 0	1 1 1 1 1 1 1 1 1 . . .
3	0011	1 0 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 . . .
4	0100	1 1 0 0	1 1 1 1 1 1 1 1 1 . . .
5	0101	1 1 0 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 . . .
6	0110	1 1 1 0	1 1 1 1 1 1 1 1 1 . . .
7	0111	1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 . . .
8	1000	0 0 0 0	0 1 1 1 1 1 1 1 1 . . .
9	1001	0 0 0 1	1 0 1 1 1 1 1 1 1 . . .
A	1010	0 0 1 0	1 1 0 1 1 1 1 1 1 . . .
B	1011	0 0 1 1	1 1 1 0 1 1 1 1 1 . . .
C	1100	0 1 0 0	1 1 1 1 0 1 1 1 1 . . .
D	1101	0 1 0 1	1 1 1 1 1 0 1 1 1 . . .
E	1110	0 1 1 0	1 1 1 1 1 1 0 1 1 . . .
F	1111	0 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 0 1 . . .

Fig. 9-2 - Table de fonctionnement de CI 22 - SFC 442 - décodeur BCD décimal.

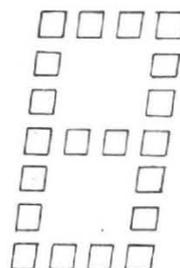


Fig. 9-3 - Figuration de l'afficheur hexadécimal I E E série 1707.

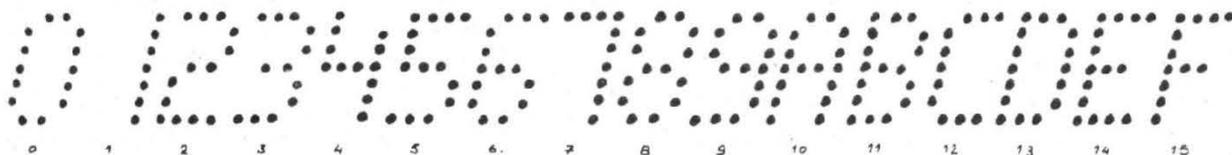


Fig. 9-4 - Ecriture obtenue avec l'afficheur de la figure 9-3.

une commande appropriée, même quand les entrées et les sorties de la mémoire sont distinctes, et ceci sans risque de forçage des sorties.

Nous trouvons d'abord un circuit oscillateur, absolument classique, qui est constitué par deux éléments inverseurs de CI 4, la résistance R 23 et le condensateur C 4. Sa fréquence de fonctionnement, est d'environ 12,5 kHz avec $R23 = 100 \Omega$ et $C4 = 0,22 \mu F$. Les sorties de cet oscillateur, en phase et en opposition de phase, sont mises en forme par un inverseur de CI 4 et par un élément de CI 10 monté en inverseur. La sortie de cet inverseur commande l'entrée

d'horloge d'une bascule JK connectée en diviseur par deux et qui est constituée par la seconde moitié de CI 7. A la sortie de cette bascule, nous disposons donc de signaux en phase et en opposition de phase et de fréquence moitié de celle de l'oscillateur. Nous adressons alors ces quatre signaux que nous appellerons F , \bar{F} , $F/2$ et $\bar{F}/2$ sur les entrées de CI 13 qui est un SFC 402 - quadruple porte NOR à deux entrées - qui va être chargé de réaliser les fonctions suivantes :

$$- \frac{\overline{F + F/2}, \overline{\bar{F} + \bar{F}/2}}{F + \bar{F}/2, \bar{F} + F/2}$$

ce qui nous donne des signaux comme ceux du diagramme de la figure 8 bis. L'oscillogramme de la photo 8 ter, montre la forme des signaux obtenus. Nous remarquerons l'analogie avec le circuit décodeur SFC 441 ou SFC 442 dont la fonction est de n'être actif sur une sortie que pour le mot de quatre bits exact présent sur les entrées du circuit.

Les signaux issus de CI 13 vont ouvrir successivement les portes des circuits intégrés CI 15 à CI 20 - SFC 401 - quadruples portes NAND à deux entrées et à collecteurs ouverts ce qui nous permettra de réaliser avec les sorties une fonction « OU-câblée » char-

gée par les résistances R 24 à R 27.

Précisons le rôle de CI 14, quadruple porte NAND à deux entrées, qui va avoir pour mission de sélectionner le mot de quatre bits « entrée » ou « sortie » de la mémoire extérieure, sans tenir compte de ses caractéristiques particulières (commandes « enable » ou « chip select ») en orientant le crneau de multiplexage soit vers CI 15 - CI 16, reflétant le contenu de CI 12 et CI 13, soit vers CI 19 - CI 20 reflétant le contenu de toute mémoire à huit bits connectée à notre montage.

Les quatre sorties de CI 13

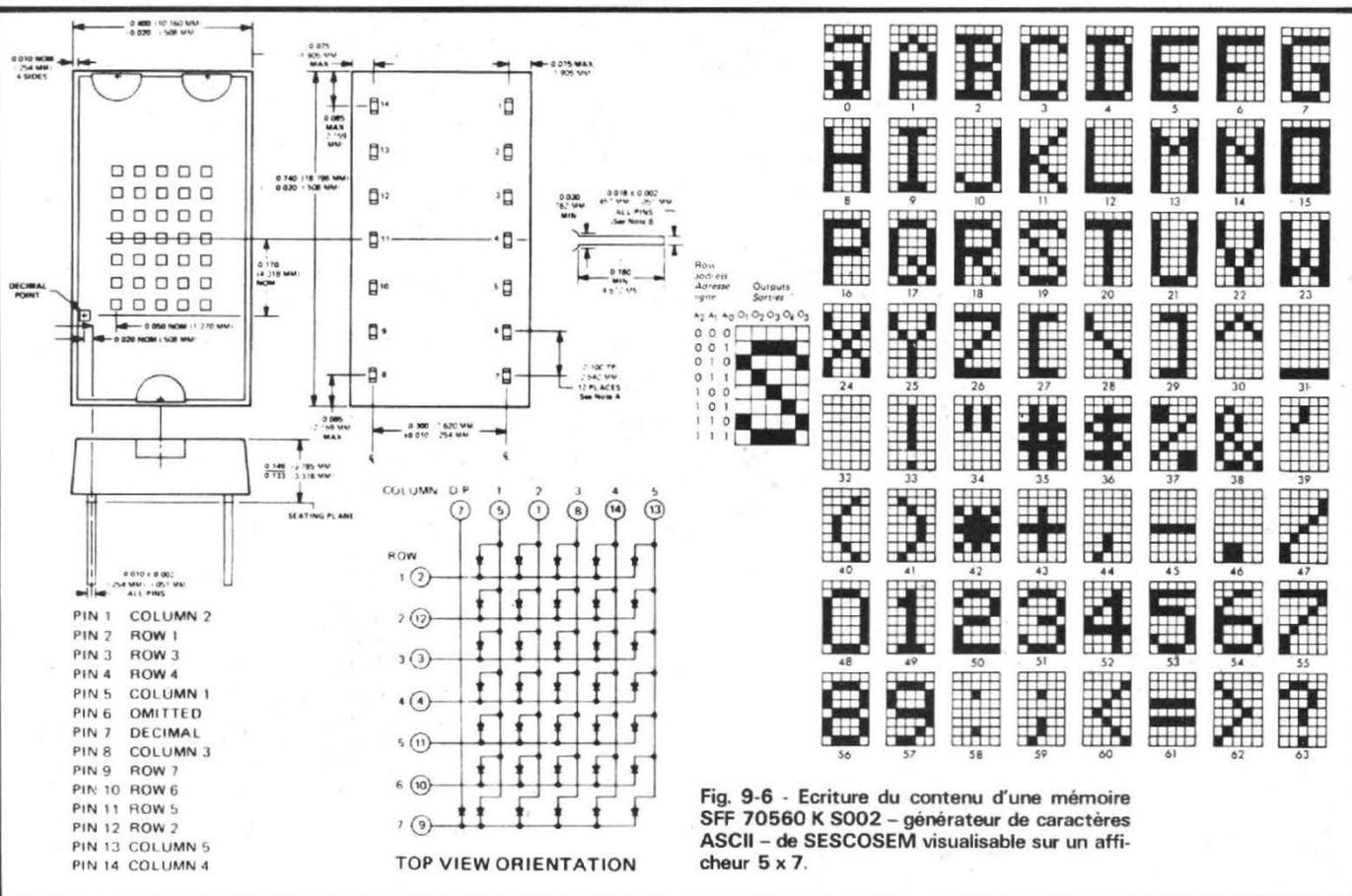


Fig. 9-6 - Ecriture du contenu d'une mémoire SFF 70560 K S002 - générateur de caractères ASCII - de SESCOSEM visualisable sur un afficheur 5 x 7.

« ouvrent » à tour de rôle les transistors T2 à T5, afin d'alimenter les anodes des afficheurs à sept segments, à travers les résistances R 28 à R 31.

— **le décodeur BCD-sept segments pour hexadécimal :** le schéma est indiqué par la figure 9 et nous y voyons deux éléments principaux :

— d'abord un ensemble constitué par CI 21, décodeur BCD/7 segments classique du type SN 7447A dont la fonction sera d'effectuer le décodage des chiffres de 0 à 9 inclus, sans réaliser le « drapeau » dont nous avons parlé dans les numéros 1530 et 1570 du HP.

— ensuite une « matrice à diodes » qui va « fabriquer, d'une part les drapeaux des 6 et des 9, mais surtout de décoder les lettres A à F en sept segments, le résultat étant indiqué sur le dessin de la figure 9-1. Comment sont constitués ces circuits ?

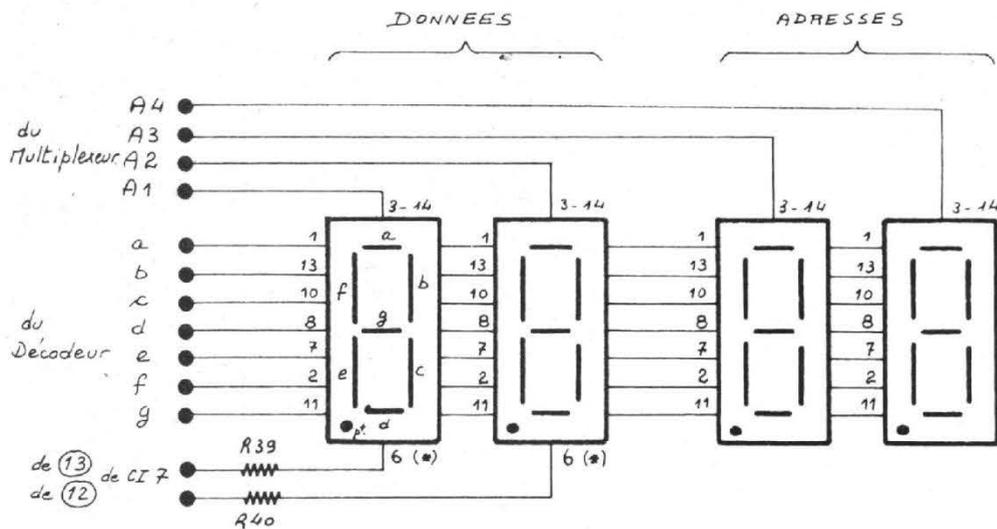
D'abord, le décodeur

BCD/7 segments va jouer pleinement son rôle de 0 à 9 puis sera « inhibé », c'est-à-dire que ses sorties seront toutes placées au niveau logique haut par mise de son entrée BI/RBO au niveau logique bas. Ceci est obtenu en décodant la fonction $(\bar{B} + C) \bar{D}$ ce qui correspond aux valeurs supérieures à 9. Les sorties de ce décodeur sont à collecteurs ouverts ce qui autorise de créer une fonction ou-câblée avec la matrice à diodes elle-même commandée par CI 22, - SFC 442 - décodeur BCD/décimal qui reçoit sur ses entrées les valeurs « A, B C » et le complément de la valeur de « D ». La table de vérité du SFC 442 indique que chaque sortie correspondant à une valeur décimale passe au niveau logique bas quand le mot de quatre bits correspondant est présent sur les quatre entrées. Le fait de lui adresser les valeurs binaires A, B, C et D fait que ce circuit décodera 8 pour 0, 9 pour 1, A pour 2,

etc., jusqu'à F pour 7. Nous en donnons la table de vérité sur la figure 9-2.

Analysons le fonctionnement de ce circuit en liaison avec la matrice de diodes qui lui est associée et qui transcode les sorties du SFC 442 en fonction ou-câblée via CI 26 et CI 27 - hexuples opérateurs de puissance à collecteurs ouverts - pour compléter la fonction ou-câblée citée plus haut. Ainsi, lorsque nous aurons DCBA = 1001 ce qui donne DCBA = 0001, CI 22 donnera un niveau bas sur sa broche 2 correspondant au nombre décodé c'est-à-dire 1. Comme le code d'entrée est celui du chiffre 9, nous utiliserons cette sortie pour « fabriquer le drapeau » du 9 via la diode D 4. Les codes suivants nous donneront les sorties correspondant aux valeurs hexadécimales A à F et commanderont chacune les diodes de la matrice pour illuminer les segments nécessaires selon le dessin de la figure 9-1. Nous

voyons sur cette figure que nous n'obtiendrons pas de lettres majuscules pour tous les cas, l'affichage à sept segments ne le permettant pas. Le montage que nous proposons peut paraître antédiluvien à l'heure des circuits intégrés mais nous n'avons pas trouvé de circuit intégré spécifique de cette fonction, la solution possible étant de programmer une ROM ou une PROM, ou tout au moins les quelques mots nécessaires comme le fait National Semiconductor avec l'Introkit - Telekit d'évaluation du microprocesseur SC/MP que nous avons monté et dont nous vous parlerons prochainement. Précisons quand même qu'il existe des moyens intégrés de réaliser un affichage de caractères hexadécimaux, sans restriction quant à la forme majuscule ou minuscule de ces derniers, et c'est le cas de l'afficheur hexadécimal IEE série 1707 distribué par le Département Europelec de la



(*) broche 9 si point à droite

Fig. 10. - Circuit d'affichage.

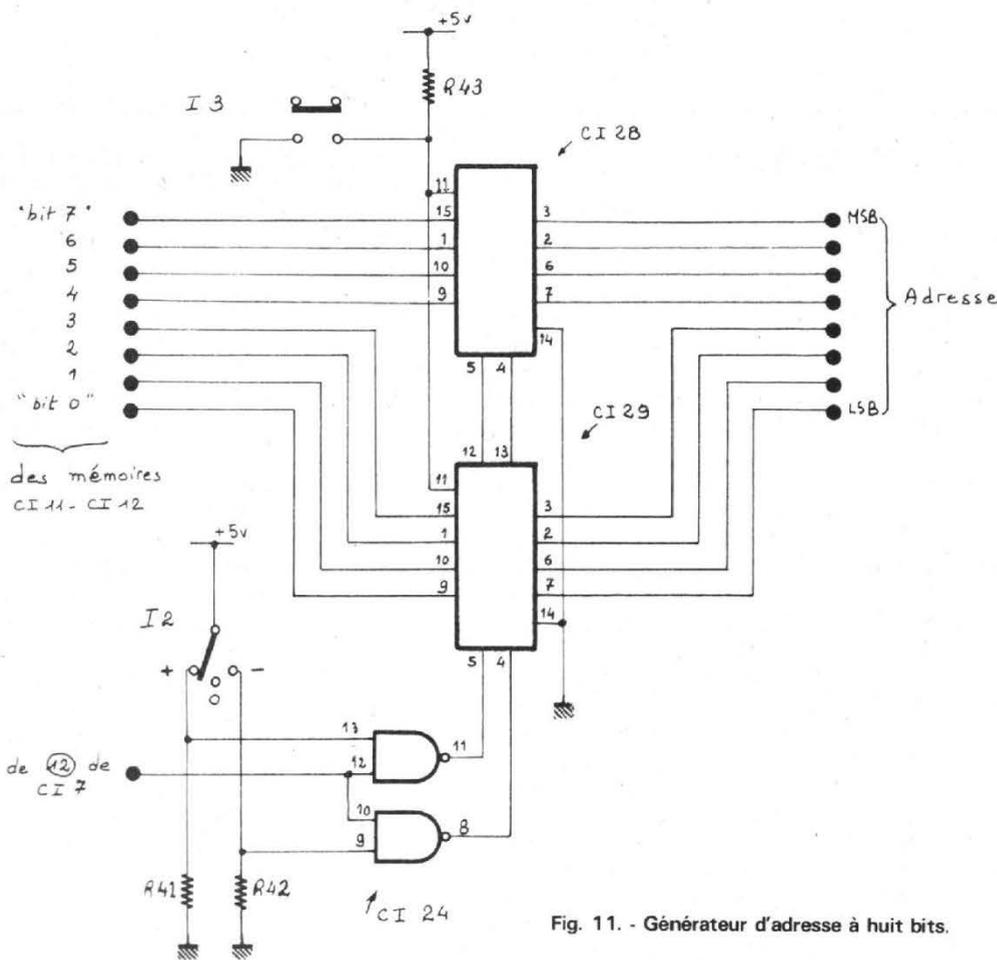


Fig. 11. - Générateur d'adresse à huit bits.

Société Souriau. Cet afficheur présente la particularité de posséder une puce de CI intégrée permettant le décodage et, de plus, étant capable de « latcher » les entrées. L'affichage comprend 20 diodes LED (non compris les points décimaux) disposées comme l'indique la figure 9-3 et permettant un affichage dont nous reproduisons la présentation sur la figure 9-4. Signalons encore, dans la même ligne de produits, un afficheur référencé 1704 qui se présente sous la forme d'une matrice de diodes LED en format 5 x 7 comme l'indique la figure 9-5 et qui nous offrira la possibilité d'afficher un alphabet complet, tel le code ASCII, nous aurions pu l'utiliser si nous en avions eu en notre possession au moment de cette étude mais nous vous proposerons prochainement des applications de ce type de circuits. La figure 9-6 montre les possibilités d'affichage d'un tel dispositif.

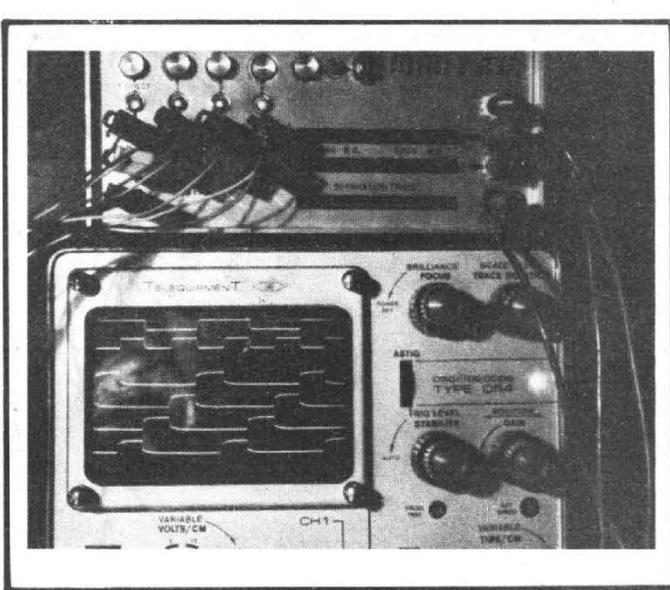
— **L'affichage** : notre montage étant prévu pour traiter simultanément un octet de données et un octet d'adresse, nous avons disposé, sur notre circuit de visualisation, quatre afficheurs, deux pour les données et deux pour les adresses. Nous voyons d'ailleurs la disposition de ces afficheurs sur la photographie en tête de cet article.

Le schéma du circuit d'affichage est indiqué sur la figure 10 où nous voyons que les quatre afficheurs à sept segments et à anodes communes du type CQY 81 ou équivalent sont commandés par les émetteurs des transistors T2 à T5, donc à tour de rôle, grâce au circuit de multiplexage (voir fig. 8) tandis que les cathodes homologues sont reliées entre elles et aux sept sorties du circuit décodeur de la figure 9. Le principe même du multiplexage fait que chaque anode des afficheurs est portée au potentiel d'alimentation au moment où les sept cathodes « voient » l'état des sorties du décodeur, les caractéristiques rétinienne de l'œil

faisant le reste, ce qui est aisé a la fréquence de 12,5 kHz.

Deux des afficheurs recevront les informations « données » lesquelles seront sélectionnées par un interrupteur Lecture/Ecriture et présenteront la particularité d'avoir leurs points décimaux commandés par les sorties de la bascule CI 7 du circuit d'aiguillage via les deux résistances R 39 et R 40. Cette disposition nous permet de visualiser quelle est la partie « haute » ou « basse » de l'octet de données qui est susceptible d'être modifiée par une action sur le clavier. Pour l'affichage des adresses, cette disposition ne s'est avérée nécessaire, ces dernières étant générées « en parallèle » par un circuit que nous allons décrire ci-après.

— **Le générateur d'adresses :** nous indiquons le schéma de ce circuit sur la figure 11, laquelle montre qu'il est simplement constitué de deux circuits intégrés « compteurs-



décompteurs » SFC 4193 montés en cascade et recevant sur ses entrées d'horloge des impulsions issues du circuit d'aiguillage de façon être commandé toutes les deux impulsions en provenance du détecteur d'action ou encore pour chaque « octet » com-

posé sur le clavier. La variation ira dans le sens croissant (incrémentation) ou décroissant (décrémentation) selon la position de l'inverseur unipolaire à trois positions stables I2 qui, en position milieu maintiendra l'ensemble dans son état précédent. Nous avons

  galement prévu une possibilité offerte par les SFC 4193 et qui est le prépositionnement à une valeur déterminée sur les entrées prévues à cet effet. Nous avons relié ces entrées aux huit sorties des « mémoires intermédiaires » SFC 475 et nous avons la possibilité de transférer le contenu de ces circuits sur les sorties des SFC 4193 par une action sur le poussoir 13 qui s'appellera « initialisation adresses ». Ce circuit nous offrira la possibilité de partir d'une adresse quelconque (parmi 256) comme par exemple la lecture, pas à pas, et à partir d'une origine quelconque, d'une mémoire morte ROM ou d'une RAM dans laquelle nous venons d'écrire ou encore dans une PROM que nous venons de programmer ce qui est un des buts de cette réalisation.

(   suivre)

B. DOUTREMEPUICH

DISSIPATEURS RADIATEURS
de forte puissance en alu. Prix incroyables.
10 F le Kg
Autres modèles, prix suivant dimensions.

DES TONNES DE FILS ET CABLES DE TOUTES SORTES !!!

rigoureusement neufs, en simple, blindés,   maill  s fins, multiconducteurs (de 2 à 65 fils), en ruban (de 6 à 30 fils) extra-souple pour cordons, COAX normal et faible perte, etc., en couronnes, sur bobines, en tourets de 100    500 m.

Fils fins, le m de 0,07    0,50 F
Fils ordinaires, le kg 10 F
Fils blindés, le kg 15 F
Multiconduct., le m 1    6 F
etc., etc.

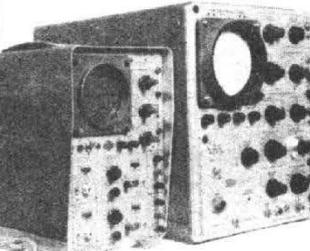
TRES GRAND CHOIX de BANDES MAGNETIQUES
— Pour magnéto du \varnothing 90 à 270.
Bobines vid  es de **0,80    18F**
Pour ordinateur.

Instrumentation ou vidéo, en 1/2 - 1 pouce, de 10 F    200 F. Neuves ou réemploi.

TRANSFO 110/220 V
10, 25, 35 V
Matériel exceptionnel
50 F.
Non repère : le kg 4 F.
220 - 2 x 8 V - 5 V
20 F et 25 F.

PORTE-FUSIBLES NEUFS
6 A - 3 F
10 A - 5 F

TRES BEAU LOT D'OSCILLOS



Tres beau lot d'Oscillos Tektronix, Philips, CRC, Ribet, etc. Etet impeccable. En simple et double traces, de 3 à 90 MHz.
Prix de 500 F    4.000 F.

FICHES DE CONNEXION
Pour tableaux ou appareil de mesure.
 \varnothing 4 - le kg : 70 F.

ET TOUJOURS... NOS CIRCUITS IMPRIMES

Circuits imprimés avec composants divers miniaturisés de très haute technicité et rigoureuses tolérances, comprenant : Diodes, Transistors, Résistances, Condos, Selfs, circuits intégrés, Potentiomètres, Relais Mercure, etc. Chaque lot de 1 kg comprend environ 7 à 800 éléments.

Circuits simples : le kg 10 F.
Circuits spéciaux : prix suivant composition.

ROUES CODEUSES
Enfin, des roues codeuses à la portée de tous (Sélection) neuf montées par groupe de 3, avec boitier et cache. En décimal.
Les 3 : 40 F.
Pièce : 15 F.
(Par quantité, nous consulter)

SUPER AFFAIRE NEUVE
Batteries cadmium-nickel.
1,2 V - 4 A 35 F.
7 A 50 F.
En réemploi : le kg : 50 F.

CII 931800-2D
3606-52-21-14-204-C

Connecteur Souriau neuf 52 broches .. 10 F

DERNIERE MINUTE...

TESTEUR/COMPARATEUR

Testeur/comparateur de circuits intégrés ou logiques en coffret plastique - Hewlett - Packard.
Valeur : 3.400 F. Notre prix incroyable : 800 F (quantité limitée).

DES MILLIERS DE DIODES...
neuves en bandes d'origine - 1N4154 - 1N4148 etc., à partir de 0,50 F (prix spéciaux par grosse quantité).

ET ENCORE :
— Contacteurs 7 t. neuf : 5 F, par mille 3 F
— Potar Trimmer 4,7 K - 1 F, par 500 : 0,50 F
— Epoxy simple et double face, le kg : 50 F
— Bakélite, 63 x 43 : 25 F.
— Relais, très nombreux mod., de 5 F    50 F
— Modem - 600 - 12.000 bandes : 1500 F
— Compresseur à piston à palettes ou turbine de 500    600 F.
— Résist. de 1,4 w et + à part. de 0,15 F (Par quantité, nous consulter)

• TOUS NOS PRIX SONT H.T. (taux réduit de 10 % en plus)

Ets DELZONGLE 20, RUE DE BELFORT, 94300 VINCENNES
TÉL. : 374.64.01 - 328.77.25

MAGASIN OUVERT DE 8 H 30 A 12 H 30 ET DE 14 H A 18 H DU LUNDI MATIN AU SAMEDI MATIN (FERME LE SAMEDI APRES-MIDI)

PAS DE CATALOGUE, PAS D'EXPEDITION, TOUT NOTRE MATERIEL EST A PRENDRE SUR PLACE

LE MODULATEUR TV 7601



SIDER-ONDYNE

L'USAGE du magnétoscope semble se généraliser lentement en France mais la progression paraît augurer d'un avenir prometteur, au niveau du grand public, si celui-ci n'est pas déçu lors de l'adaptation du matériel au téléviseur familial. Car il faut le dire tout nettement : certains magnétoscopes reproduisent des images épouvantables noyées très souvent, par un « son » qui déchire les vues. La raison en est pas seulement un emploi douteux par un amateur peu averti mais, aussi, un fonctionnement délicat au niveau de l'accessoire qui relie le magnétoscope au téléviseur. Il s'agit, bien entendu, d'un modulateur TV, lequel a pour mission de transformer le son et la vision en porteuses UHF

modulées en amplitude que le téléviseur va traiter comme une émission TV ordinaire.

Or, ces modulations sont souvent ou trop sommaires ou saturées par des signaux trop puissants. Par ailleurs, les porteuses « son » et « vision » ne sont pas toujours dosées relativement et si, par malheur, la porteuse « son » est trop forte, des phénomènes d'intermodulation apparaissent au niveau du téléviseur. La solution est toute simple : il suffit d'employer un modulateur de bonne qualité. Cette lapalissade paraît moins évidente aussitôt qu'on pratique l'inventaire des modulateurs du commerce : ceux livrés avec les magnétoscopes, nous l'avons dit sont, souvent, décevants.

Il faut se dire, toutefois, que

l'utilisateur ne doit concéder qu'un minimum de dépense pour cet accessoire. Or, c'est une erreur car cet équipement reste le maillon par lequel la qualité doit être préservée. Le modulateur que nous proposons aujourd'hui constitue un des meilleurs compromis du commerce. Il s'agit, en fait, d'une version semi-professionnelle dont les caractéristiques devraient l'accréditer dans la catégorie au-dessus ; par contre, son prix (moins de 1 500 F H.T.) le rend accessible à l'utilisateur comme complètement direct du magnétoscope, de la caméra vidéo etc.

Il permet la diffusion en voie UHF de la TV en circuit fermé, qu'elle soit en noir et blanc ou en couleur, ce, avec une qualité professionnelle.

SCHEMA DES CARTES MODULATRICES

La figure 1 donne le schéma des modulateurs UHF utilisés pour les porteuses « son » et « vision ».

Il faut souligner le fait que les dites porteuses sont traitées **séparément** ce qui n'est pas toujours le cas avec les modulateurs livrés avec les magnétoscopes. En effet, pour citer ceux dérivés du système CCIR, la modulation se pratique sur une seule porteuse, le son FM constituant une information vidéo comme les autres, placée à + 5,5 MHz de la porteuse vision. Pour faire fonc-

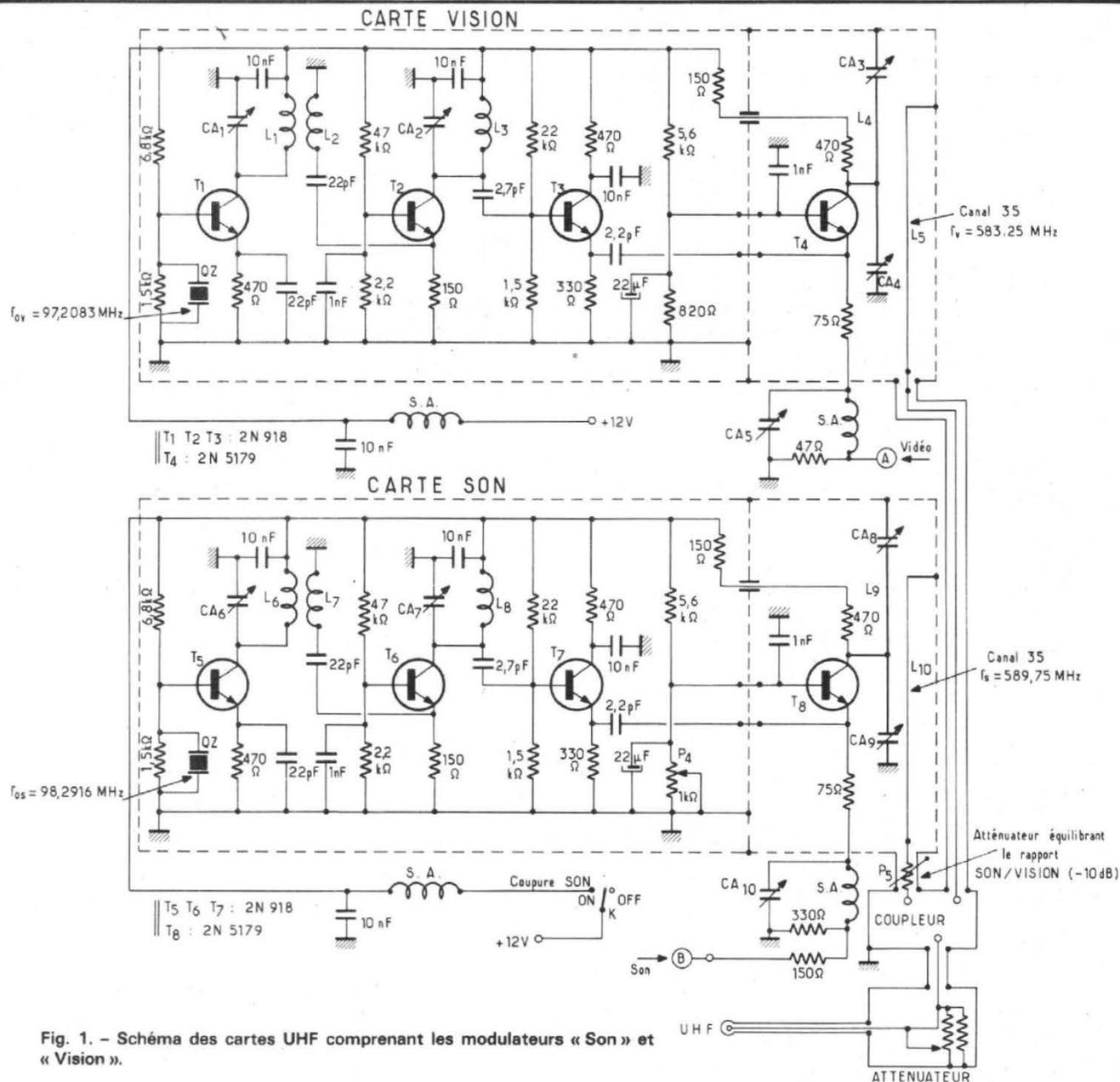


Fig. 1. - Schéma des cartes UHF comprenant les modulateurs « Son » et « Vision ».

tionner ce montage dans les standards français, les constructeurs imaginant une **modulation d'amplitude** décalée à 6,5 MHz (intercalation française et OIRT) mais n'utilisant qu'une seule modulation UHF pour tout le spectre. C'est évidemment imparfait et générateur de défauts rédhibitoires.

Dans la modulation Sider- Ondyne, non seulement les porteuses sont séparées mais on utilise deux quartz pour générer les émissions locales. Cette précaution fait entrer l'équipement dans la catégorie des usages professionnels.

Dans les deux cartes de la figure 1, la structure schématique reste assez semblable : l'oscillation pilote est assurée par T₁ pour la vision et par T₅ pour le son. Les quartz oscillent sur « overtone 5 » soit :

$f_{ov} = 97,2083$ MHz pour la vision

et : $f_{os} = 98,2916$ MHz pour le son.

T₂ et T₆ constituent des étages tripleurs de fréquence.

L'attaque s'effectue par les émetteurs grâce aux couplages inductifs L₂ et L₇ couplages réalisés sur les circuits accordés L₁-CA₁ et L₆-CA₆, prélevant l'harmonique 5 de la propre oscillation naturelle du quartz.

L₃-CA₂ d'une part et L₈-CA₇ d'autre part sélectionnent respectivement des composantes :

$3f_{ov} = 291,6249$ MHz
et $3f_{os} = 294,8748$ MHz

T₃ et T₇ présentent plusieurs

particularités : il s'agit de montages « collecteur-commun » permettant l'attaque à basse impédance des émetteurs de T₄ et de T₈. Ils constituent, en plus, des étages séparateurs favorisant l'harmonique deux (non linéarité naturelle d'un transistor). La liaison peut enfin se faire par capacité du circuit accordé à la base, celle-ci présentant une impédance d'entrée assez élevée pour ne pas trop amortir ce circuit ; on remarquera néanmoins la faible valeur de capacité de liaison (2,70pF) car l'étage reste néanmoins capacitif.

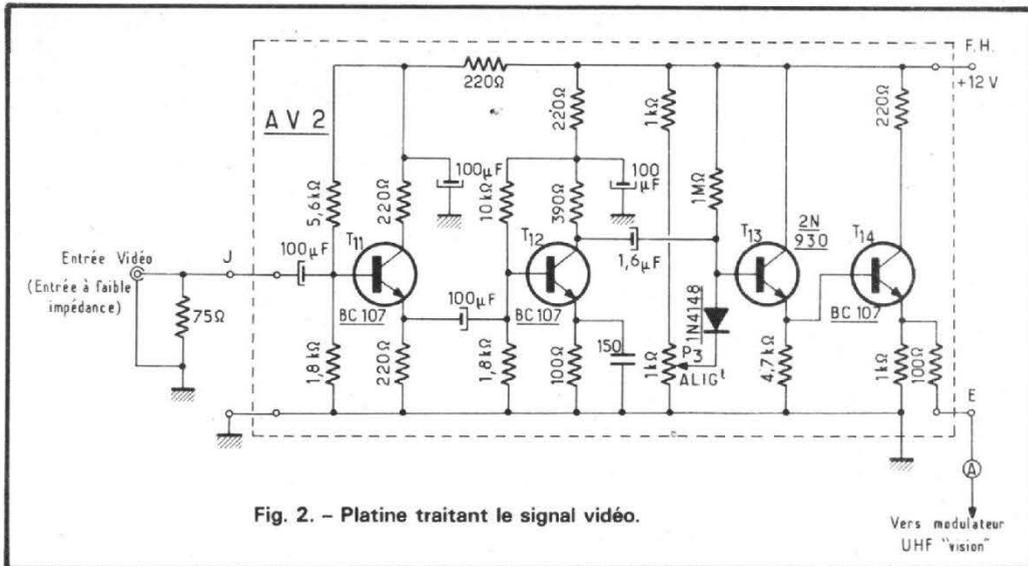


Fig. 2. - Platine traitant le signal vidéo.

Les transistors T_4 et T_8 (2N 5179) fonctionnent à la fois, en doubleur et en modulateur. Comme ils travaillent à plus de 500 MHz, l'attaque se fait sur les émetteurs, les bases étant découplées. Les points de repos sont choisis de telle sorte (montages « base-commune ») que les courbures des caractéristiques permettent la modulation (région de variation linéaire de H_{21}); cette précaution s'avère indispensable si l'on veut obtenir une profondeur de modulation voisine de 100 %, pour le canal vision. Dans le canal « son », pour bénéficier du maximum de rendement dans la modulation, avec le minimum de distortions, le point de repos de T_8 est ajusté au moyen de P_4 . Pour le canal « vision », le point de repos est fixé de telle sorte que toute la caractéristique se trouve entièrement explorée, ce afin d'atteindre les 100 % de taux de modulation nécessaires à la transmission du signal luminance. (Bien que la distorsion importe moins dans le domaine de la luminance signalons que la linéarité obtenue s'avère bonne (voir mesure)). Les informations « vidéo » et « son » sont injectées respectivement aux points A et B; les tensions correspondantes agissant directement sur les courants d'émetteur. Les selfs SA constituent des bobines de choc UHF, les capacités C_{A5} et C_{A10} permettant la mise en évidence de la tension VHF d'injection.

La « vidéo » débouche sur 47Ω et se trouve appliquée intégralement; le « son » est légèrement atténué par l'ensemble 150/330Ω. Les collecteurs de T_4 et de T_8 sont chargés par des lignes UHF à double accord, l'une réduisant la composante harmonique 4 au profit de l'harmonique 2 ce qui rend le signal aussi pur que possible sur :

$$6f_{ov} = 583,25 \text{ MHz (vision)}$$

$$6f_{os} = 589,75 \text{ MHz (son)}$$

L'intervalle des porteuses s'élève bien à 6,5 MHz (standards français et OIRT).

Le couplage à ces lignes

$$\frac{\lambda}{4} / \frac{\lambda}{2}$$

s'effectue au moyen des lignes L_5 et L_{10} placées à une certaine distance des premières dans les cavités qui renferment les étages modulateurs.

La sortie UHF étant com-

mune, on utilise un coupleur linéaire. On intercale néanmoins dans la voie son un atténuateur qui abaisse la portee correspondante à 10dB de celle de la vision. Cette précaution, indispensable évite ainsi les phénomènes d'intermodulation (son dans l'image). La sortie à basse impédance, comporte un atténuateur global permettant de normaliser la tension de sortie à 25mV (sur porteuse vision) et à 10mV (sur porteuse son); ces estimations sont maximales. Notons, enfin, la possibilité de couper l'alimentation de la carte « son » (contacteur K).

PLATINE AMPLIFICATRICE « VISION »

Les tensions disponibles en A et en B doivent être assez

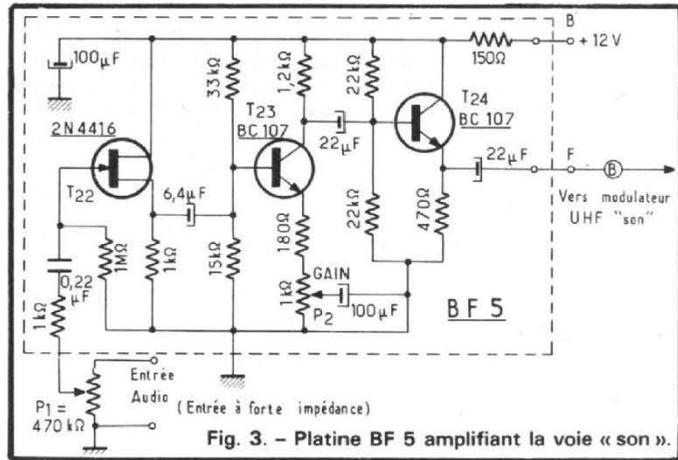


Fig. 3. - Platine BF 5 amplifiant la voie « son ».

importantes pour permettre une modulation profonde (quelques volts). Pour amplifier le signal vidéo, on fait appel à la carte AV2 de la figure 2.

L'entrée débouche sur une charge 75Ω adoptant le câble amenant le signal vidéo. Le transistor d'entrée (T_{11} = BC107) est un montage à charges réparties mais dont on ne conserve que la sortie « émetteur » pour attaquer une « base-commune » classique (T_{12}). La charge étant faible (390Ω) la bande passante s'avère grande.

L'étage suivant est constitué de deux transistors (T_{13} T_{14}) couplés en « Darlington ». Une diode ramenée sur P_3 permet l'alignement du signal vidéo sur le fond des tops de synchronisation.

Le gain global de cette carte est assez faible (une dizaine au pire) mais la bande reste compatible avec la transmission vidéo (6 à 7 MHz). L'admissibilité de l'équipement s'élève à 1Vc.à.c, selon les normes du constructeur.

PLATINE AMPLIFICATRICE « SON »

Le réglage de niveau du canal « son » est assuré par le potentiomètre P_1 . La voie « son » présente donc une impédance d'entrée élevée. On prendra garde de limiter la longueur du câble qui conduit l'information sonore au modulateur; une trop grande longueur réduirait l'amplitude des sons aigus. De même, le câble blindé ne doit pas présenter une capacité répartie trop importante.

Le transistor T_{22} étant du type bipolaire (transistor à effet de champ), son impédance est grande et s'adapte à la valeur élevée de P_1 . Le 2N 4416 est monté en drain-commun (gain égal à l'unité), il s'agit d'un étage séparateur. T_{23} amplifie en tension et son gain peut être ajusté au moyen de P_2 ; ce dernier conditionne la contre-réaction d'intensité puisque le curseur déplace le condensateur de 100μF au

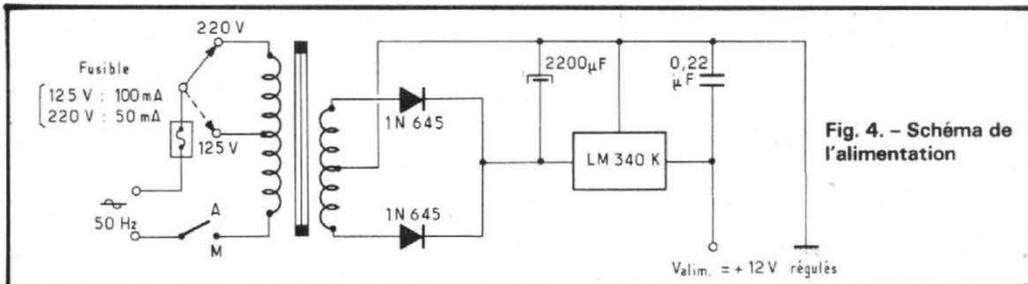


Fig. 4. - Schéma de l'alimentation

long de la résistance d'émetteur ; le gain ne peut dépasser le rapport $1200/180 = 6,7$; au minimum, l'étage n'amplifie pas. Ce réglage permet au mieux le réglage du modulateur au magnétoscope de l'usager. L'étage suivant (T_{24}) est un montage « collecteur-commun » ; il permet l'attaque à basse impédance du transistor modulateur T_8 . L'admissibilité normale de cette carte s'élève encore à 1 V c.a.c. Quant à la bande passante, elle dépasse de beaucoup les limites de l'audio-fréquence.

CIRCUIT D'ALIMENTATION

Un modulateur pour bien fonctionner, doit être alimenté à tension constante. Les 12V nécessaires sont donc régulés au moyen d'un circuit intégré LM 340 K (fig. 4). Le schéma général de cette alimentation s'apparente à un montage doubleur de courant (redresseur à double-alternance). Les réseaux prévus sont 115 et 230 V.

BANC D'ESSAI

Pour contrôler une voie du modulateur, on neutralise l'autre. Aussi, dans le banc d'essai de la figure 5A, le quartz « son » est ôté ou le contacteur K est actionné pour couper l'alimentation de la carte « son ».

L'entrée vidéo est attaquée par une mire électronique dont on a la possibilité de modifier les fréquences de modulation (essai de définition). La sortie du modulateur est branchée sur un testeur UHF (mesureur

de champ) et sur un amplificateur à large bande terminé par un détecteur linéaire. Un oscilloscope donne l'allure du signal qui découle de toute la chaîne, après détection. La réponse est, en fait, celle du modulateur car l'amplificateur de mesure (celui à large bande...) ne perturbe pas la transmission. Notons que la modulation TV est conforme aux normes sauf sur un point : elle se pratique à double bande latérale (voir fig. 5B).

DÉFINITION MAXIMALE ET BANDE PASSANTE « SON »

La mire électronique GMS 625B possédant un contrôle de définition, on modifie la fréquence des séquences HF de 3,5 à 8 MHz et on observe le signal à l'oscilloscope. A partir d'une certaine fréquence, on constate une réduction des alternances placées en lieu et place des signaux de luminance : figure 6. Quand la réduction atteint 3 dB (0,707 fois l'amplitude située au-dessus des tops de synchronisation),

on aboutit à la fréquence limite de modulation soit : **6 MHz**. Cet essai montre que la modulation par des signaux « couleur » est possible.

On peut pratiquer de même avec le canal « son » mais, alors, on attaque la voie « son » par un générateur audio-fréquence (on n'oublie pas, dans ce cas, de substituer les quartz afin de stopper la voie vision et de remettre en route celle du canal son. Sous cette précaution, aucune observation ne serait possible à l'oscilloscope, dans un cas comme dans l'autre). La bande passante constatée à - 3 dB s'étend de 26 Hz à plus de 100 kHz.

NIVEAUX DE SORTIE ET MODULATIONS LIMITES :

Le testeur Siemens SAM 390 donne directement le niveau de sortie sur la porteuse vision soit + 86dB/ μ V. Le niveau sur la porteuse son est réglé, on le sait, à - 10 dB en dessous. En traduisant les dB en tensions on trouve 20mV sur la porteuse Vision

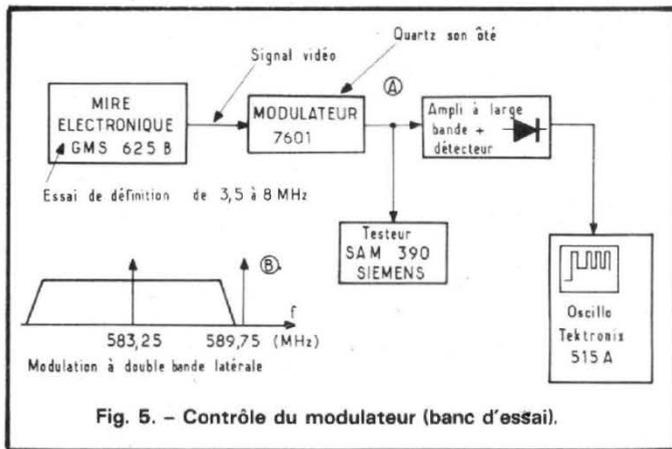


Fig. 5. - Contrôle du modulateur (banc d'essai).

et, environ, 6,3mV pour celle du son. Poussant la modulation tout sur la mire que sur le générateur, on observe sur l'oscilloscope à partir de quelle profondeur la modulation devient imparfaite. En vision, on apprécie valablement jusqu'à 97 % le taux maximal mais le constructeur estime que 90 % est un chiffre qu'il faut retenir étant donné la dispersion possible des caractéristiques des transistors. Dans le domaine du son, le taux maximal mesuré s'élève à 80 % (avis identique pour le constructeur).

AUTRES CARACTÉRISTIQUES ET EMPLOIS

Elles se trouvent résumées dans le tableau ci-contre ; elles constituent des limites inférieures (cf. le constructeur).

La linéarité doit être soulignée ce qui peut se constater en observant l'échelle des gris à 8 paliers, calquée de l'oscillogramme de la fig. 7 A. Les escaliers sont tous équidistants. Les temps de montée et de descente sont également très courts si l'on en juge par le détail B du top de synchronisation. L'oscilloscope n'intervient pas dans l'appréciation. La bonne tenue de la stabilité fait que l'équipement peut être utilisé dans le domaine professionnel. Citons, notamment, un emploi dans un réémetteur provisoire ; en séparant, toutefois, les voies « son » et « vision » et en les faisant suivre d'étage UHF de puissance.

En fonctionnement classique, c'est-à-dire associé avec un magnétoscope, on peut imaginer la liaison de la figure 8A. Il est indispensable que les tensions V_{OS} et V_{EV} délivrées par le magnétoscope soient inférieures à 1V crête à crête (0,35 Veff), sinon le modulateur serait saturé et la liaison par le modulateur serait perturbée.

Par ailleurs, le téléviseur doit pouvoir accepter une tension de quelques dizaines de millivolts. Certains téléviseurs fonctionnent en effet anorma-

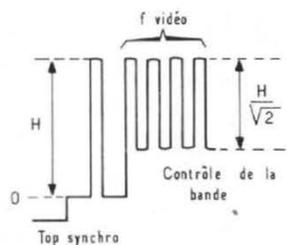


Fig. 6. - Contrôle de la définition (après détection).

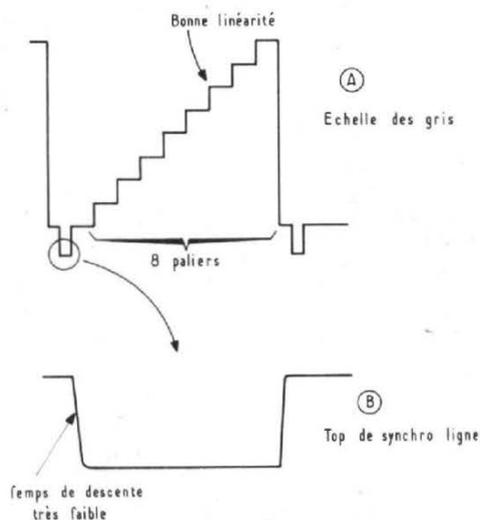
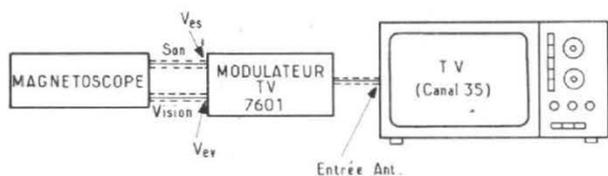
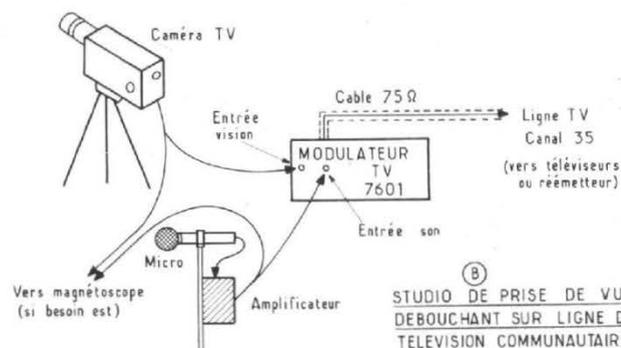


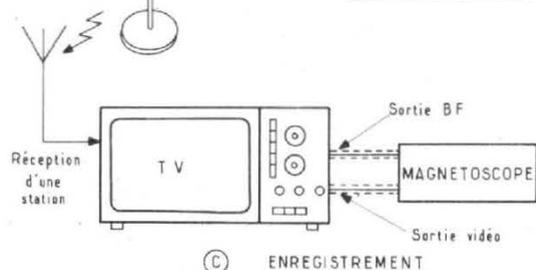
Fig. 7. - Contrôle de la linéarité (après détection).



(A) BRANCHEMENT SUR TELEVISEUR



(B) STUDIO DE PRISE DE VUE DEBOUCHANT SUR LIGNE DE TELEVISION COMMUNAUTAIRE



(C) ENREGISTREMENT

Fig. 8. - Emplois du modulateur Sider- Ondyne.

lement et il est alors indispensable d'intercaler des atténuateurs (c'est le cas pour les téléviseurs à longue distance).

Il ne faut pas à l'inverse, que la tension fournie par le magnétoscope soit trop faible car la modulation serait trop peu profonde et le contraste serait faible sur l'écran. On peut relever le niveau en agissant sur les réglages de gain accessibles sur la face avant du boîtier. L'attaque minimale pourra être évaluée au dixième de volt.

Une utilisation répandue dans les studios consiste au montage de la figure 8B : le modulateur regroupe « son » et « image » pour alimenter une ligne de télévision communautaire (TV en circuit fermé). Là, encore, ou s'inquiètera des niveaux de tension délivrés par la caméra et par le microphone ; celui-ci doit, nécessairement, être équipé d'un préamplificateur. Les précautions de niveau d'enregistre-

ment seront les mêmes lorsque le magnétoscope sera branché sur les sorties « vidéo » et « son » d'un téléviseur (voir fig. 8C). La notice de ce dernier doit renseigner l'utilisateur sur la concordance des tensions de sortie et des sensibilités du magnétoscope.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'ECE

Bibliographie : documents Sider-Ondyne.

Mesures : effectuées chez le constructeur avec le concours de M. LEGRAND que nous remercions.

TABLEAU A

CARACTÉRISTIQUES DU MODULATEUR 7601

Voie vision

Porteuse stabilisée par quartz (50.10⁻⁶).

Type de modulation : double bande.

Modulation positive.

Taux de modulation ≥ 90 %.

Niveau d'entrée vidéo : 1 V.c.c.

-75 Ω (ajustable).

Polarité du signal d'entrée : positive.

Alignement du signal vidéo sur le fond des tops de synchronisation.

Bande passante : 5 Mhz - 1 dB.

Voie son

Porteuse stabilisée par quartz (50.10⁻⁶).

Type de modulation : A.M.

Taux de modulation ajustable de 0 à 80 %.

Modulation : de 50 Hz à 20 000 Hz.

Niveau d'entrée B.F. : 1 V.c. à c. sur 330k Ω minimum.

Niveau de sortie H.F.

Niveau vision : 25mV.

Niveau son : 10mV environ.

Commandes et prises

Prises de sortie H.F. et d'entrée vidéo.

Potentiomètre de contrôle du niveau vidéo (ajustage tournevis).

Entrée B.F. : prises D.I.N.

Potentiomètre d'ajustage de la modulation son (ajustage tournevis).

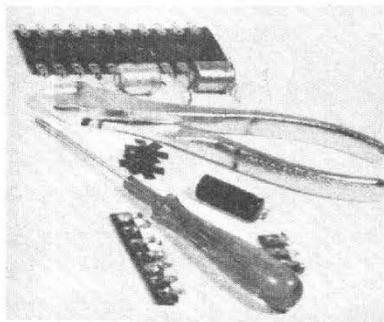
Ajustage de la tension réseau 115-230 V.50-60 Hz.
Interrupteur alimentation réseau.

Consommation : 5 watts.

Dimensions

Largeur 220- Hauteur 120- Profondeur 140.

Poids : 2,400 kg.



ABC de L'ELECTRONIQUE

GÉNÉRATEURS DE FONCTIONS

DANS le premier article (ABC paru dans le Haut-Parleur d'août 1977), on a traité des sujets suivants : généralités sur le XR 2206, formule donnant la fréquence, caractéristiques générales, fréquence des signaux, détermination des résistances pour obtenir des signaux à fréquences fixes requises, déviation de fréquence (FM), montages d'applications.

Ces derniers sont : générateur donnant un signal sinusoïdal avec une distorsion de 2 % (voir figure 9), un signal triangulaire et un signal rectangulaire ; à la figure 10, un montage amélioré, donnant un signal sinusoïdal à distorsion de 0,5 % seulement, un signal triangulaire et un signal rectangulaire ; à la figure 11 un générateur possédant une sortie donnant des impulsions, c'est-à-dire un signal rectangulaire à rapport cyclique très faible. Les figures 12 et 13 donnent la

distorsion en fonction de R et en fonction de f.

La première figure du présent texte sera la figure 14.

FORMES DES SIGNAUX

Voici à la figure 14 quatre formes de signaux pouvant être obtenues avec un générateur de fonctions.

En (A) le signal sinusoïdal.

En (B) le signal triangulaire.

En (C) le signal rectangulaire dit symétrique.

En (D) le signal à impulsions.

En (C) les alternances sont de durée égale, donc de rapport cyclique.

$$\text{RAPP. CYC.} = \frac{T_c}{T} = \frac{0,5}{1} = 0,5$$

où T est la durée totale de la période et T_c la durée de l'une des périodes partielles. Le rapport cyclique est par conséquent 0,5 à 1.

Le signal représenté en (D)

est à impulsions négatives. Le rapport cyclique est approximativement 1/4 car $T_c = 1$ division, $T_L = 3$ divisions, $T = 4$ divisions, correspondant à un certain temps, par exemple une division = 1 μ s.

GENERATEUR FSK

Son schéma est donné à la figure 15. On retrouve dans ses grandes lignes, les montages précédents. L'entrée de verrouillage est le point 9 du Cl. Un signal rectangulaire est appliqué à cette entrée. Lorsque ce signal est au maximum positif, de 2 V ou plus, la fréquence du signal sinusoïdal sortant des points 1 et 2 (sortie FSK) est donnée par,

$$f_1 = \frac{1}{R_1 C}$$

où R_1 est la résistance montée entre le point 7 et la masse.

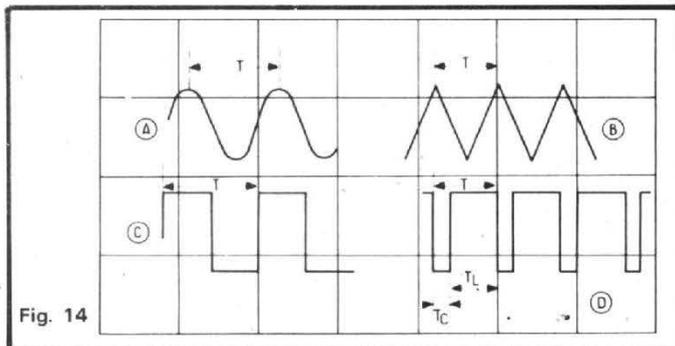


Fig. 14

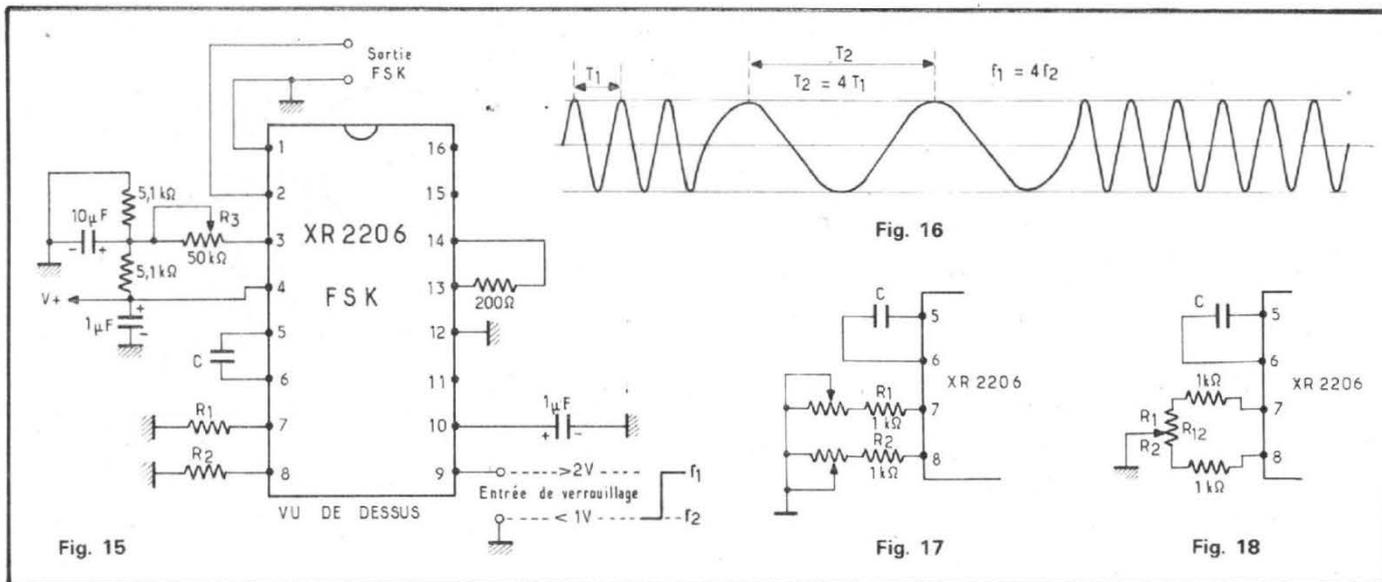


Fig. 15

Fig. 16

Fig. 17

Fig. 18

Ensuite, lorsque le signal rectangulaire est à son niveau le plus bas (1 V), la fréquence est,

$$f_2 = \frac{1}{R_2 C}$$

où R_2 est la résistance montée entre le point 8 et la masse.

Le condensateur C est celui monté entre les points 5 et 6 comme dans les montages précédents et détermine la fréquence en association avec R_1 ou R_2 .

Voici à la figure 16 la forme d'un signal FSK (frequency shift keyed) dans lequel $f_1 = 4 f_2$ ou $T_2 = 4 T_1$, $T = 1/f$. Le signal à la fréquence f_1 est obtenu dès que la tension rectangulaire du point 9 a dépassé 2 V. Comme la montée et la descente de cette tension sont théoriquement de durée nulle, la tension du point 9 passe instantanément à un niveau inférieur à 1 V et le signal sinusoïdal est réglé à la fréquence f_2 .

Au point de vue du fonctionnement du CI, on notera que si $V_9 =$ tension au point 9, est supérieur à 2 V, seule la résistance R_1 a une influence sur f , qui est égale à f_1 . De même lorsque $V_9 \leq 1$, seule R_2 agit.

A partir de ce montage et des paramètres dont dépend son fonctionnement, de nombreuses possibilités sont offertes pour obtenir toutes sortes de formes de signaux du genre FSK.

MONTAGES FSK

Voici quelques possibilités qui intéresseront en particulier les amateurs de signaux sophistiqués.

1) Les fréquences f_1 et f_2 peuvent être modifiées en disposant aux points 7 et 8 des résistances variables comme indiqué à la figure 17. On utilisera des potentiomètres R_1 et R_2 montés en résistances de 1 M Ω chacun en série avec des résistances de garde de 1 k Ω ou autre valeur supérieure.

Supposons que $C = 1 \mu\text{F}$ et évaluons R_1 et R_2 en M Ω .

$$\text{On aura : } f_1 = \frac{1}{R_1 C}$$

Si $R_1 = 0,001 \text{ M}\Omega$ (1 k Ω), et $C = 1 \mu\text{F}$, on a

$$f_1 = \frac{1}{0,001} = 1000 \text{ Hz}$$

Si $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$, on a,

$$f_1 = \frac{1}{1} = 1 \text{ Hz}$$

ce qui permet avec $C = 1 \mu\text{F}$, une variation de f_1 , entre 1 Hz et 1 kHz. Si l'on modifie C par commutation (voir la figure 3), on obtiendra d'autres gammes pour f_1 , par exemple, $C = 10 \mu\text{F}$ gamme 0,1 à 100 Hz
 $C = 1 \mu\text{F}$ gamme 1 à 1000 Hz
 $C = 0,1 \mu\text{F}$ gamme 10 à 10 000 Hz

$C = 10 \text{ nF}$ gamme 100 à 100 000 Hz.

Ces données sont aussi valables pour f_2 qui dépend de la même manière de C et R_2 .

Si l'on désire des rapports plus faibles, par exemple de 100 au lieu de 1000, on prendra des résistances R_1 et R_2 de 100 k Ω au lieu de 2 M Ω . Les gammes seront alors, $C = 100 \mu\text{F}$ gamme 0,1 à 10 Hz

$C = 10 \mu\text{F}$ gamme 1 à 100 Hz

$C = 1 \mu\text{F}$ gamme 10 à 1000 Hz

$C = 0,1 \mu\text{F}$ gamme 100 Hz à 10 kHz

$C = 10 \text{ nF}$ gamme 1 kHz à 100 kHz.

On a choisi des rapports de progression de C égaux à 10.

D'autres rapports sont admissibles, par exemple 2.

2) Une variante du montage de la figure 17, consiste à remplacer les résistances R_1 et R_2 par un potentiomètre R_{12} comme indiqué à la figure 18.

Cette modification implique la relation, $R_{12} = R_1 + R_2$.

Des formule donnant f_1 et f_2 , on tire,

$$R_1 = \frac{1}{f_1 C} = \frac{T_1}{C}$$

$$R_2 = \frac{1}{f_2 C} = \frac{T_2}{C}$$

car $T = 1/f$.

$$R_{12} = R_1 + R_2 = \frac{T_1 + T_2}{C}$$

Comme C est constant, la

somme des périodes $T_1 + T_2$ est égale,

$$T_{12} = T_1 + T_2 = C (R_1 + R_2) = C R_{12}$$

A ce sujet, ne pas confondre les périodes T_1 et T_2 (voir fig. 16) avec durées des salves de période T_b ou T_c qui durent plus longtemps, chacune contenant plusieurs périodes T_1 ou T_2 .

Les durées T_b et T_c sont exactement celles des alternances positive et négative de la tension rectangulaire appliquée au point 9 pour obtenir un signal FSK à la sortie (voir fig. 15).

Exemple numérique : $C = 1 \mu\text{F}$, $R_{12} = 1 \text{ M}\Omega$. La tension rectangulaire appliquée entre la masse et le point 9 est comprise entre les deux niveaux requis par exemple, entre 0,5 V et 2,5 V.

Le rapport cyclique de cette tension est, **RAPP. CYCL. = 0,5**

Sa fréquence est 0,1 Hz.

A la figure 19 on a représenté la forme de cette tension.

La période T_a est $1/0,1 = 10$ secondes.

Les périodes partielles sont $T_b = T_c = 5$ secondes.

Régions d'abord R_{12} avec le curseur à fond vers le point 7. Dans ce cas, on aura,

$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ (résistance de garde)
 $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ (on néglige la résistance de garde de 1 k Ω).

Les fréquences sont :

$$f_1 = \frac{1}{R_1 C} = \frac{1}{0,001 \cdot 1} = 1000 \text{ Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{R_2 C} = \frac{1}{1 \cdot 1} = 1 \text{ Hz}$$

et les périodes correspondantes.

$$T_1 = 1/1000 = 1 \text{ ms}$$

$$T_2 = 1/1 = 1 \text{ seconde.}$$

On voit que pendant $T_b = 5$ secondes, on entendra un signal sinusoïdal à 1000 Hz et ensuite, pendant $T_c = 5$ secondes également, on entendra un signal à 1 Hz, c'est-à-dire cinq claquements.

Réglons maintenant R_{12} de manière à ce que l'on ait,

$R_1 = 0,1 \text{ M}\Omega$ et $R_2 = 0,9 \text{ M}\Omega$, en ne tenant pas compte des valeurs des résistances de garde de 1000 Ω , négligeables devant 0,1 et 0,9 M Ω . Conservons les mêmes valeurs pour T_a , T_b , T_c et C.

Les fréquences f_1 et f_2 sont dans ce cas,

$$f_1 = \frac{1}{0,1 \cdot 1} = 10 \text{ Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{0,9 \cdot 1} = 1,11 \text{ Hz}$$

Pendant 5 secondes (T_b) on entendra un battement à 10 Hz et pendant les 5 secondes suivantes, un battement à 1,11 Hz (durée $T_2 = 0,9$ seconde) donc à peu près 4 battements.

Des résultats analogues seront obtenus avec une tension rectangulaire de période T_a à rapport cyclique différent de 0,5.

Il est toutefois plus intéressant de prévoir R_1 et R_2 indépendants, permettant une liberté complète dans le choix des fréquences f_1 et f_2 .

Le signal de sortie est sinusoïdal. Il peut être continu si l'on coupe le contact entre R_1 et le point 7 ou entre R_2 et le point 8 et si le point 9 est polarisé à une tension constante, c'est-à-dire à zéro volt par exemple pour obtenir le signal f_2 ou à 2,5 V pour obtenir le signal f_1 seulement.

Pratiquement (voir figure 1) il suffira de laisser en l'air le point 9.

AUTRES POSSIBILITES DE FSK

Revenons au schéma de la figure 15. On voit que le signal de sortie est sinusoïdal parce que la résistance de 200 Ω est connectée entre les points 13 et 14.

Si l'on dispose un interrupteur en série avec cette résistance (voir par exemple, les figures 2, 9 et 10) on pourra obtenir des signaux triangulaires FSK lorsque la résistance sera coupée en 13 ou en 14.

COURBES CARACTERISTIQUES

Avant de donner d'autres schémas pratiques d'emploi du 2206, voici quelques courbes intéressantes.

Figure 10 : tension de sortie en volts (en ordonnées) en fonction de R_3 en k Ω (en abscisses) pour le signal triangulaire et pour le signal sinusoïdal, obtenu à la sortie pratiquée aux points 1 et 2.

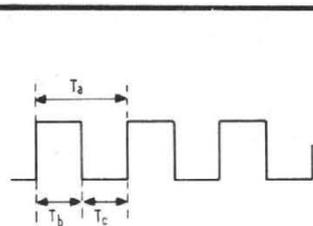


Fig. 19

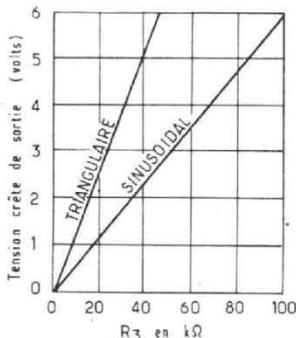


Fig. 20

On voit qu'à valeur égale de R_3 , la tension triangulaire est supérieure à la tension sinusoïdale, ce qui est normal étant donné que la seconde est obtenue en écrêtant les pointes de la première.

Figure 21 : courant I_{cc} consommé par l'appareil, en mA (en ordonnées) en fonction de la tension d'alimentation V_{cc} en volts (en abscisses) pour plusieurs valeurs de R_3 (R_1 ou R_2). Par exemple, si $V_{cc} = 20 \text{ V}$, $R = 10 \text{ k}\Omega$, on trouve $I_{cc} = 18 \text{ mA}$ approximativement.

Figure 22 : en ordonnées amplitude normalisée de la tension de sortie en fonction de la polarisation continue appliquée au point 1, entrée de modulation d'amplitude.

La tension de sortie tombe à zéro lorsque la polarisation est de 5 V et elle est maximum si elle est de 1 V et 9 V, en supposant que l'alimentation V est de 10 V.

GENERATEUR A SORTIE REGLABLE

Ce générateur est établi pour deux alimentations, de 5 à 12 V chacune avec commun à

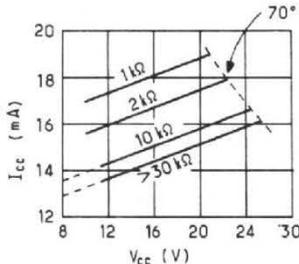


Fig. 21

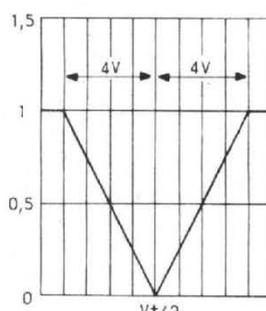


Fig. 22

la masse (voir fig. 23). Il possède 2 sorties. Grâce au commutateur S_1 à un pôle et trois positions, on a pu réaliser une seule sortie comme on le montre à la variante de la figure 24. S_1 et S_2 seront conjugués.

Le condensateur de 1 μF (ou plus) assure l'isolation en continu avec les appareils récepteurs du signal. Le potentiomètre de 50 k Ω permettra de régler la tension de sortie. Sa valeur peut être augmentée jusqu'à 200 k Ω .

Pour 200 k Ω , la fréquence du signal à transmettre, f_b , correspondant à une réduction de tension de 30 % est,

$$f_b = \frac{1}{2\pi RC} \text{ Hz}$$

égale à

$$f_b = \frac{1}{6,28 \cdot 0,2 \cdot 1} = 0,8 \text{ Hz}$$

Des signaux à des fréquences aussi basses que 8 Hz seront transmis sans atténuation sensible. Cette sortie pourra être connectée à un amplificateur, directement ou par l'intermédiaire d'un préamplificateur correcteur si le générateur doit servir dans des applications spéciales, par exemple mesures en BF, instruments électroniques de musique, synthèse de signaux de forme particulière.

REGLE GENERALE SUR LA DEFORMATION DES SIGNAUX

Les cas suivants sont à considérer.

1) Le signal est sinusoïdal. Il ne sera pas déformé par un amplificateur tant que celui-ci est linéaire. Le signal sinusoïdal sera déformé si son amplitude rend l'amplificateur non linéaire. Les réseaux de liaison entre étage d'entrée et de sortie à composants passifs R, L, C ne déforment pas les signaux sinusoïdaux, mais peuvent les atténuer et les déphaser.

2) Le signal est rectangulaire ou triangulaire. Pas de déformation si l'amplificateur reste linéaire. Les réseaux à résistances ne déforment pas ces

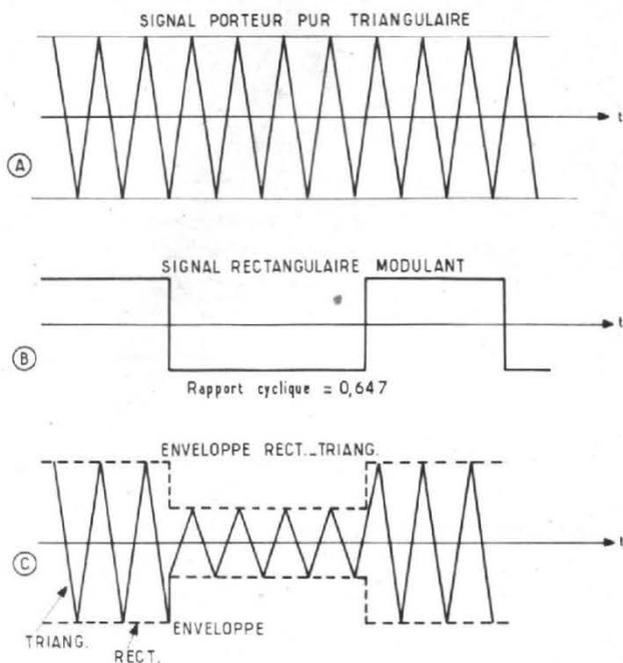


Fig. 26

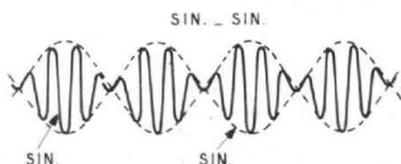


Fig. 27

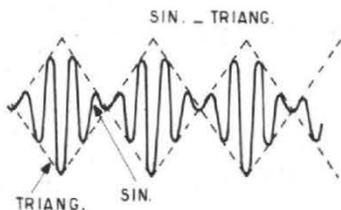


Fig. 28

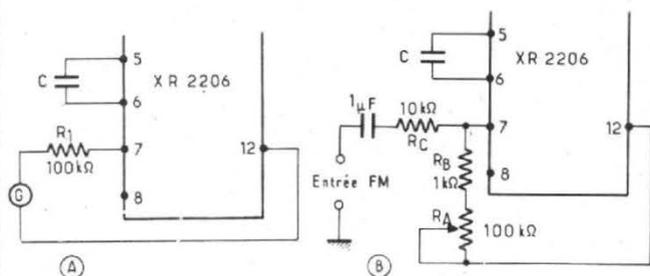


Fig. 29

signaux périodiques peuvent être utilisés comme modulateurs à condition que leur tension de sortie se maintienne dans les limites admissibles à l'entrée du XR 2206.

A ce sujet indiquons que l'impédance de l'entrée du signal de modulation d'amplitude est de 100 kΩ environ. La modulation peut s'effectuer jusqu'à 100 %. La « linéarité » est de 2 % jusqu'à 95 % de taux de modulation. Ce pourcentage de 2 % est plus précisément la distorsion de linéarité, cette dernière étant de 98 % par conséquent.

MODULATION DE FREQUENCE

Pour moduler en fréquence un signal porteur dont la fréquence est f , il faut faire varier un paramètre dont f dépend. On a donné précédemment (voir formule (4) de notre précédent article) la relation,

$$f = \frac{120 I_T}{C} \text{ Hz} \quad (4)$$

avec I_T en milliampères et C en microfarads.

Si l'on trouve un moyen de faire varier I_T au rythme du signal modulant, on aura résolu le problème posé par la FM. Si le courant I_T varie de 1 μA à 3 mA, la fréquence variera dans le même rapport, donc dans une bande très grande.

I_T est le courant qui passe par une résistance R_1 connectée entre les points 12 et 7. Soit un générateur G de faible impédance de sortie connecté comme le montre la figure 29 (A).

L'impédance de G doit être faible devant celle de R_1 et la tension de sortie de G doit être de 2,5 V crête maximum. La résistance R_1 sert à la limitation du courant. Il est nécessaire que le signal fourni par G varie entre 0 et + 2,5 V. Ce signal peut être, par exemple, en dents de scie, ce qui donnera lieu à une modulation de fréquence de même forme. On appliquera ce montage en modulation.

Il est possible avec ce dispositif d'obtenir une variation de f dans le rapport 6/1. Un montage pratique basé sur ce principe est donné à la figure 29 B. Le signal modulant à la fréquence $f_m < f$, est appliqué à l'entrée FM et transmis au point 7 par un condensateur de 1 μF et une résistance de 10 kΩ. Le courant de repos V_{7-12} (entre 7 et 12) est déterminé par la résistance variable de 100 kΩ en série avec la résistance de garde de 1 kΩ.

En l'absence de signal FM modulant, la fréquence de repos f est déterminée par le réglage de R_A de 100 kΩ et bien entendu de la valeur de C .

Dès que le signal modulant apparaît, f varie de part et d'autre de sa valeur de repos. La variation est d'autant plus grande que l'amplitude du signal appliqué est grande. A noter toutefois que le réglage de R_A fait également varier le pourcentage de déviation de fréquence, ce qui est un inconvénient. Celui-ci peut être réduit en adoptant le montage de la figure 30 dans lequel R_C est une résistance variable de 100 kΩ en série avec R_D de 1 kΩ, tandis que $R_B = 1$ kΩ et $R_A = 100$ kΩ constituent la résistance R_1 du point 7.

La compensation est assurée en conjuguant R_C et R_A .

On obtiendra le signal à la fréquence f , modulé en fréquence aux points 2 ou 11.

EMPLOI DU XR 2207 OSCILLATEUR COMMANDE PAR UNE TENSION

Le CI, EXAR 2207 est un oscillateur dont la fréquence peut être commandée par une tension. Il peut fournir en même temps des signaux triangulaires et rectangulaires dans la gamme comprise entre 0,01 Hz ($T = 100$ secondes) et 1 MHz. Il convient bien pour la modulation de fréquence, le FSK, la génération de signaux de modulation et de tonalité.

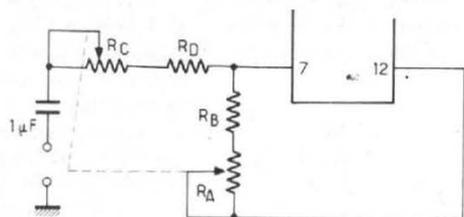


Fig. 30

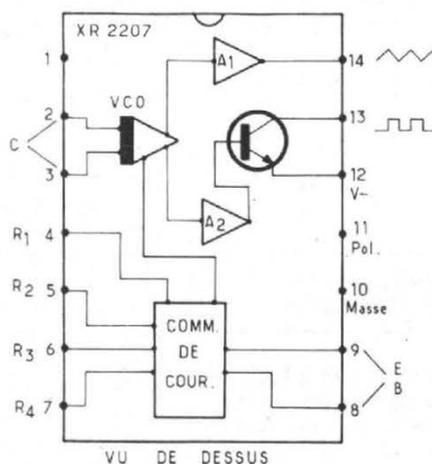


Fig. 31

Ce CI peut être également utilisé dans des applications PLL.

Le 2207 comprend quatre blocs fonctionnels : un VCO (oscillateur commandé par une tension) qui engendre les tensions périodiques, quatre commutateurs de courant commandés par des entrées de verrouillage binaires, deux amplificateurs tampons A₁ et A₂ pour les sorties des signaux triangulaires et rectangulaires, avec un transistor amplificateur.

Les commutateurs internes transfèrent le courant de l'oscillateur aux quatre résistances extérieures de temporisation, ce qui permet d'obtenir quatre fréquences pouvant être sélectionnées selon des niveaux logiques appliqués aux points 8 et 9.

La dérive de fréquence du signal produit par le XR 2207 est de 20 ppm/°C (ppm = partie par million).

On pourra obtenir une variation linéaire de fréquence dans le rapport 1000/1 avec une tension extérieure de commande.

Le rapport cyclique des deux formes de tension pourra être modifié depuis 0.1 % jusqu'à 99.9 % pour engendrer des impulsions, et des tensions en dents de scie stables.

Voici à la figure 31 le brochage du 2207 avec le diagramme très simplifié des parties intérieures.

Ce montage nécessite deux sources d'alimentation ± 4 à ± 13 V. Le circuit intégré 2207 peut être utilisé seul ou associé à d'autres CI, en particulier au 2206, comme il sera montré dans le prochain ABC.

F. JUSTER

HATEZ-VOUS!

APRES la fin du mois il sera trop tard pour bénéficier des prix incroyables de lancement "nouvelle gamme" **SAGAS.A.**

49 * publicités HP 15 juin, RP et EP juillet

LES ik : KITS D'INITIATION

Pièce : 244

248

Pour tous les débutants qui veulent réellement comprendre les montages qu'ils réalisent. Dans chaque Kit, un manuel cours et expériences + tous ce qu'il faut pour monter les appareils de mesures : voltmètre électronique, témoins logiques, ampli BF + plaque chassis + Tous les composants pour réaliser plus de cent expériences par Kit.
IK1 : Tubes IK2 : Semiconducteurs IK3 : Circuits intégrés.

LES eks : KITS D'ENSEIGNEMENT

Chaque EKS : 280

690

Une formation complète pour, de loin, le meilleur coût. Une formule éprouvée et absolument passionnante d'enseignement et de recyclage. Plus de 500 pages de manuel, toutes les connaissances nécessaires pour concevoir, calculer, dépanner tous types de montages. Grâce aux 3 plaques chassis, aux centaines de composants et à la plaque lato (alimentation stabilisée, voltmètre numérique 200 points etc...) Réalisez plus de 400 expériences comprenant bien des montages réels : récepteur de trafic, radiocommande, modulateurs, fréquence-mètre digital, synthétiseur, ampli HI-FI, etc...
ERS1 : Tubes EKS2 : Semiconducteurs EKS3 : Circuits intégrés

LES ek : VERSION DU EKS SANS PLAQUE LATO

Chaque EK : 400

390

réservée aux personnes bien outillées et possédant déjà une formation de base.

LES ies : INTEGRALE ELECTRONIQUE SYSTEME

SYSTEME IES en 6 fois : chaque envoi 290,000 frs

280

Un système modulaire, donc d'un prix accessible à tous permettant, même en partant de zéro, une formation théorique et pratique de très haut niveau bien souvent au dessus de brevet de technicien) et rigoureusement à jour. Chaque IES : c'est plus de 1.000 pages de cours, d'innombrables expériences et des réalisations prestigieuses telles que oscillateur déclenché double trace, 10MHz, station d'amateur, voltmètre digital, micro calculateur, etc...
IES1 : Tubes IES2 : Semiconducteurs IES3 : Circuits intégrés
Chaque IES se compose de 6 parties et peut être acquis en 1 fois, 2 fois ou 6 fois.

En 2 fois : Chaque envoi 290,000 frs **790** En 1 seule fois : **1490** **1590** 3 IES en 1 fois : **1490** **4500**

LA DISTRIBUTION COMPOSANTS

Une gamme complète de composants modernes de 1ere qualité en provenance directe des grands constructeurs, aucuns déclassé. Des prix incroyables, extrêmement bas que vous aurez du mal à croire. Voyez nos publicités de juin/juillet 77 Liste complète contre 4f en TP



Toutes exp. par paquet-poste recommandé : Tarif lent : forfait 20frs à ajouter au prix du matériel commandé. Tarif urgent : forfait 30 frs

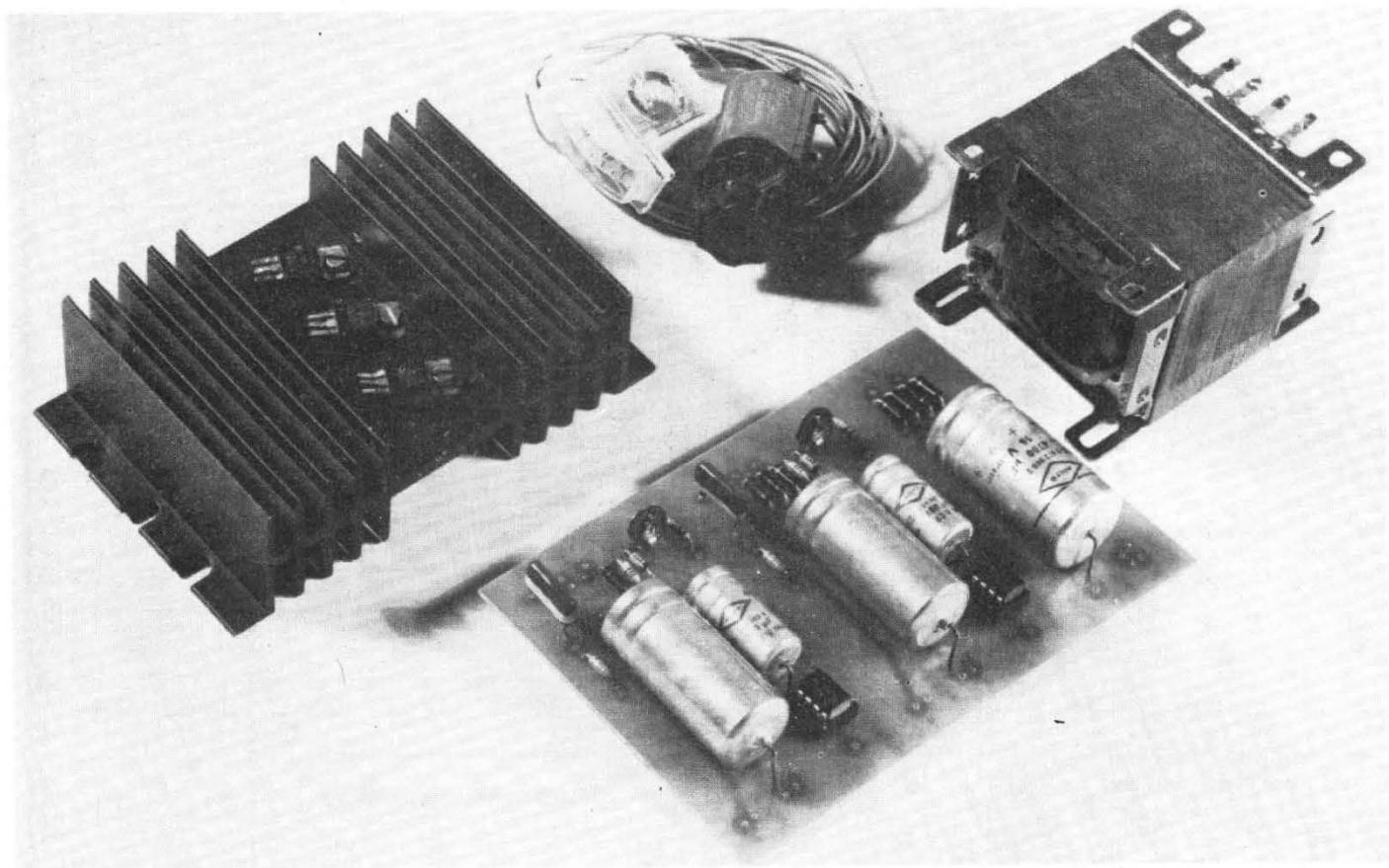
bon "dernière chance"

à envoyer immédiatement à BP 08 30160 BESSEGES FRANCE

Monsieur _____ Adresse _____

<input type="checkbox"/> IK1 248F	<input type="checkbox"/> EK1 390F	<input type="checkbox"/> EKS1 690F	<input type="checkbox"/> COMPOSANTS (liste jointe)
<input type="checkbox"/> IK2 248F	<input type="checkbox"/> EK2 390F	<input type="checkbox"/> EKS2 690F	
<input type="checkbox"/> IK3 248F	<input type="checkbox"/> EK3 390F	<input type="checkbox"/> EKS3 690F	
<input type="checkbox"/> IES1 1ere partie	<input type="checkbox"/> IES2 1ere partie	<input type="checkbox"/> IES3 1ere partie	<input type="checkbox"/> Règlement :
<input type="checkbox"/> 3 premières parties	<input type="checkbox"/> 3 premières parties	<input type="checkbox"/> 3 premières parties	<input type="checkbox"/> Chèque joint
<input type="checkbox"/> Complet	<input type="checkbox"/> complet	<input type="checkbox"/> complet	<input type="checkbox"/> Mandat.

ALIMENTATIONS



A CIRCUITS INTEGRES

LES circuits intégrés de la série $\mu A 78$ et $\mu A 79$ sont des régulateurs à trois broches dont la tension délivrée en sortie est fixe. Ces régulateurs sont disponibles pour des tensions de sortie allant de 5 V à 24 V, en boîtier TO 5 ou en boîtier TO-220 (figure 1). Ils possèdent une double protection vis-à-vis des surcharges par limitation de la valeur du courant de sortie. En effet, en plus de la limitation habituelle du courant lorsque la sortie est mise en court-circuit, il existe une limitation de la température de jonction à 150 °C. Lorsque cette protection fonctionne, le courant de sortie dépend alors de la température ambiante, de la tension aux bornes du régulateur et du radiateur utilisé. Plus particulièrement destinés à la réalisation d'alimentations fixes, ces circuits peuvent aussi être utilisés avec quelques composants extérieurs comme alimentations variables. Compte tenu des performances de ces régulateurs et de leur immunité vis-à-vis des surcharges de toute nature, il est possible de réaliser de façon simple et à faible coût des alimentations de laboratoire très performantes.

I - ALIMENTATION A TENSION DE SORTIE VARIABLE VARIATION DE LA TENSION DE SORTIE

Le schéma de principe d'une alimentation fixe est donné sur la figure (2).

Les seuls composants nécessaires à la réalisation de cette alimentation sont les condensateurs de filtrage C_e et C_s . Le courant de sortie I_s traverse directement le régulateur. Seule une faible partie sort par la broche « commun », (quelques mA).

Comme d'autre part, la tension effectivement régulée est

celle qui existe entre les broches C et S du régulateur, il est possible de faire varier la tension de sortie en appliquant une tension différente de zéro sur la broche C.

Le type de montage utilisé est celui de la figure (3).

Il existe alors une relation entre la tension réelle en sortie de l'alimentation V_s et la tension propre du régulateur.

$$V_s = V_r (1 + R_2/R_1)$$

Ce montage ne permet cependant pas d'obtenir une tension de sortie V_s inférieure à la tension propre du régulateur. Pour résoudre ce problème, il est nécessaire de porter le point « commun » du régulateur à un potentiel négatif.

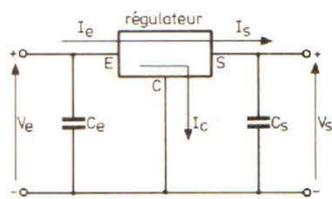


Fig. 2. - Régulateur à tension fixe.

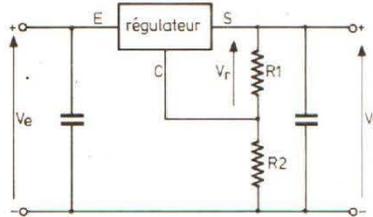


Fig. 3. - Régulateur à tension de sortie ajustable.

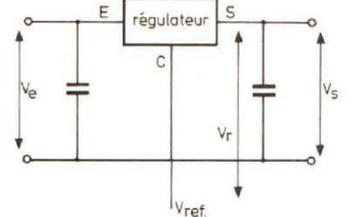


Fig. 4. - Tension de sortie variable à partir de 0 volt.

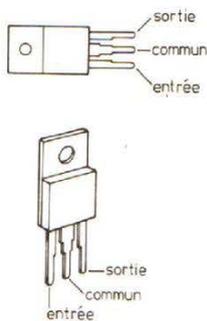


Fig. 1. - Régulateurs positifs et négatifs μA 78XX - μA 79XX boîtier TO220 vue de dessus.

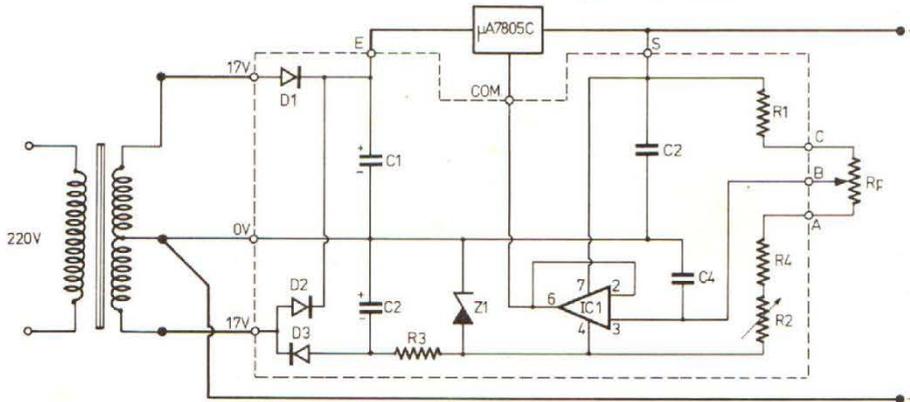


Fig. 5. - Schéma de l'alimentation 0 à 15 volts.

tif comme dans le cas de la figure (4).

La tension de sortie s'annule lorsque $V_{ref} = -V_r$.

Avec ce montage, il est possible de réaliser une alimentation dont la tension de sortie est variable de 0V à une tension positive, qui ne doit cependant pas conduire à dépasser la valeur maximale admissible du régulateur. Il suffit pour cela que la tension de commande puisse varier de $-V_r$ à $(V_s \text{ maximale} - V_r)$.

EXEMPLE DE REALISATION PRATIQUE

La figure (5) représente le schéma complet d'une alimentation dont la tension de sortie est variable de 0V à 15V. Un redressement double alternance effectué par les diodes D 1, D 2 fournit, après filtrage par la capacité C 1, la tension d'entrée au régulateur.

Le transformateur doit être dimensionné de telle sorte que la tension de sortie de l'alimentation puisse atteindre 15V même dans le cas où la valeur de la tension du réseau EDF est

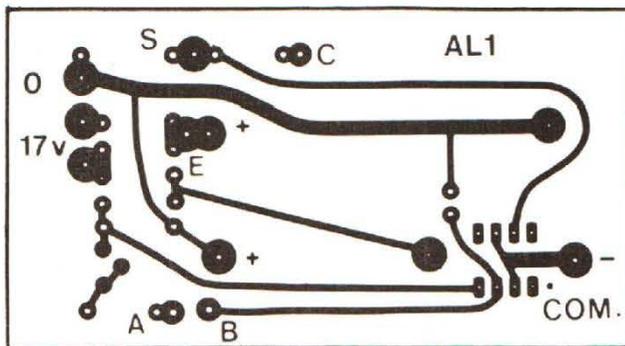


Fig. 6 a. - Circuit imprimé.

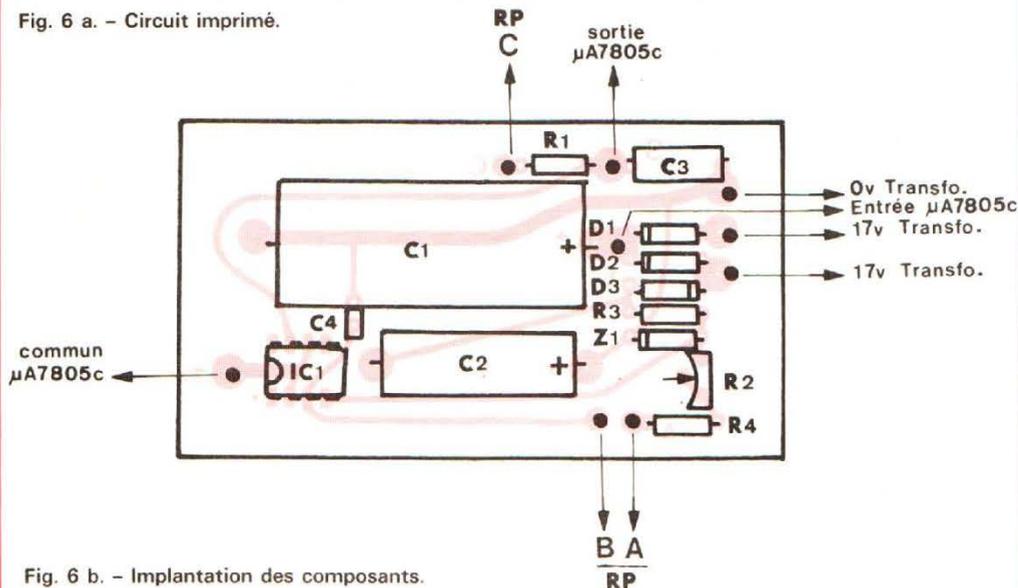


Fig. 6 b. - Implantation des composants.

minimale. Il faut tenir compte d'une variation possible d'au moins $\pm 10\%$ de la valeur nominale. (220 V).

La tension délivrée par le secondaire du transformateur ne doit quand même pas être trop élevée lorsque la valeur de la tension du réseau est maximale. Il faudrait dans ce cas placer le régulateur sur un radiateur trop volumineux afin que la régulation thermique ne limite pas le courant de sortie à une valeur faible.

En effet, plus l'écart entre la tension d'entrée du régulateur et sa tension de sortie s'accroît, plus la puissance qu'il dissipe est importante. Dans le cas de cette alimentation variable la tension aux bornes du régulateur est maximale lorsque la tension de sortie est nulle et que la tension du réseau a sa valeur maximale. Le choix d'un transformateur avec un enroulement secondaire délivrant une tension nominale de 17 V en charge associé à un condensateur de filtrage de 2 200 μF constitue un bon compromis. La polarisation négative est assurée par la diode D 3 et le condensateur de filtrage C 2. Cette tension est stabilisée par la diode zener Z 1. Quant au réseau de polarisation R 1, R p, R 2, R 4, les valeurs des résistances sont déterminées de façon à pouvoir faire varier la tension de sortie de 0 V à 15 V à l'aide du potentiomètre R p.

L'alimentation de l'amplificateur IC 1 est prise après le régulateur de façon à ne pas appliquer à ses bornes une tension supérieure à la tension maximale admissible.

Lorsque la tension est nulle, le fonctionnement de l'amplificateur reste correct puisqu'il se trouve alimenté entre zéro volt et la tension de -9 V fournie par la diode zener Z 1. La tension de sortie de l'amplificateur est alors de -5 V.

Le réglage de la tension de sortie à zéro Volt, s'effectue à l'aide de la résistance ajustable R 2, lorsque le curseur du potentiomètre R p est en A.

La figure (6) représente le dessin du circuit imprimé ainsi que le plan d'implantation des composants. Dans la mesure où la résistance thermique du

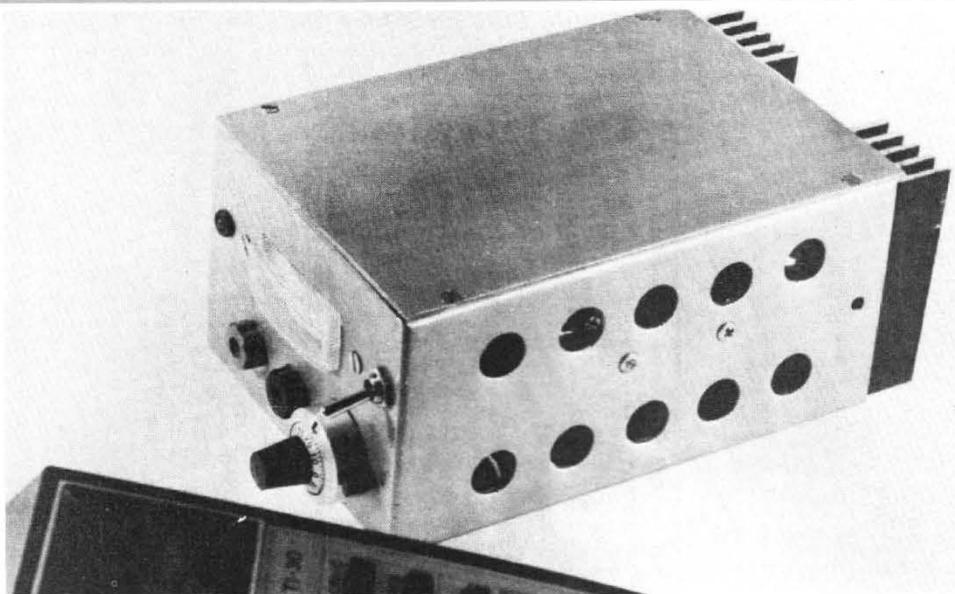


Fig. 7. - L'alimentation (0 à + 12 V) dans son coffret.

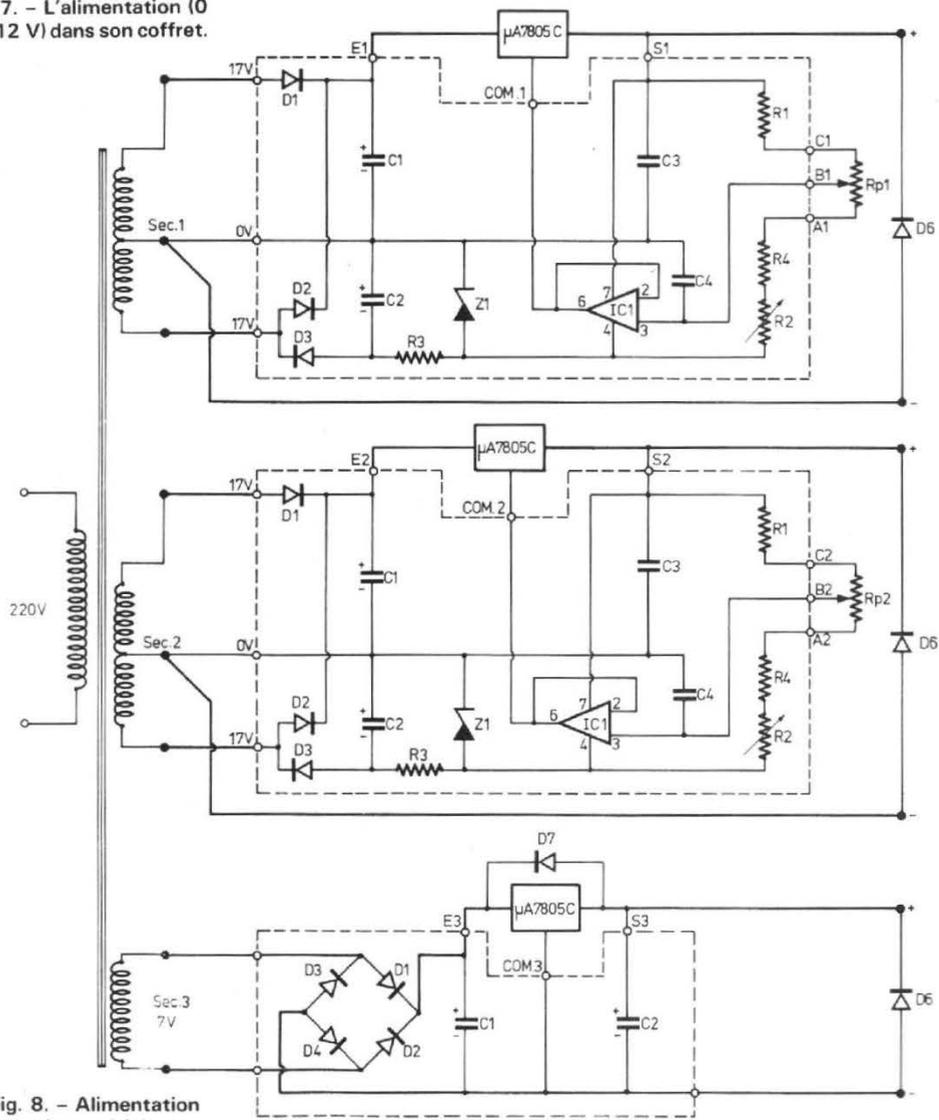


Fig. 8. - Alimentation à sorties multiples.

II - ALIMENTATION A SORTIES MULTIPLES

1) Alimentation double + et - 15 V 1 A.

Dans certaines utilisations, une alimentation unique peut s'avérer insuffisante. En effet, pour des études sur les amplificateurs opérationnels, il peut être intéressant de disposer de deux tensions d'alimentation.

C'est précisément la solution adoptée par le montage de la figure (8). Dans ce montage on dispose de deux tensions variables parfaitement isolées l'une par rapport à l'autre. Pour obtenir une plus grande souplesse d'utilisation, le bloc d'alimentation comporte aussi une tension 5 V fixe destinée à l'alimentation de circuits TTL.

Dans ce type d'alimentation il est parfaitement possible d'interconnecter les différentes alimentations entre elles. Comme il existe alors des risques de destruction il est nécessaire d'ajouter certaines protections.

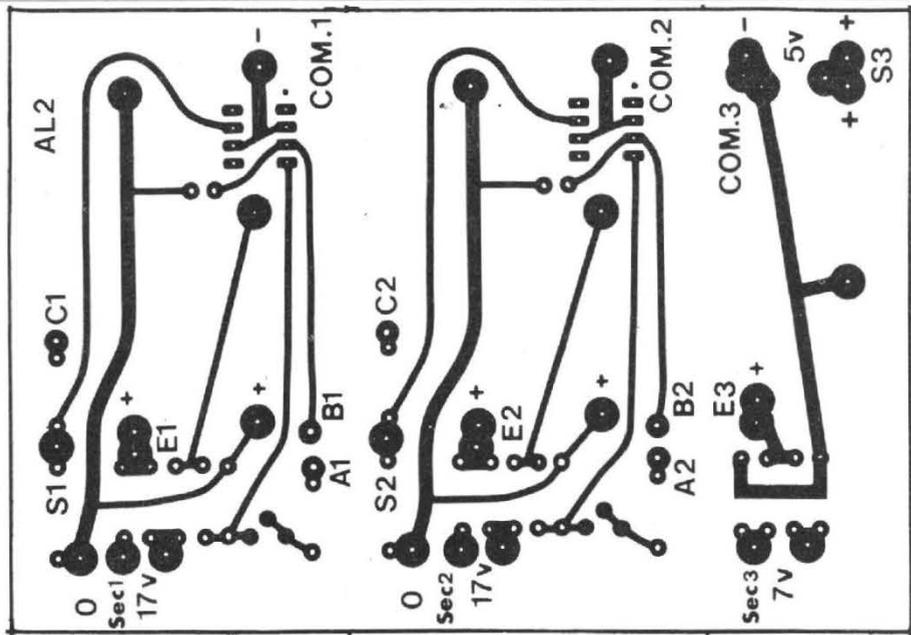


Fig. 9 a. - Circuit imprimé.

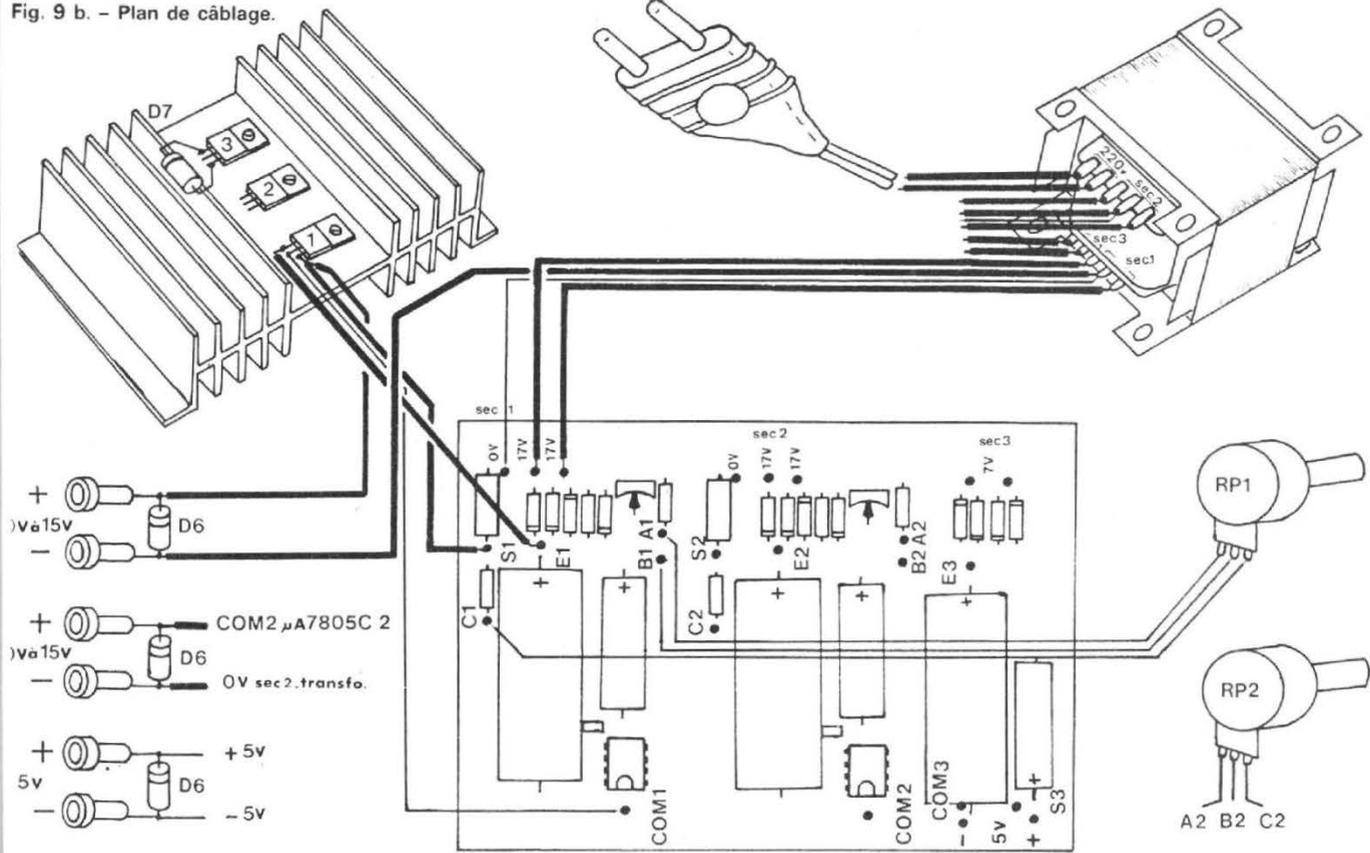
radiateur utilisé est suffisamment faible, cette alimentation est capable de délivrer un courant permanent de 1 ampère avec des pointes qui peuvent atteindre 2 ampères. Dans le cas contraire, le courant maximal de sortie dépendra de la

résistance thermique du radiateur utilisé. Sans radiateur du tout, l'alimentation peut encore fournir un courant de sortie d'une centaine de milliampères. Le facteur de stabilisation de la tension de sortie vis-à-vis des variations du cou-

rant est excellent puisque la résistance de sortie est de l'ordre de 50 milliohms.

La figure 7 représente l'alimentation complètement terminée et permet de se rendre compte de l'encombrement.

Fig. 9 b. - Plan de câblage.



Ces alimentations sont extrêmement intéressantes puisque leur réalisation ne nécessite que très peu de composants et malgré cela les performances obtenues sont excellentes. De plus la protection thermique des régulateurs utilisés $\mu A 7805 C$ fait que la taille du radiateur n'est pas très critique, ce qui laisse une certaine liberté de choix au réalisateur.

La valeur du courant maximal de sortie est liée cependant à la valeur de la résistance thermique du radiateur.

JC P - GC

Liste des composants

Alimentation 0 V à 15 V

R_1 : 62 k Ω
 R_2 : 47 k Ω aj.
 R_3 : 510 Ω
 R_4 : 120 k Ω
 RP : 100 k Ω
 C_1 : 2 200 μF 35 V
 C_2 : 100 μF 35 V
 C_3 : 0,15 μF
 C_4 : 10 nF
 D_1, D_2, D_3 : 1 N 4 002
 IC₁ : SN 72 741 P Texas Instruments
 Z_1 : zener 9 V
 Régulateur $\mu A 7805 C$ Texas Instruments
 Transformateur (1 secondaire)
 Primaire 220 V
 Secondaire 2 fois 17 V 0,5 A

Alimentation à sortie multiples

R_1 : 62 k Ω
 R_2 : 47 k Ω aj.
 R_3 : 510 Ω
 R_4 : 120 k Ω
 RP₁, RP₂ : 100 k Ω
 C_1 : 2 200 μF 35 V
 C_2 : 100 μF 35 V
 C_3 : 0,15 μF
 C_4 : 10 nF
 Z_1 : zener 9 V
 $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7$: 1 N 4 002
 IC₁ : SN 72 741 P Texas Instruments
 Régulateur $\mu A 7805 C$ Texas Instruments
 Transformateur (3 secondaires)
 Référence 535 7/0,5
 Distributeur : Sare, Monaco.
 Primaire 220 V
 Secondaire 1 - 2 x 17 V 0,5 A ; 2 - 2 x 17 V 0,5 A ; 3 - 1 x 7 V 1 A

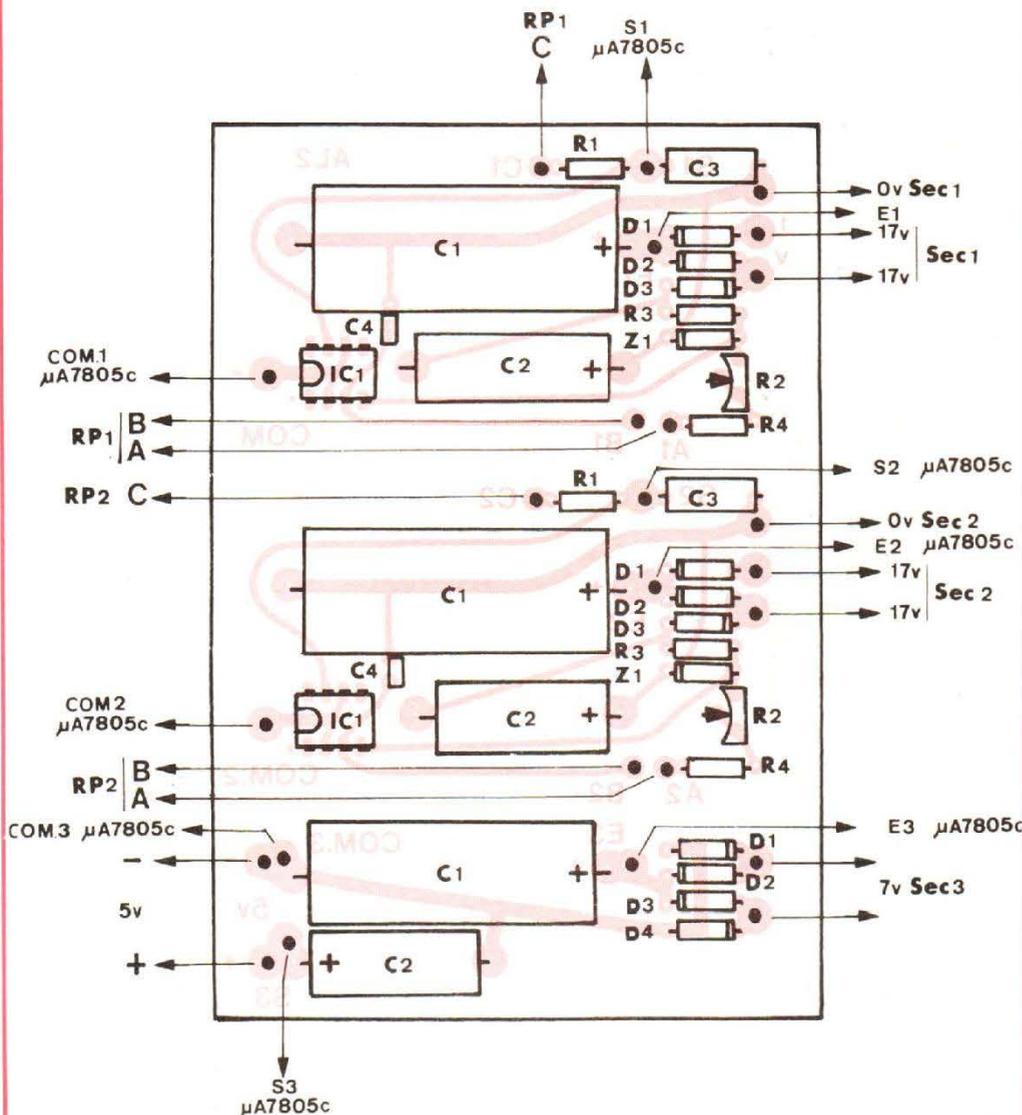


Fig. 9 c. - Implantation des éléments sur le circuit imprimé.

La première protection consiste à placer une diode entre les bornes de sortie pour supprimer toute possibilité d'appliquer une tension négative sur la sortie d'un régulateur. A cette protection il faut ajouter une diode entre la sortie et l'entrée du régulateur 5 V pour ne pas appliquer une tension inverse à ses bornes. Ce cas peut se produire en connectant une des tensions 15 V à la sortie de l'alimentation 5 V.

Dans ce cas la tension sur la broche de sortie (S) peut être supérieure à la tension existante sur la broche d'entrée (e).

L'ensemble du schéma électrique est visible sur la figure

(8). la figure (9) représente le dessin du circuit imprimé et du plan d'implantation des composants.

Les performances de ce bloc d'alimentations multiples sont exactement les mêmes que celles de l'alimentation simple 0 à 15 V déjà étudiée.

En effet, ces performances sont surtout liées à l'utilisation des régulateurs $\mu A 7805 C$.

Afin d'obtenir le courant de sortie, le radiateur sur lequel sont placés les trois régulateurs doit présenter une résistance thermique suffisamment basse. Chaque régulateur doit aussi être monté sur un mica isolant. Dans le cas de l'utilisation d'un petit radiateur, la pro-

tection thermique des régulateurs se mettra en action et le courant de sortie sera limité à une valeur fonction de la tension demandée en sortie. Ce mode de fonctionnement lié à l'utilisation d'un petit radiateur peut être intéressant dans le cas où le courant nécessaire en sortie est inférieur à 1 A et lorsque le volume de l'ensemble doit être le plus faible possible.

Le montage est réalisé à l'aide d'un transformateur unique ce qui permet évidemment d'optimiser le volume de l'ensemble, mais il est bien entendu possible d'utiliser des transformateurs séparés pour chaque alimentation.

MILLIVOLTMÈTRE H.F.

50 kHz – 50 MHz

DES millivoltmètres qui sont à la fois à large bande et à impédance d'entrée élevée, cela n'existe guère dans le commerce.

Et les fabricants d'appareils de mesure vous diront qu'on n'en a plus besoin de nos jours, puisqu'il existe des oscilloscopes qui passent 50 MHz et plus. Or, un tel oscilloscope coûte fort cher, et si on sait d'avance que c'est une sinusoïde dont on mesure l'amplitude, on n'a pas besoin de la voir. De plus, pour être à haute impédance d'entrée, l'oscilloscope a besoin d'une sonde atténuatrice ne permettant, dans le meilleur des cas, des mesures précises qu'à partir d'une dizaine de millivolts.

Très souvent, c'est en décibels qu'on exprime des mesu-

res en HF. Or, un écran d'oscilloscope gradué en décibels, cela se conçoit mal. Alors qu'une échelle de décibels est une chose parfaitement courante dans le cas d'un mesureur à aiguille.

Amplification, atténuation et bande passante

Dans un millivoltmètre, on doit amplifier le signal d'entrée jusqu'à un niveau permettant l'attaque d'un redresseur, et les montages de redressement de type courant demandent une tension d'attaque de 1 à 2 V pour travailler avec un bon rendement. Dans ces conditions, il faut donc un gain de 1 000 pour une tension d'entrée de 1 à 2 mV. Or, amplifier 100 fois au lieu de 1 000 fois, c'est

(presque) 10 fois plus facile, du moins avec une bande de 50 MHz. C'est-à-dire qu'on a tout avantage à utiliser un montage de redressement amplifié qui, ainsi qu'on le verra plus loin, se contente de 200 mV.

A moins de disposer de moyens industriels, la mise au point d'un atténuateur à large bande risque d'être encore plus difficile que celle d'un amplificateur. Bien entendu, ces difficultés se réduisent avec le nombre de gammes. Au lieu de commuter dans le rapport habituel 1 : 3 : 10 : 30, on pourra ainsi commuter par décades, soit 2 : 20 : 200 dans le montage proposé. Pour que la commodité de lecture ne souffre pas d'une commuta-

tion aussi grossière, il suffira d'utiliser une échelle approximativement logarithmique. Avec une telle échelle, on obtient, sur tout l'écran, une précision équivalente à celle que donne une échelle linéaire à 1/3 de la déviation totale, ce qui est largement suffisant dans le cas de mesures HF. Plus, on aura l'agrément d'une échelle de décibels presque linéaire sur plus de 30 dB, et celui d'avoir le commutateur de gammes beaucoup moins souvent à manœuvrer que dans le cas d'un appareil classique. Finalement, on pourra encore faciliter cette commutation de gammes en ne procédant pas par atténuation du signal d'entrée, mais par réduction du gain dans les étages d'amplification.

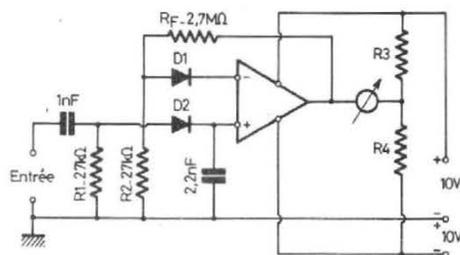


Fig. 1. - Principe du circuit de redressement à faible niveau.

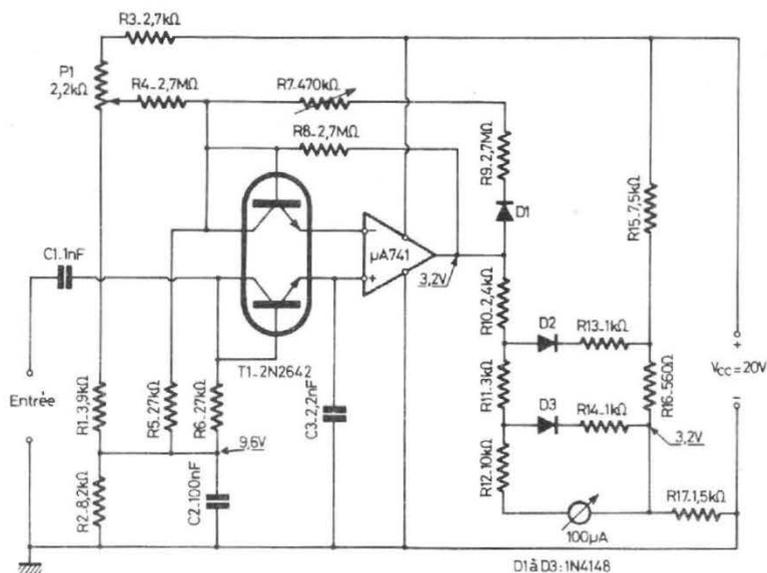


Fig. 2. - Redresseur de mesure et circuit de correction pour l'obtention d'une échelle logarithmique d'indication.

Souvent, on effectuera des mesures HF sur des montages provisoires et plus ou moins bien blindés, si bien qu'on « ramasse », à un niveau de quelques centaines de microvolts, plusieurs fois plus de 50 Hz (et de ses harmoniques) que de signal utile. A l'oscilloscope, de telles perturbations se voient, au millivoltmètre, non. Ce qui peut être un inconvénient si on n'adopte pas une fréquence inférieure de coupure de l'ordre de 50 kHz, ce qui impliquera une atténuation de plus de 60 dB du 50 Hz et de ses premiers harmoniques. En effet, on disposera généralement d'autres appareils pour les fréquences plus basses ; et de même d'aiguilles pour des tensions (HF ou BF) de plus de 200 mV qui pourront être mesurées par un voltmètre électronique de type très classique.

Redressement amplifié

Le redressement de tensions faibles se heurte, en principe, au phénomène du « coude » des caractéristiques des diodes, pour une diode au silicium, ce coude est généralement indiqué avec une valeur de 0,6 V. En fait, ladite caractéristique est exponentielle, si bien que cette notion de coude n'a qu'un sens que si on l'affecte à une valeur d'intensité. En effet, on constate que cette valeur de 0,6 V n'est valable que pour une intensité qu'on exprime en milliampères, et qu'on arrive à quelques dizaines de millivolts,

si on travaille à un niveau compris entre le nanoampère et le microampère.

C'est ainsi que le schéma de principe de la figure 1 a été conçu de façon que la diode active de redressement D_2 , ne soit parcourue que par l'intensité de polarisation de l'amplificateur opérationnel qui la suit, et qui est de 80 nA environ. L'effet de température qu'on observe inévitablement à un niveau aussi faible, se trouve compensé par une autre diode, D_1 , qu'on place dans l'autre entrée de l'amplificateur. Toutefois, une telle compensation n'est efficace que si on utilise, pour D_1 et D_2 , des diodes se trouvant abritées sous un même boîtier.

Si on choisit R_F de façon que le gain de l'amplificateur opérationnel soit voisin de 100, et si on utilise, comme indicateur, un appareil donnant (hors du montage) environ 1 V à déviation totale, en continu, on obtiendra, dans le montage, cette déviation totale pour une tension alternative d'entrée de 30 mV environ. Cependant, l'échelle d'indication sera quadratique, et il sera nécessaire d'ajouter un ajustage du zéro, pour pouvoir compenser dispersions et dérives.

Echelle logarithmique

Le schéma de la figure 2 montre, à gauche de l'amplificateur opérationnel, le schéma pratique du circuit de redressement de mesure. A la place des deux diodes, on utilise un tran-

sistor double, monté avec liaison directe entre collecteur et base, ce qui implique un rendement de redressement quelque peu plus élevé que dans le cas d'une diode « signal ». De plus, on a ajouté un tarage de zéro, P_1 , tout en modifiant le circuit de façon qu'il puisse travailler avec une source unique d'alimentation.

L'appareil indicateur (100 μ A) se trouve connecté en série avec une résistance de 10 k Ω , ce qui aboutirait, compte tenu d'une résistance interne d'appareil de 2 à 3 k Ω , à 1,2 ou 1,3 V à déviation totale. Or, on dispose d'une amplitude de plus de 10 V à la sortie de l'amplificateur opérationnel. On peut donc utiliser l'excédent pour modifier la caractéristique d'indication de l'appareil, et ce d'abord au moyen de D_3 qui, dès que son seuil de conduction se trouve dépassé, fait apparaître R_{14} comme « shunt » dans le circuit d'indication. Ainsi, l'indication cesse d'être proportionnelle à la tension appliquée à partir de 25 ou 30 % de la déviation totale, comme le montre le graphique de la figure 3 au point D_3 .

Quand la tension à mesurer augmente encore, on assistera à la conduction de D_2 , diode qui se trouve polarisée par la chute de tension sur R_{16} . Le troisième point de correction (D_1 , fig. 3) ne peut plus être obtenu de la même manière, car l'amplificateur ne peut fournir la tension qui serait

alors nécessaire. On doit donc procéder par réduction du gain, et ce en augmentant la contre-réaction via D_1 , R_7 , R_9 . Par R_7 , on peut ajuster ce gain de façon à obtenir la déviation totale exactement pour une tension d'entrée de 200 mV eff.

La figure 3 montre que l'échelle logarithmique a été obtenue en procédant à des changements d'orientation sur une courbe en principe quadratique. La correction n'est donc pas parfaite, bien que cela ne se voie guère quand on regarde le cadran de l'appareil. Cependant, il est nécessaire de tracer ce cadran point par point, moyennant un étalonnage soigné. Bien entendu, un tel tracé « à la demande » dispense de l'utilisation de résistances de précision. On devra, néanmoins, utiliser des résistances à couche de haute stabilité dans tout le montage, si on veut que ce tracé reste valable de façon permanente.

La figure 4 montre le circuit imprimé qui sert pour la mise en pratique du schéma de la figure 2. La disposition des composants n'étant critique que quant à la capacité d'entrée, on évitera, en cas de modification du circuit, d'allonger la liaison $C_1 - R_8 - T_1$.

L'amplificateur de mesure

Le schéma de la figure 5 montre, avec la sonde active dont il sera question plus loin, l'amplificateur de mesure qui contient trois transistors à

Caractéristiques

- Echelle logarithmique de tensions.
- Echelle quasi-linéaire de décibels.
- Gammes de 2,20 et 200 mV.
- Sensibilité équivalente à 0,7 mV.
- Bruit propre < 30 μ V.
- Lecture précise à partir de 200 μ V.
- Bande passante 50 kHz à 50 MHz.
- Réinjection > 60 dB pour le 50 Hz et ses premiers harmoniques.
- Sonde active à haute impédance d'entrée.
- Capacité d'entrée de 5 pF.

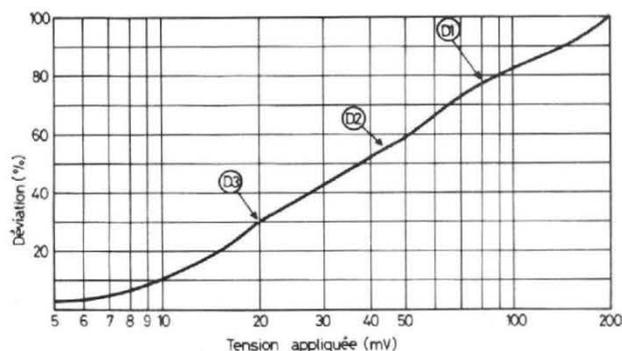


Fig. 3. - Courbe illustrant le fonctionnement du circuit d'échelle logarithmique.

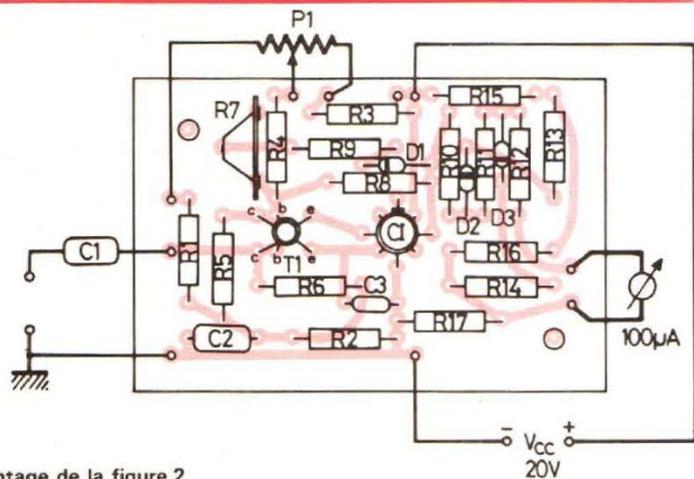
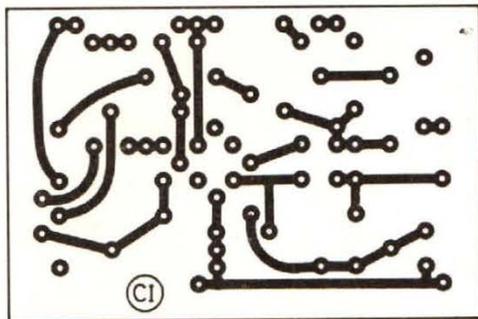


Fig. - Circuit imprimé du montage de la figure 2.

effet de champ (MOS, double gate), utilisés comme amplificateurs, ainsi que deux transistors bipolaires, faisant office de liaisons collecteur commun.

Le premier étage (T_3) forme un montage « cascode » avec T_2 de la sonde. Il est donc utilisé en gate commun, c'est-à-dire avec une impédance d'entrée qui reste suffisamment faible (moins de 100Ω) pour que la capacité du câble de liaison, du câble de sonde soit presque « court-circuitée » par cette impédance d'entrée. Ainsi, la capacité du câble intervient suffisamment peu pour qu'une compensation de son effet soit possible dans les étages ultérieurs.

La résistance de charge de

drain de T_3 est normalement constituée par R_7 . Lors d'une commutation de gamme, on peut réduire le gain de T_3 en plaçant R_6 , en parallèle à R_7 . Cette commutation se fait au moyen de la diode D_1 , c'est-à-dire par une tension continue, si bien que le commutateur de gammes ne véhicule aucun signal HF. Par conséquent, son emplacement n'est nullement critique.

En fait, une réduction du gain dans un rapport de 10 demanderait la mise en parallèle d'une résistance de 111Ω avec $1 \text{ k}\Omega$. Or, il y a la résistance interne de la diode, et l'expérience prouve qu'une résistance de 100Ω donne une précision généralement

suffisante. Il est donc rare qu'on ait besoin d'équilibrer R_6 et R_7 , en essayant successivement quelques échantillons de résistances à 5 % (de bonne stabilité). Comme la réduction du gain implique une altération de la bande passante, on corrige par C_4 .

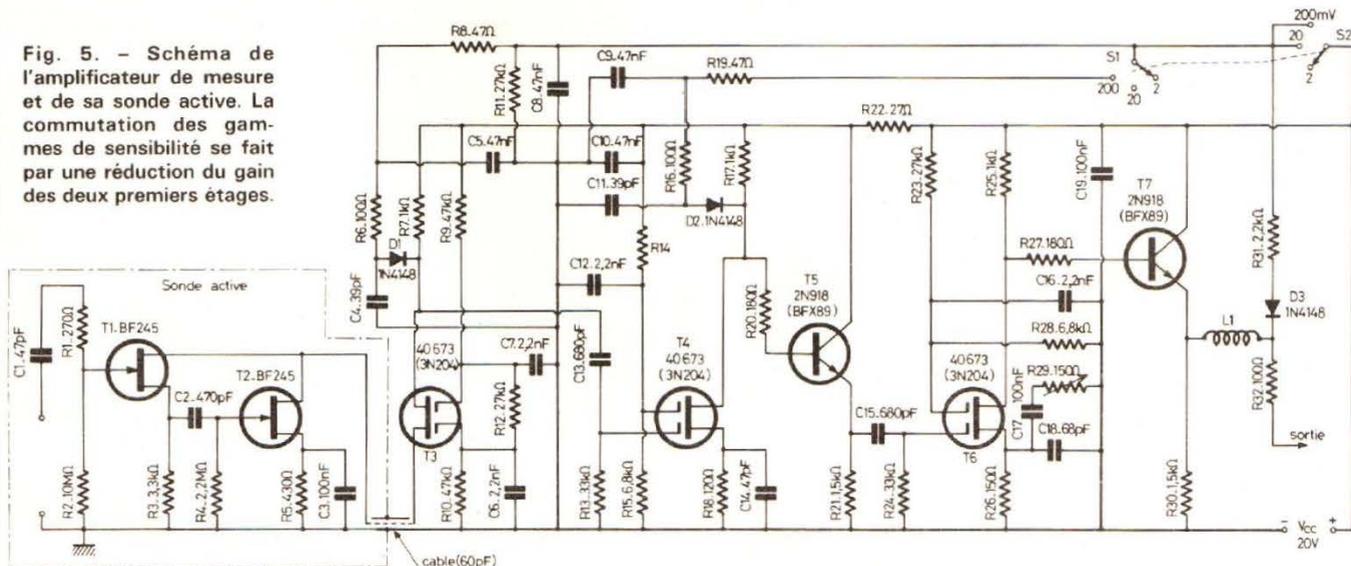
L'étage suivant, T_4 , travaille en source commune et avec une compensation de fréquence par C_{14} , dans le circuit que plus haut, la commutation de gain fait intervenir D_2 , R_{16} , C_{11} , alors que C_9 et R_{19} constituent un circuit de découplage.

La liaison vers l'étage suivant, T_6 , se fait par le collecteur commun T_5 , ce qui permet

de réduire l'influence de la capacité d'entrée de T_6 . En effectuant une telle liaison également entre T_3 et T_4 , il serait possible d'augmenter quelque peu la bande de l'amplificateur, mais on risquerait aussi d'observer un bruit plus important. En revanche, la liaison par collecteur commun est indispensable entre T_6 et la plaquette de redressement (fig. 3 et 5), du fait de la capacité relativement forte du transistor T_1 qui sert de double diode. Dans le circuit de source de T_6 , on a ajouté un ajustage de gain, R_{29} , ainsi qu'une compensation de fréquence, C_{18} .

Une dernière correction de fréquence est effectuée par L_1 , insérée dans la liaison de sor-

Fig. 5. - Schéma de l'amplificateur de mesure et de sa sonde active. La commutation des gammes de sensibilité se fait par une réduction du gain des deux premiers étages.



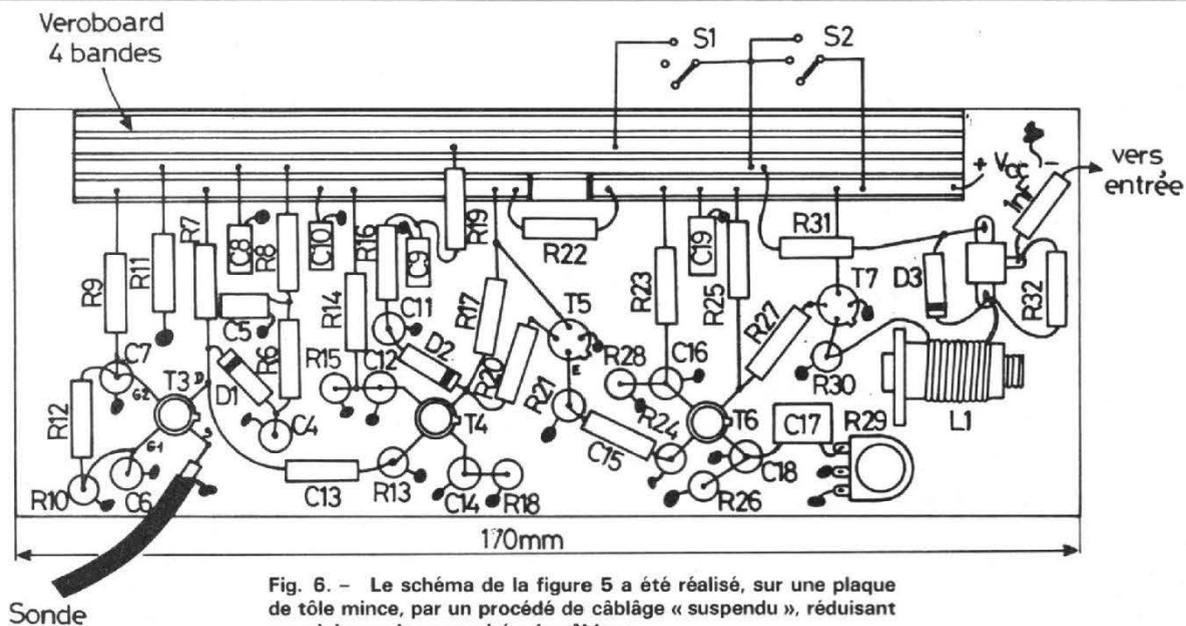


Fig. 6 - Le schéma de la figure 5 a été réalisé, sur une plaque de tôle mince, par un procédé de câblage « suspendu », réduisant au minimum les capacités de câblage.

tie. Ce bobinage est constitué par un enroulement de 14 spires, fil de 0,35 à 0,45 mm, effectué sur un mandrin de 6 mm, muni d'un noyau d'ajustage. Cette correction agit essentiellement vers 40 et 50 MHz.

L'utilisation d'un circuit imprimé, pour le montage de la figure 5, serait probablement rationnelle dans le cas d'une fabrication en série. Mais comme il s'agissait de réaliser un exemplaire unique, il a paru plus avantageux de rechercher un mode de montage se prêtant facilement à d'éventuelles modifications de mise au point, tout en présentant des capaci-

tés réparties très faibles. Et comme un grand nombre de composants retournent à la masse dans le schéma de la figure 5, il est assez facile de procéder à une réalisation « sans support matériel ». Sur une tôle fine qui sert de support, on soude « debout » tous les composants qui retournent à la masse, et par-dessus, on fixe les autres, par des soudures solides, de façon à obtenir des connexions aussi courtes que possible.

Pour cela, on devra notamment, comme le montre le plan de la figure 6, monter les transistors à effet de champ « tête en haut », alors que ceux à

jonctions sont à disposer « à l'envers ». Le plan montre aussi qu'on a prévu des conducteurs de distribution, sous forme, d'un morceau de Veroboard à quatre bandes. La première de ces bandes, en haut sur le dessin, sert à la fixation de ce support, avec une extrémité. Puis, on y enfila la plaquette de Veroboard par les perforations de sa bande supérieure, et on soude. Un support en matière isolante est à prévoir pour le bobinage L_1 , et pour le maintien de D_3 , R_{32} , on devra utiliser un relais de câblage à faible capacité. Le procédé de réalisation de la figure 6 ne garantit peut-être pas une rigidité telle

qu'on l'exige d'un matériel embarqué, mais pour un équipement de laboratoire, il donne entière satisfaction.

La sonde active Pour obtenir une capacité réduite d'entrée, et pour faciliter le câblage, on utilise dans la sonde active (fig. 5 à gauche) des transistors à effet de champ à jonction. Pour que la liaison puisse être assurée par les deux conducteurs d'un câble coaxial, les deux transistors de la sonde ont été interconnectés dans une configuration semblable à un montage « Darlington ». A moins de modifier les corrections de

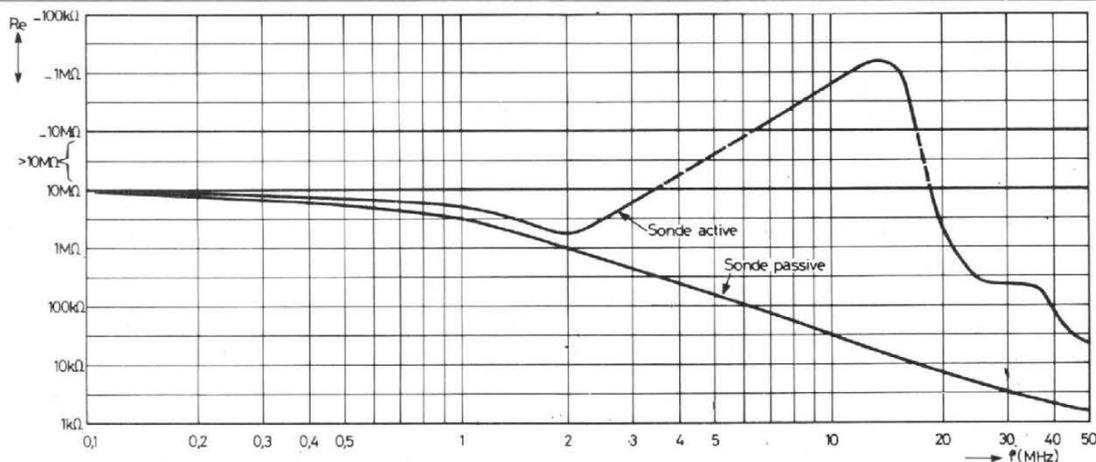


Fig. 7 - Comparaison entre la résistance d'entrée de la sonde active, et celle d'une sonde passive d'oscilloscope.

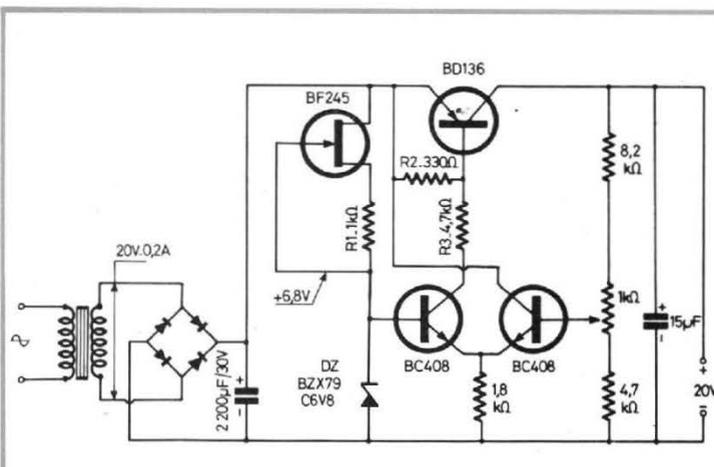


Fig. 8. - Schéma de l'alimentation régulée de l'appareil.

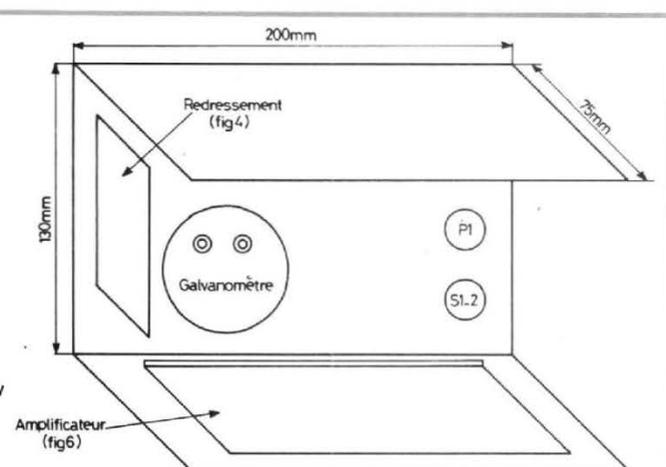


Fig. 9. - Le boîtier de l'appareil est constitué par deux tôles en U. Celle qui est représentée dans le dessin supporte les circuits de mesure, l'autre sert de châssis pour l'alimentation.

fréquence prévus dans l'amplificateur de mesure, on devra respecter la capacité de câble de 60 pF. Elle a été obtenue avec un câble coaxial d'une longueur de 60 cm et d'un diamètre extérieur de 3,2 mm environ.

Comme le transistor à effet de champ est, même en source commune, un élément à haute impédance d'entrée, on serait tenté d'omettre T_1 , et d'appliquer le signal d'entrée directement sur le gate de T_2 . Or la capacité de réaction interne fait qu'on observe alors, entre 20 et 50 MHz, une résistance d'entrée qui n'est plus que de quelques kilohms.

Avec un étage d'entrée en drain commun (T_1), on peut obtenir une impédance d'entrée nettement plus élevée et, cette impédance risque même de devenir négative dans une certaine plage de fréquences. Pour y remédier, on prévoit la résistance d'amortissement R_1 , qu'on choisit telle que cette résistance négative d'entrée reste, dans tous les cas, suffisamment élevée pour éviter des oscillations spontanées lors de la connexion de la sonde sur un circuit oscillant présentant un facteur de surtension élevé.

La courbe « sonde active » de la figure 7 donne la relation qu'on obtient, dans ces conditions, entre la résistance d'entrée et la fréquence de travail. L'échelle des valeurs de R_e

comporte une zone indéterminée (hachurée) dans laquelle la résistance d'entrée est pratiquement infinie, donc difficilement mesurable de façon précise.

A titre de comparaison, la figure 7 montre la courbe de résistance d'entrée d'une sonde passive d'oscilloscope, et on voit que cette résistance est, au-delà de 3 MHz, au moins dix fois plus faible que dans le cas d'une sonde active. Encore faut-il dire qu'il s'agit là d'une sonde passive de bonne qualité (voir Haut-Parleur n° 1 482, p. 342). Une sonde passive pour laquelle le fabricant ne publie pas de courbe donne généralement des résultats encore plus désastreux, même si ce fabricant indique une valeur de résistance de 10 M Ω - en oubliant de préciser que cette valeur n'est valable qu'en BF. Par ailleurs, la capacité d'entrée d'une sonde passive est généralement supérieure aux 5 pF qu'on obtient avec celle de la figure 5. Tout en évitant la division de la sensibilité par 10, la sonde active présente ainsi une impédance d'entrée nettement plus élevée que la sonde passive. Elle a, certes, l'inconvénient de ne pas être totalement à l'abri de surcharges, mais, avec une capacité de liaison d'entrée de 47 pF (possible du fait de la fréquence inférieure de coupure de 50 kHz), une destruction de T_1 ne serait possible que dans des conditions simultanées de fréquence

et d'amplitude qu'on risque, tout au plus, d'observer dans le cas d'un émetteur d'ondes courtes.

Pour réaliser la sonde, on pourra utiliser un boîtier genre tube de médicament, et faire appel à un procédé de câblage semblable à celui illustré par la figure 6. Un montage très serré, à éléments superposés, ne nuit pas au bon fonctionnement, à condition qu'on utilise partout des liaisons très courtes.

L'alimentation

Le circuit de l'alimentation régulée (fig. 8) peut être assez simple, puisque l'appareil ne demande qu'une intensité d'alimentation de 50 mA environ. Mais comme le gain de l'amplificateur de mesure dépend quelque peu de la tension d'alimentation, on a prévu une diode de référence (DZ) à faible coefficient de température, et on alimente cette diode par un transistor à effet de champ, faisant office de source à intensité constante. La valeur de R_1 pourra être choisie de façon que cette intensité soit approximativement égale à 3 mA.

Pour la protection en cas de surcharge, on a prévu le diviseur R_2, R_3 , limitant l'intensité de base du transistor ballast. On devra au besoin modifier la valeur de R_3 de façon que la régulation décroche, dès que l'intensité de sortie dépasse 80 mA. Lors d'un court-circuit

franc, cette intensité restera alors inférieure à 200 mA, ce qui est sans danger pour le transistor de ballast, si on le munit d'un radiateur permettant une dissipation de puissance d'au moins 5 W.

Du fait de la valeur élevée de la fréquence inférieure de coupure de l'amplificateur de mesure, l'ondulation résiduelle de l'alimentation est peu critique. Pour ces mêmes raisons, il n'est guère utile de prévoir un blindage entre l'alimentation et l'amplificateur.

Pour la réalisation de l'appareil, on peut ainsi s'inspirer du dessin de la figure 9, présentant une vue arrière d'une tôle pliée en U et constituant les faces avant, inférieure et supérieure du boîtier. L'alimentation se trouve placée sur une seconde tôle en U, formant les faces arrière et latérales.

Mise au point et variantes

L'obtention d'une tension HF précise, avec un générateur HF du commerce, semble une chose assez difficile à partir de 20 MHz, et on risque d'observer quelque différence d'un modèle à l'autre. Surtout quand on ne respecte pas scrupuleusement les indications du fabricant, quant à l'utilisation de l'atténuateur, du câble de sortie de la charge à placer au bout de ce câble.

Après mise au point et étalonnage du circuit de redressement, (fig. 2), on y connecte l'amplificateur de mesure

(fig. 5). Les premiers ajustages sont à effectuer sur la gamme de 2 mV, où la sensibilité de l'appareil est telle qu'une boucle de fil un peu longue risque déjà de capter toutes sortes de perturbations. Lorsqu'on connecte la sonde sur le câble de sortie du générateur, on devra donc également prévoir une connexion assez courte entre le boîtier du générateur et celui du voltmètre. On commencera par ajuster le gain (R_{29}) à une fréquence voisine de 1 MHz. On pourra vérifier ensuite que ce gain reste constant, à 0,1 dB près, entre 50 kHz et 15 MHz. Il pourra se faire qu'on observe une tension résiduelle ou de bruit d'une centaine de microvolts, lorsqu'on tourne l'atténuateur du générateur complètement à zéro. L'incidence de cette tension résiduelle reste cependant négligeable, si on travaille, en présence de signal, près de la déviation totale de l'appareil, car l'échelle logarithmique atténue alors fortement l'incertitude de la mesure.

Vers 45 MHz, on ajuste L_1 de façon à observer le même gain qu'à 1 MHz. Si on constate alors, entre 15 et 45 MHz, un écart de plus de 1 dB, il convient de modifier les capacités de correction C_{14} et C_{18} . On peut également agir sur R_{32} dont l'augmentation permet d'éviter un éventuel dépassement vers 45 MHz et qu'on peut, au contraire, diminuer, si la courbe de réponse persiste à s'affaisser à cette fréquence.

Ayant obtenu une réponse convenable sur cette première gamme de l'appareil, on passe

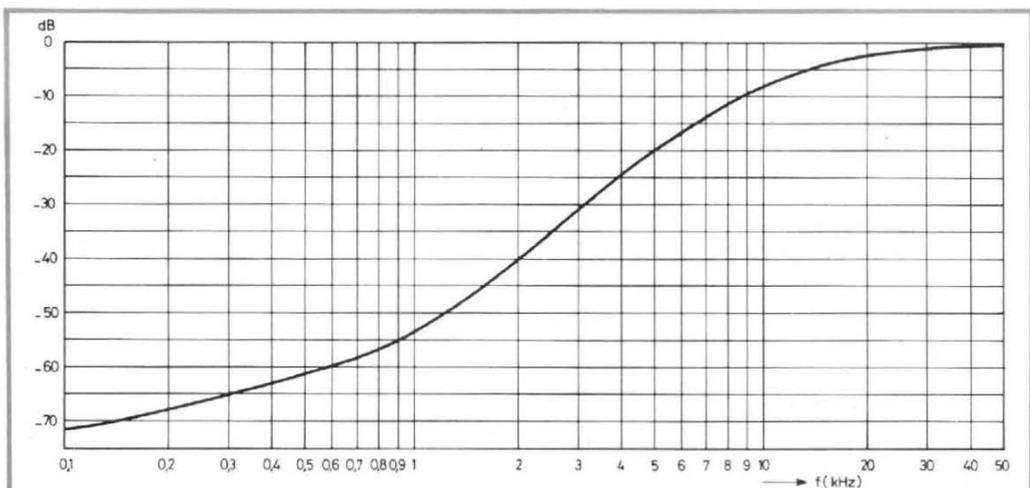


Fig. 11. — Pour éviter toute erreur de mesure causée par le 50 Hz et ses harmoniques, on atténue fortement la sensibilité du mesureur en-dessous de 50 kHz.

aux deux suivantes, où R_6 , et R_{16} , déterminent les gains respectifs. Pour corriger la réponse en fréquence, on dispose de C_4 et de R_{31} , sur la gamme de 20 mV, et de C_{11} , sur celle de 200 mV.

Il pourra paraître plus élégant de prévoir des condensateurs ajustables pour ces diverses corrections de fréquences. Si, néanmoins, on a procédé par condensateurs fixes, c'est d'une part pour donner des valeurs relativement précises aux lecteurs de cet article, et d'autre part, pour montrer que ces corrections de fréquence (sauf L_1) sont en fait si peu critiques, que des valeurs prises dans l'échelle normalisée de 10 % permettent d'obtenir un résultat parfaitement acceptable.

Ce résultat est illustré par des courbes de la figure 10, donnant la réponse en fré-

quence pour les trois gammes. Ces courbes révèlent certains écarts systématiques, c'est-à-dire qu'en signant par des condensateurs ajustables, on aurait pu réduire ces écarts en « montant » un peu l'extrémité de la courbe de la gamme de 2 mV, et en « descendant » quelque peu celle des deux autres courbes. Mais cela serait certainement du perfectionnisme, à moins qu'on ne dispose d'une source d'étalonnage absolument sûre, sans parler des conditions pratiques d'utilisation de l'appareil, impliquant souvent des écarts notables en fonction du point de masse qu'on choisit pour connecter la sonde.

C'est pour faciliter la réalisation et la mise au point que le montage a été équipé de transistors à gate protégée. Moyennant les précautions habituelles, on peut également utiliser des types à gate non protégées (40 603, RCA) et qui sont fournis avec une bague de court-circuit qu'on ne devra retirer que lorsque le transistor est installé. Ces types possèdent une capacité d'entrée plus faible, ce qui devrait faciliter l'obtention d'une large bande passante. En revanche, une utilisation plus généralisée de transistors bipolaires ne semble pas avantageuse, d'après les constatations expérimentales et ce notamment, pour des raisons de bruit et de stabilité.

Mais puisqu'on dispose de transistors à double gate,

pourquoi ne pas effectuer l'atténuation en agissant sur la polarisation du second gate ? Cela semble bien séduisant, mais l'expérience montre qu'en pareil cas, la bande passante diminue fortement avec le gain. Ce qui n'empêche que la méthode mentionnée reste valable pour de très faibles corrections de gain, susceptibles, par exemple, de corriger une imprécision sur R_6 ou R_{16} .

Pour augmenter les possibilités de l'appareil, on pourrait aussi être tenté d'en améliorer la réponse aux fréquences basses, pour lesquelles la courbe de la figure 11 indique une atténuation de plus de 60 dB en-dessous de 500 Hz. Mais pour arriver à 50 Hz, il faudrait augmenter les capacités de liaison et de découplage dans un rapport de 1 000, à moins de correction supplémentaire. De plus, on risque d'observer une augmentation du bruit propre de l'appareil. Il semble ainsi que l'atténuation aux fréquences basses serait plutôt un avantage qu'on aurait intérêt à conserver.

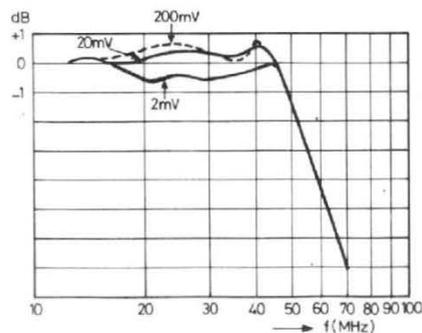


Fig. 10. — Réponse en fréquence, relevée sur les trois gammes du millivoltmètre.

RÉALISEZ UNE ENCEINTE ACOUSTIQUE

A FILTRES ACTIFS



La tendance actuelle dans le domaine de la production sonore étant de multiplier le nombre de diffuseurs, nous vous proposons ici un baffle de dimensions réduites, donc d'un faible encombrement, et à très haut rendement. En effet, les amplificateurs de puissance des diverses voies sont inclus à l'intérieur même du baffle. Ces amplificateurs de puissance sont équipés de filtres actifs à forte pente réduisant le recouvrement en fréquence des différents canaux. Cette propriété est intéressante car, dans bon nombre de baffles classiques, les filtres sont à faible pente et des distorsions dues aux déphasages des signaux destinés au haut-parleur sont engendrés lors du passage à la fréquence de recouvrement des voies. Le type de baffle que nous vous présentons, malgré sa puissance relativement modeste, est parfaitement adapté à la restitution de programmes musicaux de haute qualité. Cette réalisation est tout à fait adaptée pour un emploi en appartement. De plus les réglages de « présence » et de basses fréquences

permettent de compenser efficacement les défauts acoustiques du local d'écoute. Il sera cependant conseillé d'éviter de placer les baffles directement sur le sol. Ce conseil étant d'ailleurs valable pour tout type de diffuseur.

Dans le cas où la puissance sonore du baffle semble insuffisante, il est possible de le réaliser en plusieurs exemplaires. Plusieurs baffles seront alors connectés sur une même sortie

de l'amplificateur. Celui-ci se trouvant libéré de toute charge grâce à l'impédance d'entrée élevée de notre montage, un nombre important de diffuseurs pourra être employé sur chaque canal sans risque de surcharge. Nous voyons donc que nous sommes en mesure d'adapter la puissance sonore totale désirée en fonction de chaque type de local d'écoute. Le nombre de baffles pouvant être raccordés étant pratique-

ment illimité, nous pourrions, si besoin est, arriver à d'énormes puissances. Dans ce cas des lignes secteur de forte intensité devront être prévues pour alimenter correctement chaque baffle. Les lignes son n'auront pas besoin d'être blindées, mais la phase sera minutieusement repérée.

Nous pensons donc que ce type de reproduction touche un large public et intéresse bon nombre d'entre vous.

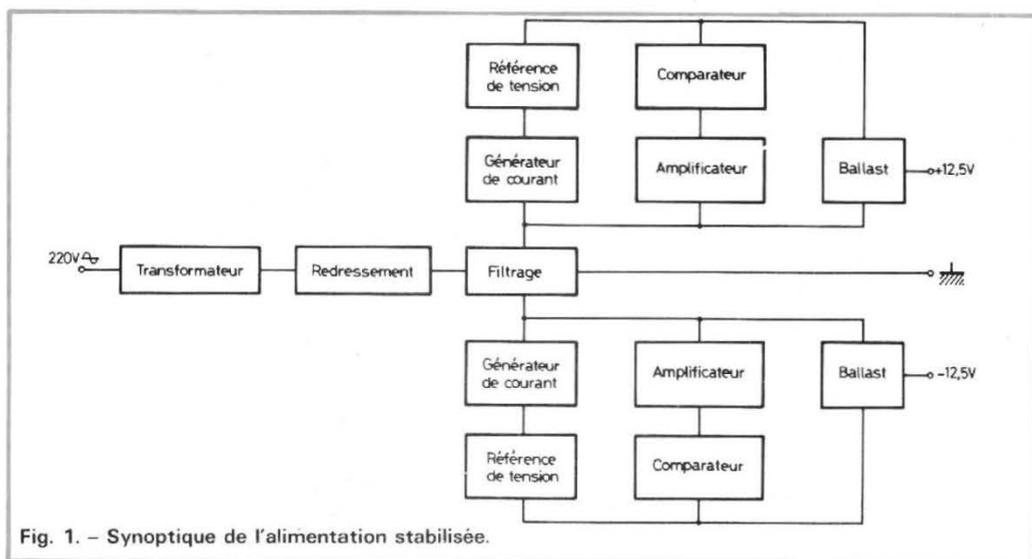


Fig. 1. - Synoptique de l'alimentation stabilisée.

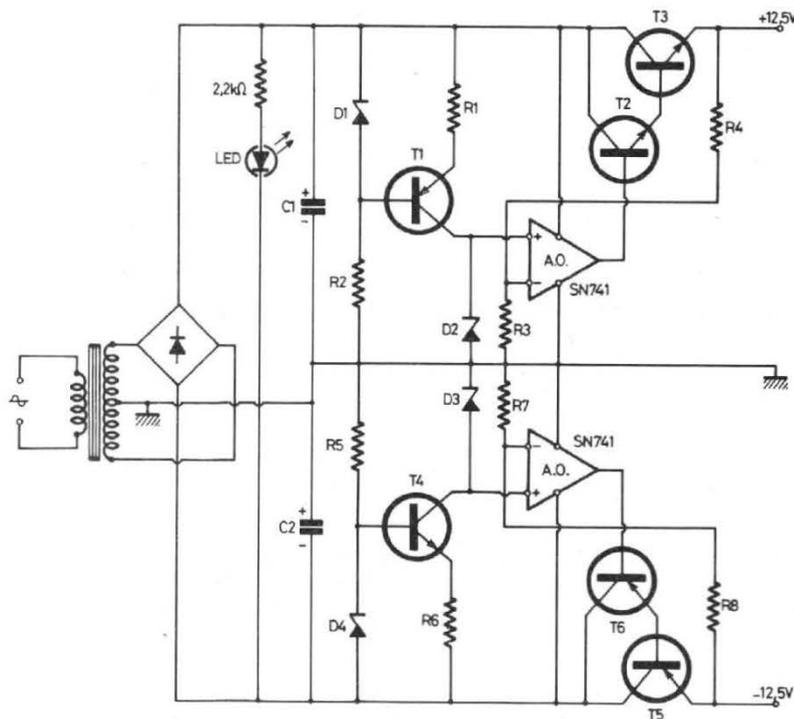


Fig. 2. - Schéma de l'alimentation double stabilisée.

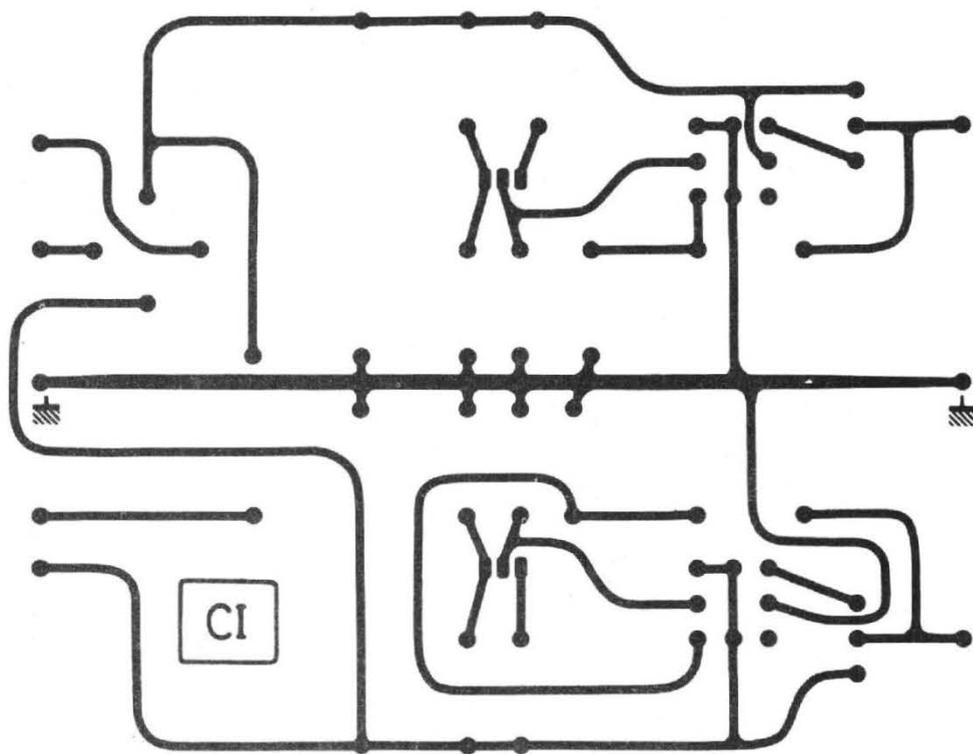


Fig. 3. - Circuit imprimé de l'alimentation.

Nous avons choisi pour ce baffle à filtres actifs une alimentation double, filtrée puis stabilisée.

Le redressement est effectué avec un transformateur muni d'un point milieu sur le secondaire relié à la masse. Au lieu d'utiliser deux ponts de diodes distincts, nous en prendrons un seul placé entre les sorties extrêmes du secondaire. Ce pont devra admettre un courant deux fois plus important.

Le filtrage est du type capacité en tête, et est obtenu avec C_1 et C_2 . Nous disposons donc maintenant de deux tensions continues filtrées. La tension positive apparaît aux bornes de C_1 , la tension négative, mais égale en valeur absolue, apparaît aux bornes de C_2 .

Nous allons ensuite stabiliser ces deux tensions. Cette stabilisation sera réalisée à l'aide d'un amplificateur opérationnel monté en amplificateur différentiel de tension. Plus la fraction de tension que nous proposerons à l'amplificateur sera fixe, meilleur sera le facteur de stabilité de l'alimentation. Commençons par la stabilisation de la ligne positive :

D_1 et R_2 fixent la tension de base à une valeur qui fluctue déjà peu, puisque D_1 est une diode zener. R_1 fixe le courant de collecteur de T_1 qui est donc monté en générateur de courant. Ce courant de collecteur, qui est déjà pratiquement constant, sert à alimenter D_2 qui est encore une diode zener. C'est dire si la tension aux bornes de cette deuxième diode sera stable. Cela vaut mieux, puisque c'est cette deuxième tension zener qui va nous servir de référence et que nous allons appliquer sur l'entrée positive de l'amplificateur opérationnel.

Voyons maintenant comment fonctionne l'A.O. dans le rôle de comparateur. L'A.O. va faire tendre le potentiel de son entrée négative vers celui de son entrée positive. La tension aux bornes de R_3 sera donc

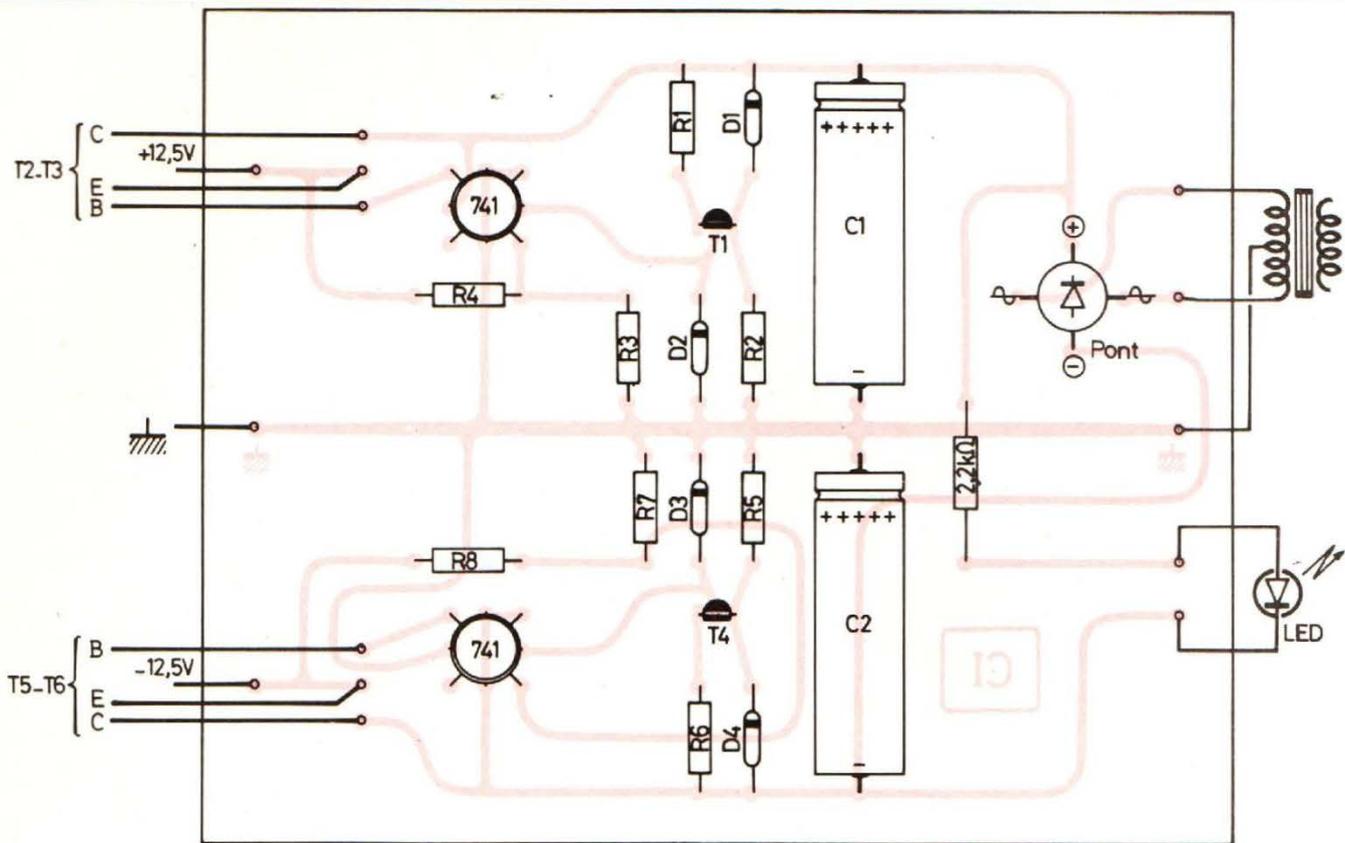


Fig. 4. - Implantation des composants de l'alimentation.

égale à celle aux bornes de D_2 . Comme l'A.O. ne consomme pratiquement pas de courant, celui qui passe dans R_3 est le même que celui qui passe dans R_4 ; donc la tension de sortie sera égale à la tension aux bornes de D_2 divisée par R_3 , pour obtenir le courant qui passe dans la maille, puis multipliée par $R_3 + R_4$ pour obtenir la valeur de la tension finale.

Nous constatons donc que la stabilité de la tension de sortie est uniquement fonction de la stabilité de la tension aux bornes de D_2 , c'est pourquoi nous avons pris tant de précautions sur cette dernière en l'attaquant par un très bon générateur de courant.

La sortie de l'amplificateur opérationnel est reliée directement à la base d'un montage du type Darlington, qui est en fait un ballast série, et qui permet à l'amplificateur opérationnel de commander un fort courant en sortie. L'ensemble $T_2 = T_3$ pourra être ou bien deux transistors séparés, ou bien un véritable Darlington

intégré comme on en trouve dans le commerce. Pour permettre à l'alimentation de ne pas s'écrouler lors des pointes de demande de courant (pour les fréquences basses du Baffle) il vaut mieux surcalibrer ce Darlington.

L'étude de la ligne négative est exactement la même; il suffit de remplacer les transistors NPN par des transistors PNP et réciproquement.

En choisissant $D_2 = D_3 = 6,2 \text{ V}$, on obtient une alimentation symétrique de deux fois $12,5 \text{ V}$.

LES AMPLIFICATEURS SELECTIFS

Afin de nous libérer du problème de l'adaptation des impédances, nous attaquerons notre montage par un étage amplificateur de courant composé d'un transistor NPN du type 2N 5172 monté en collecteur commun. Cet étage

nous donne une impédance d'entrée pour tout le montage de $5 \text{ k}\Omega$ environ. Le potentiel de repos de notre étage est fixé par le pont de base composé de deux résistances de $10 \text{ k}\Omega$. Sa polarisation d'émetteur est obtenue à l'aide d'une résistance de $4,7 \text{ k}\Omega$.

La capacité C_3 est prévue largement, de façon à conserver une bonne restitution du registre grave. Cet étage attaque simultanément les deux amplificateurs de puissance par l'intermédiaire de capacités de liaison. Etudions à présent ces amplificateurs. Voyons tout d'abord l'amplificateur médiums-aiguës :

Nous attaquons le montage par le potentiomètre de « présence ». Celui-ci agit simultanément sur le gain de l'amplificateur et sur la fréquence de coupure du filtre. Nous trouvons ensuite la cellule de filtrage proprement dite. Elle est composée de résistances de $10 \text{ k}\Omega$ et de 470Ω , montées en série avec la capacité de $6,8 \text{ nanofarads}$. Nous voyons au'il

s'agit d'un filtre du type passe-haut. La sortie de celui-ci est directement connectée à l'entrée négative d'un amplificateur opérationnel. Sa sortie attaque directement les bases des transistors de puissance qui sont des Darlington. Nous utiliserons des transistors complémentaires, mais il sera inutile de les choisir appariés. A la sortie du push-pull nous viendrons prendre notre point de contre-réaction. Nous assurerons donc ainsi la bonne polarisation des étages de puissance pour le continu. Notre contre-réaction sera appliquée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel.

La sortie générale de l'amplificateur est raccordée aux deux haut-parleurs. La seconde borne de ceux-ci sera reliée au point milieu de ponts diviseurs capacitifs assurant l'isolation des composantes continues.

Ces ponts diviseurs permettent de plus de réaliser un découplage de l'alimentation, améliorant ainsi la réponse en

impulsionnel et la réponse aux transitoires. Effectivement, le courant crête demandé à l'alimentation dans le cas du diviseur capacitif a une amplitude deux fois plus faible que dans le cas d'une capacité montée en série avec le haut-parleur.

Voyons à présent l'amplificateur du canal basses. Il s'agit également d'un amplificateur sélectif du type passe-bas dont la fréquence de coupure est 1 kHz. La pente d'atténuation est de 40 décibels par décade. Ensuite, nous passerons tout de suite par un filtre R.C composé de R_{12} et C_5 . Nous voyons qu'il s'agit d'un passe-bas du premier ordre. En sortie de ce filtre, nous trouvons le potentiomètre P_1 , il a pour but de régler le gain de l'amplificateur basse. Nous appliquerons ensuite le signal sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel par l'intermé-

diaire de la résistance R_{13} . C'est également sur cette entrée que sera ramenée la contre-réaction composée de R_{14} . Nous voyons que la valeur du coefficient de contre-réaction augmente avec la fréquence, donc le gain en boucle fermée de l'amplificateur s'effondrera pour les fréquences élevées. Ce procédé permet d'obtenir une pente de coupure de 40 décibels par décade. De plus, ceci nous permet de réduire de façon importante la distorsion harmonique de l'amplificateur. Le haut-parleur basses est directement connecté au point milieu du push-pull ; c'est également en ce point que nous prendrons notre contre-réaction. La seconde borne du haut-parleur est, comme précédemment, reliée au point milieu d'un pont diviseur capacitif de forte valeur.

RÉALISATION PRATIQUE : L'ALIMENTATION

Nous avons personnellement réalisé l'alimentation par la méthode photosensible sur une pièce de verre epoxy de 150 mm x 120 mm.

La LED et sa résistance de polarisation qui figurent sur le schéma « schéma de l'alimentation double stabilisée » sont facultatives. C'est pourquoi elles ne sont pas répertoriées dans la nomenclature. En effet, cette LED joue juste le rôle de témoin de mise en marche du montage. Elle sera montée sur le baffle à côté du bouton de marche-arrêt. Pour le câblage, on commencera comme d'habitude par les éléments discrets, par ordre de taille croissante. En premier lieu

viendront les résistances, puis les diodes zener, en vérifiant bien que la cathode indiquée par le constructeur est à la bonne place, ensuite le pont de diodes en faisant également bien attention de ne pas inverser les sorties positives et négatives, éventuellement la LED, puis enfin les deux grosses capacités de filtrage en respectant leurs polarités.

En ce qui concerne les éléments actifs, nous souderons en premier lieu les transistors T_1 et T_4 . Quant aux amplificateurs opérationnels, nous vous recommandons de faire particulièrement attention, ceux-ci étant très sensibles aux brusques échauffements. Une pince pour tenir la patte à souder réalisera en même temps un excellent shunt thermique. Les transistors $T_2 - T_3$ et $T_5 - T_6$ qui sont des Darlington intégrés ne figurent pas sur la carte de l'alimentation. Ils seront en effet câblés avec les autres transistors de puissances des amplificateurs sélectifs sur la face arrière du baffle.

LE MODULE BASSES FRÉQUENCES

Nous réaliserons ce module sur une carte imprimée en verre epoxy de 60 mm x 120 mm. Celle-ci portera l'ensemble des composants de l'étage d'attaque de puissance qui seront montés sur un radiateur à l'extérieur du baffle avec ceux de l'alimentation.

Afin de simplifier le tracé du circuit, il est conseillé de le réaliser à l'aide d'éléments autocollants prépositionnés.

Le soudage des composants ne doit pas poser de problèmes ; l'implantation des éléments sur le circuit étant relativement aérée. Pour faciliter cette opération, nous commencerons par souder l'ensemble des résistances, puis les capacités et enfin l'amplificateur opérationnel en s'assurant que son brochage est correct. Il faudra également prendre soin de le souder le plus loin possible de la plaque imprimée afin d'élimi-

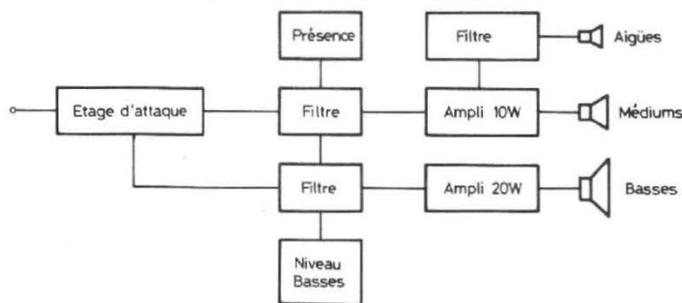


Fig. 5. - Synoptique des filtres

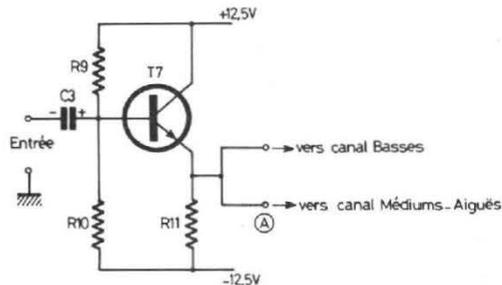


Fig. 6. - Schéma de l'étage d'attaque.

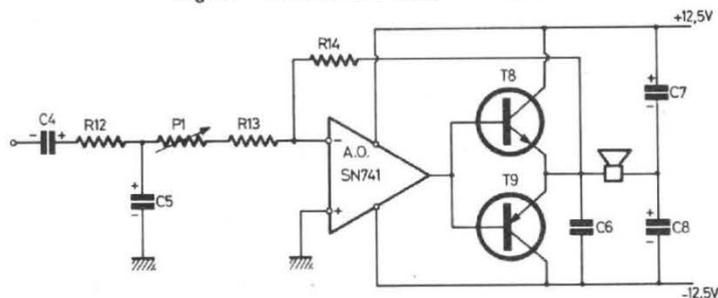


Fig. 7. - Amplificateur du canal « graves ».

ner les risques d'échauffement. De plus si l'on veut éviter tout risque de détérioration de ce circuit intégré, nous pourrions employer un support approprié : malheureusement le prix de ces supports est souvent supérieur à celui des circuits intégrés.

CABLAGE DU MODULE MÉDIUMS-AIGÜES

Le module sera réalisé sur une plaquette de 60 mm x 95 mm. Comme précédemment, ce circuit ne portera pas les transistors de puissance. L'implantation sera réalisée de la même façon que pour le module basses.

CONNEXIONS INTER-MODULES

La liaison des différents modules entre eux pourra être réalisée à l'aide de fil de câblage classique. Nous commencerons par câbler les raccordements entre les transistors de puissance et les cartes imprimées, puis nous connecterons l'alimentation avec les deux modules amplificateurs en respectant les points +12,5 V, -12,5 V et masse. Ces opérations effectuées nous câblerons l'arrivée générale du signal sur le module amplificateur basses puis nous réaliserons le câblage des potentiomètres sans oublier la liaison entre le point A du module basses et le potentiomètre de présence. Il ne restera alors plus qu'à raccorder les haut-parleurs aux sorties des amplificateurs en prenant soin de respecter leur ordre et leur phase (repère rouge des haut-parleurs vers le pont capacitif de l'amplificateur).

EBENISTERIE

Nous vous présentons également la réalisation de l'ébénisterie du baffle lui-même.

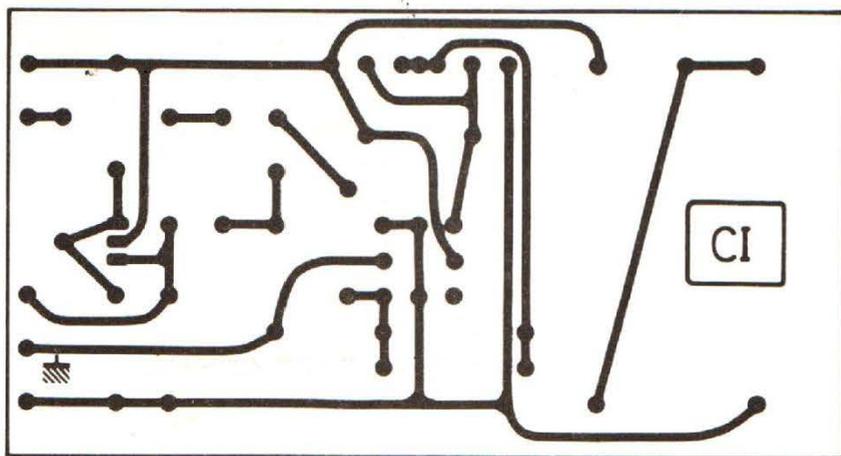


Fig. 8. - Circuit imprimé de l'amplificateur du canal « graves ».

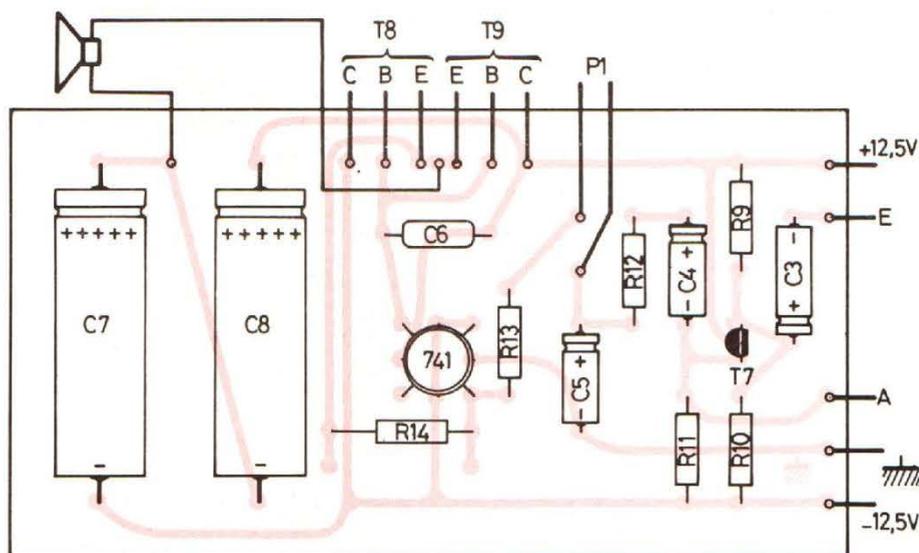


Fig. 9. - Implantation des composants de l'amplificateur du canal « basses ».

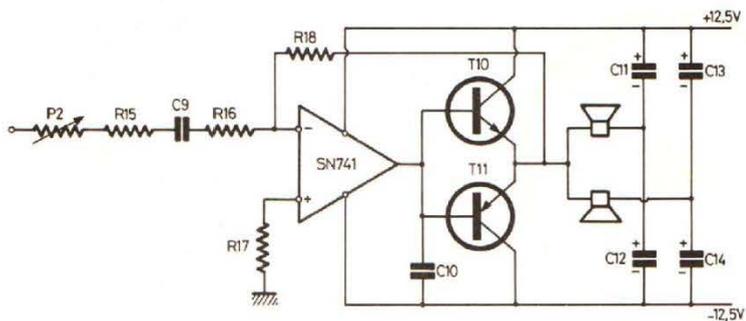


Fig. 10. - Amplificateur canal « médium - aigus ».

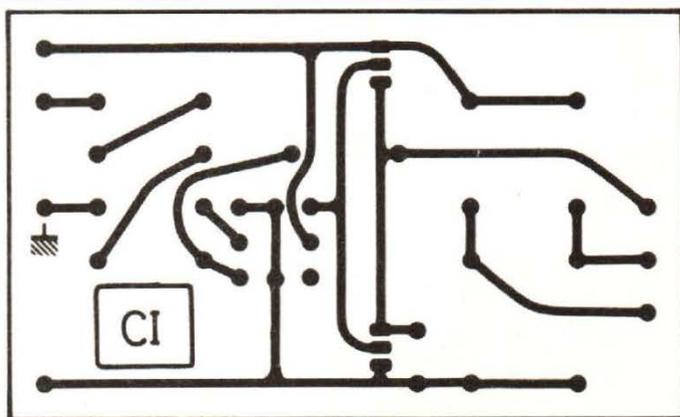


Fig. 11. - Circuit imprimé du module amplificateur « médium - aigus ».

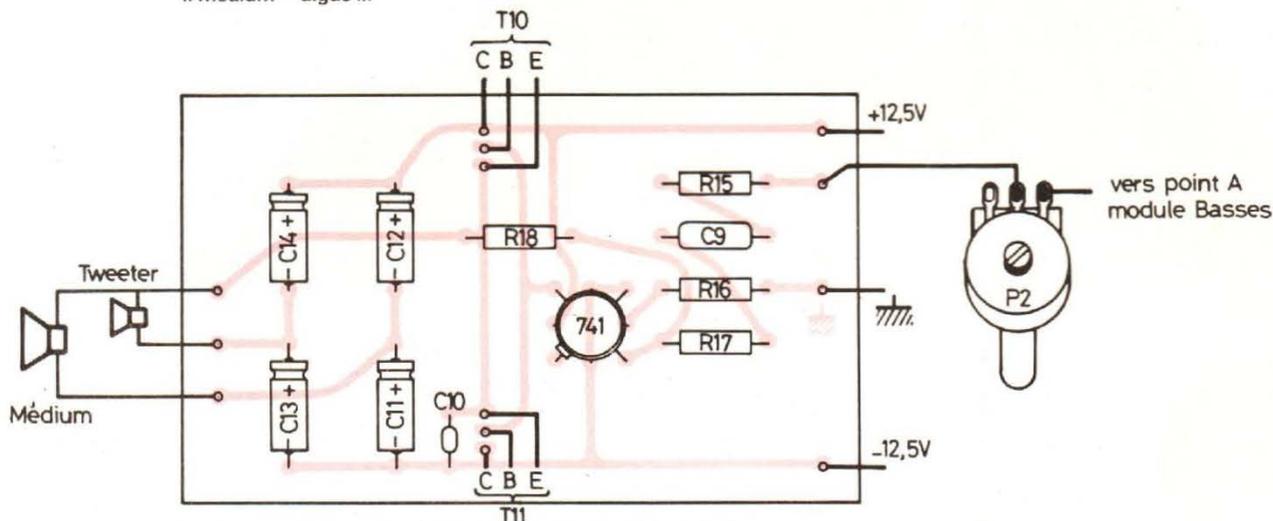


Fig. 12. - Implantation des composants du module amplificateur « médium - aigus ».

Les dimensions hors tout du baffle seront de 300 mm de largeur, 400 mm de hauteur et 200 mm de profondeur ; ceci représente un volume de 24 litres, ce qui est suffisant pour assurer la puissance maximale de 30 watts annoncés.

Sur la face avant nous trouverons bien sûr les trois haut-parleurs destinés aux trois gammes de fréquences à reproduire. Le haut-parleur basses, de 210 mm de diamètre se trouve situé en bas du baffle, afin de faciliter la diffusion des fréquences aiguës. Le médium, de 100 mm de diamètre, et le tweeter, de forme rectangulaire type trompette, de 40 mm x 90 mm, seront donc eux placés dans la partie supérieure de la face avant, toujours afin de favoriser la portée des aiguës à travers le volume de la pièce à sonoriser (*). Sur la face avant, nous

trouverons également la LED, entre le médium et le tweeter, qui sera le témoin de mise en marche du montage. Sur la face arrière, du côté visible, nous placerons les transistors de puissance, montés sur leurs radiateurs respectifs. Il faudra donc faire attention à ne pas permettre aux transistors de dissiper correctement la chaleur ; quant à la plus mauvaise place pour ce baffle, elle se trouve évidemment derrière ou à côté d'un bon radiateur.

DÉTAILS DE L'ÉBÉNISTERIE

Nous aurons au total six pièces de bois. Celui-ci sera du novopan (sorte d'aggloméré) ; nous avons choisi ce matériau

pour de nombreuses raisons. Tout d'abord son prix de revient est faible, de l'ordre de 20 francs le mètre carré (c'est le prix que nous l'avons payé). De plus il possède une très forte densité ; c'est-à-dire qu'il est peu sensible aux vibrations et ne provoquera donc pas de distorsions supplémentaires. Son assemblage est plus facile, car ce bois n'éclate pratiquement pas, et enfin il résiste très bien aux différences de températures, pressions, humidité ; bref, il est indéformable.

Côtés des pièces :

face avant : 256 mm x 356 mm
face arrière : 256 mm x 356 mm
côté droit : 200 mm x 400 mm
côté gauche : 200 mm x 400 mm
dessus : 200 mm x 256 mm
dessous : 200 mm x 256 mm

RÉALISATION DU COFFRET

Une fois les différentes pièces taillées aux dimensions données ci-dessus, il convient d'effectuer en premier lieu la découpe pour l'emplacement des haut-parleurs. Nous vous conseillons de laisser un professionnel s'en charger car les trous « plus ou moins ronds » amènent des prises d'air qui altèrent la qualité et le rendement du baffle.

Pour l'assemblage de toutes les pièces, à l'exception de la face arrière qui doit porter l'électronique, nous utiliserons des clous pour tenir l'ensemble et de la colle vinylique pour compléter la prise et assurer du même coup l'étanchéité. Une fois cette opération terminée, on fixe les haut-parleurs aux

emplacements respectifs prévus, et on gaine tout l'intérieur du baffle de laine de verre collée sur les parois.

LA FACE ARRIÈRE

Après avoir vérifié que la face arrière s'encastre bien dans le coffret une fois sec, nous allons pouvoir y disposer les différents modules et les transistors de puissance. Nous percerons de petits trous pour permettre le passage de fils pour la polarisation des transistors, et du secteur pour l'alimentation générale du baffle.

On effectuera alors le raccordement des modules aux haut-parleurs. Cette opération terminée, nous fixerons la face arrière au reste de l'ébénisterie à l'aide de vis à bois, logées dans les faces latérales du baffle. Pour les finitions, nous pourrions employer un gainage auto-collant simili bois, pour les quatre côtés. La face avant sera soit recouverte de tissu, soit peinte en noir mat. Nous conserverons la face arrière vierge, afin de simplifier son démontage éventuel.

(*) En dessous du tweeter se trouvent les potentiomètres de réglage des filtres, que nous réglerons une fois pour toute en fonction du local d'écoute.

NOMENCULTURE DE L'ALIMENTATION

$D_1 = D_4 =$ zener de 3,3 V
0,5 W

$D_2 = D_3 =$ zener de 6,2 V
0,5 W

$R_1 = R_6 = 270 \Omega$

$R_2 = R_5 = 1,4 k \Omega$

$R_3 = R_4 = R_7 = R_8 = 10 k \Omega$

$C_1 = C_2 = 2200 \mu F$

Pont de diodes: 30 V, 5 A

$T_1 = 2N 6076$

$T_4 = 2N 5172$

$T_2 - T_3$: MJ 901 (Darlington intégré)

$T_5 - T_6$: MJ 1001 (Darlington intégré)

Transformateur: 2 x 15 V,
3 A, à point milieu.

Amplificateurs opérationnels:
SN 741

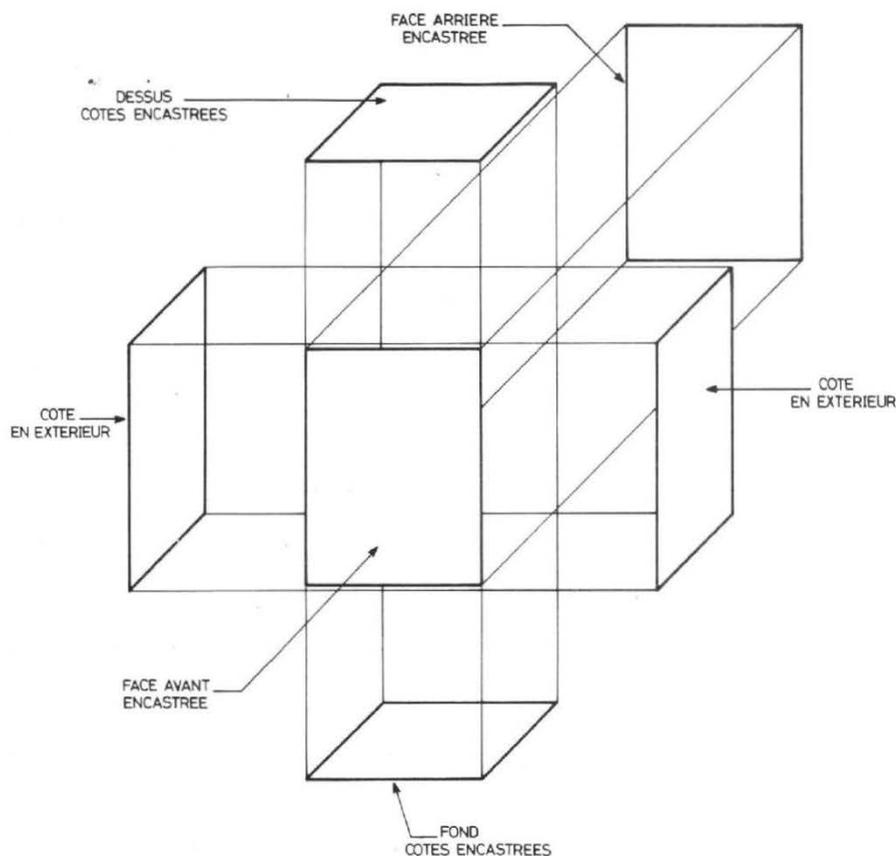


Fig. 13. - Assemblage de l'ébénisterie.

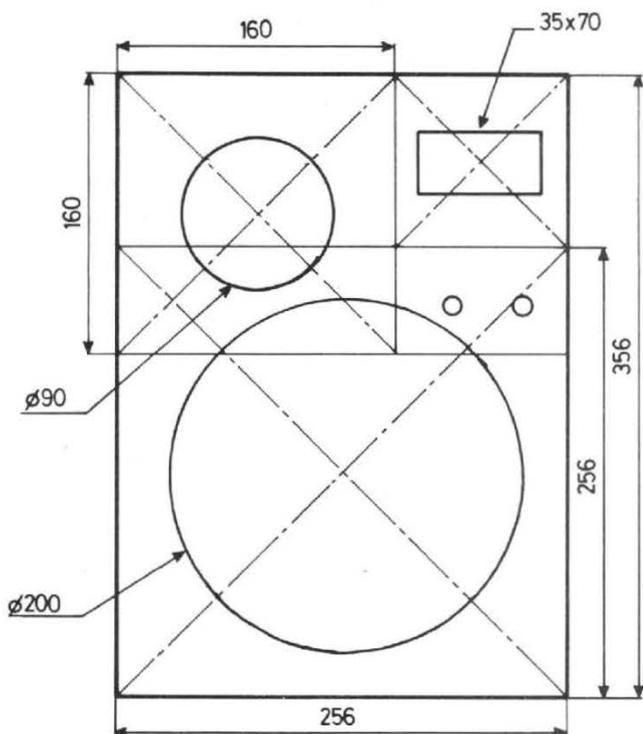


Fig. 14. - Tracé du perçage de la face avant.

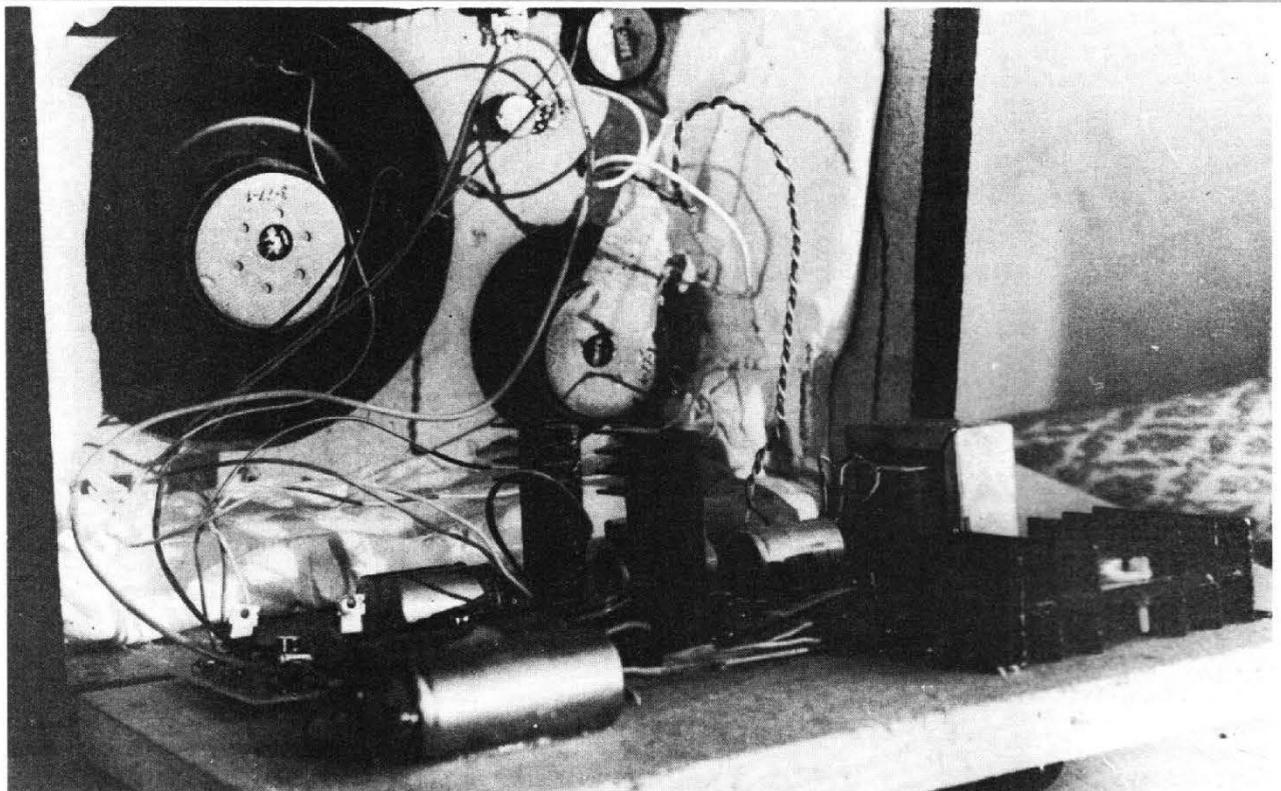


Photo A. - Vue intérieure de l'enceinte acoustique.

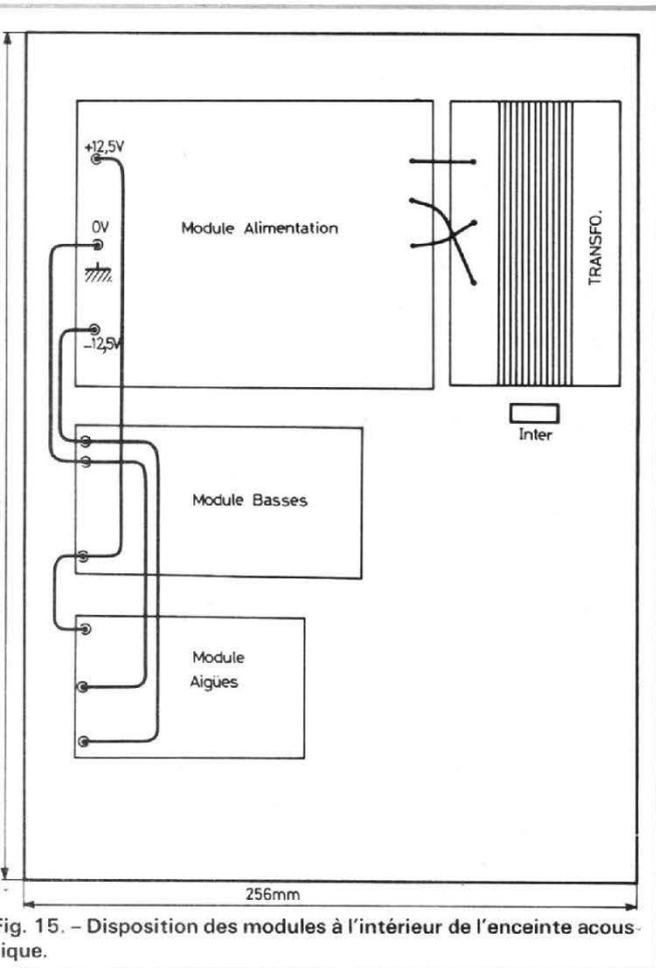


Fig. 15. - Disposition des modules à l'intérieur de l'enceinte acoustique.

DU BAFFLE A FILTRES ACTIFS

$R_9 = R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{11} = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_{12} = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{13} = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_{14} = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{15} = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{16} = 470 \Omega$
 $R_{17} = 470 \Omega$
 $R_{18} = 10 \text{ k}\Omega$

$P_1 = 10 \text{ k}\Omega$
 $P_2 = 22 \text{ k}\Omega$

$T_7 = 2\text{N } 5172$
 $T_8 = T_{10} = \text{BD } 266$ (Darlington intégré)
 $T_9 = T_{11} = \text{BD } 367$ (Darlington intégré)

Amplificateurs opérationnels :

SN 741
 $C_3 = 10 \mu\text{F}$
 $C_4 = 22 \mu\text{F}$
 $C_5 = 160 \text{ nF}$
 $C_6 = 100 \text{ nF}$
 $C_7 = C_8 = 1500 \mu\text{F}$
 $C_9 = 6,8 \text{ nF}$
 $C_{10} = 470 \text{ pF}$
 $C_{11} = C_{12} = 10 \mu\text{F}$
 $C_{13} = C_{14} = 2 \mu\text{F}$

Attention : il est nécessaire de découpler l'alimentation directement à sa sortie à l'aide de 2 capacités de $4700 \mu\text{F} = 25 \text{ V}$ montées respectivement l'une entre le + et la masse, l'autre entre le - et la masse.

EN VISITE CHEZ



TECHNICS

TECHNICS est la marque commerciale sous laquelle la société japonaise Matsushita Electric Industrial Co Ltd distribue à travers le monde les appareils d'enregistrement et de reproduction sonore haute fidélité qu'elle produit.

Cette société, dont le chiffre d'affaires atteignait pour 1976, 5 787 millions de dollars, emploie plus de 100 000 personnes dont 20 000 travaillent en dehors du Japon dans l'une des 55 filiales implantées dans une trentaine de pays.

Les différents produits fabriqués par cette société couvrent l'ensemble des domaines électriques et électroniques : radio, télévision, haute fidélité, calculatrices électroniques. Les appareils ménagers : du toaster au four à micro-ondes, lampes d'éclairage, équipement industriel, matériel professionnel, appareils de mesure et de laboratoire, composants électroniques : semi-conducteurs, moteurs, piles, batteries, etc. Ces différents produits sont diffusés à travers le monde sous quatre marques : National, Panasonic, Quasar et

Technics. C'est sous cette dernière marque que sont distribués tous les appareils HiFi.

Ce large éventail d'activités différentes et cependant voisines et les recherches nécessaires à une constante évolution dans chacun de ces domaines aident à expliquer la rapide progression et la haute qualité des appareils haute fidélité qu'elle fabrique.

Le point le plus remarquable lors de la visite des chaînes de fabrication Technics est sans

aucun doute l'importance de l'automatisation et donc, la place prépondérante prise par l'ordinateur.

Par exemple, pour la fabrication d'un amplificateur les interventions humaines sont réduites au minimum ; des robots, guidés par ordinateurs, se chargent de la mise en place sur le circuit imprimé des résistances, condensateurs et autres composants, chaque série d'opérations étant bien évidemment suivie d'un

contrôle automatique. Sur la chaîne que nous avons visitée, les transistors et circuits intégrés, bien que préalablement triés et contrôlés automatiquement, étaient encore placés manuellement.

Les tuners n'échappent pas non plus à cette technique, l'alignement des M.F. est effectué par un robot dont les tournevis viennent s'insérer dans les noyaux des bobinages et en quelques secondes le réglage optimal est obtenu.

Cet automatisme nous l'avons retrouvé sur les chaînes de fabrication d'enceintes acoustiques où les interventions humaines sont réduites aux opérations de collage de l'ébénisterie et de soudure des liaisons intérieures.

Les chaînes que nous avons visitées n'ont pas toutes atteint ce degré d'automatisation mais il semble que rapidement, les postes où le travail est le plus fastidieux seront automatisés. Cependant la fabrication des bras et des cellules de lecture sera encore et pour longtemps confiée à une main-d'œuvre féminine dont on ne peut qu'admirer l'habileté.

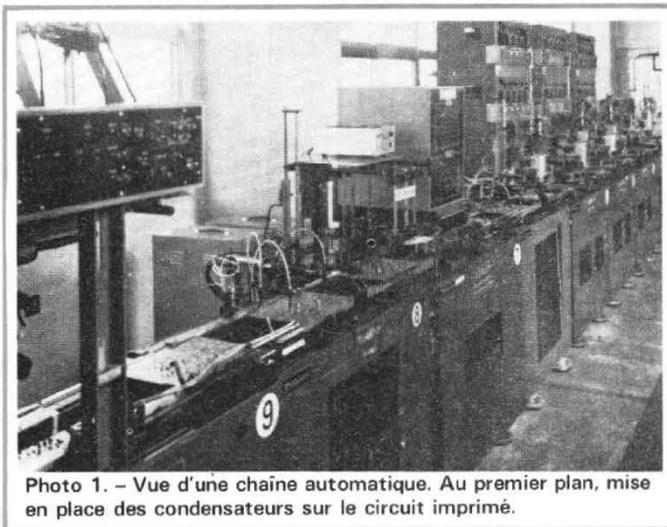


Photo 1. - Vue d'une chaîne automatique. Au premier plan, mise en place des condensateurs sur le circuit imprimé.



Photo 2. - L'alignement automatique. Les petits bâtons blancs sont des tournevis de réglage qui viennent s'encaster dans les noyaux des M.F.

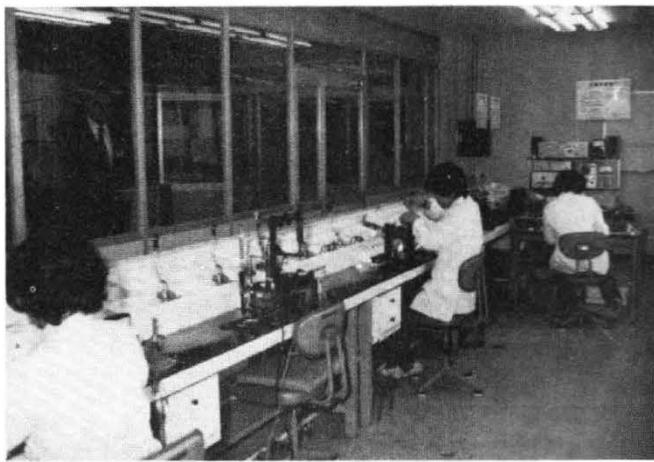


Photo 4. - Chaîne de fabrication des bras de lecture.

Parmi les appareils présentés nous avons plus particulièrement appréciés la série 90 et notamment le tuner 9030 dont les essais nous ont semblés des plus intéressants, l'amplificateur 9060 pour son remarquable rapport signal/bruit. L'équaliseur 9010 en souhaitant que ce genre d'appareil soit un jour prochain fourni avec un disque de fréquences pour permettre des corrections acoustiques optimales.

Nous pensons être prochainement en mesure de vous présenter un banc d'essai du magnétophone à bande RS 1500 US qui semble être rempli de circuits électroniques pleins d'intérêt. Nous citerons également le magnétophone à cassette RS 686 DS qui vient d'être mis sur le marché français ; il s'agit d'un magnétophone portable plus particulièrement destiné aux chasseurs de sons et prévu pour les reportages de qualité. Enfin nous citerons l'Elcaset RS 7500 dont nous aurons certainement l'occasion de vous entretenir dans de prochains numéros.

En ce qui concerne les tables de lecture, nous avons publié dans notre numéro de juillet le banc d'essai de l'étonnante SL 1000 et de son bras à pivot à rubis.

Les études et les recherches pour des résultats encore meilleurs et des appareils de conception nouvelle se poursuivent dans les nombreux laboratoires de Technics, nous

avons pu assister à des démonstrations de casques nouveaux et de dispositifs de contrôle stéréo d'ambiance, pour enceintes acoustiques,

dont les résultats nous ont semblé plus qu'intéressants cet appareil donne l'illusion d'une modification du local d'écoute.



Photo 3. - Chaîne de montage des tables de lecture.

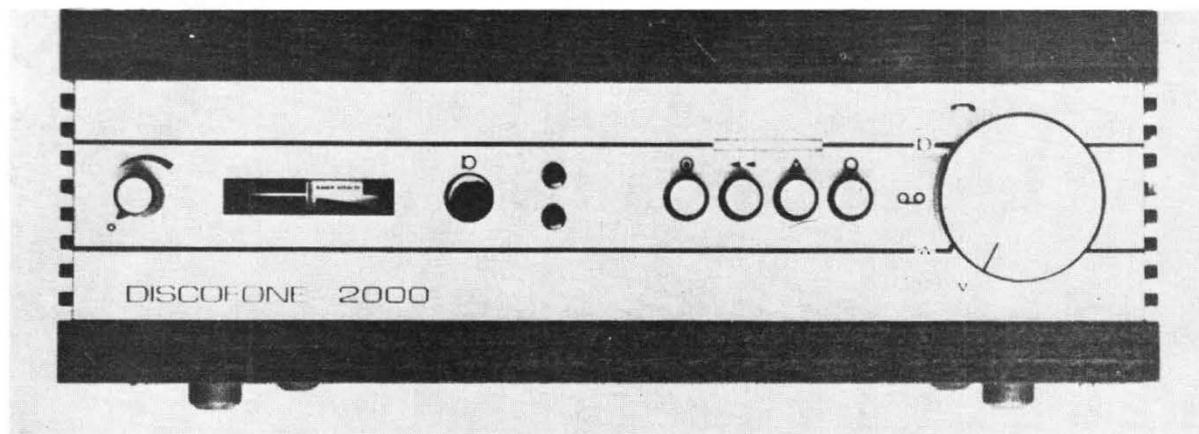
Mais les travaux des laboratoires Matsushita ne se limitent pas à la haute fidélité. En télévision par exemple était présentée une caméra à tube très sensible capable de filmer la nuit avec très peu de lumière (0,5 Lux) - un nouveau tube de télévision couleur Quinrix haute résolution.

Dans le domaine audiovisuel un appareil nous a semblé particulièrement intéressant : le « Color cassette player » qui permet d'enregistrer des images couleur fixes sur cassettes du type compact.

En démonstration également une transmission d'images télévisées par laser, une machine à graver un portrait, pris directement par une caméra de télévision, sur une carte plastique du genre carte bleue, caisse enregistreuse sans clavier : le prix des marchandises est codé sur l'étiquette, il suffit de faire glisser les paquets sur la table de travail de la caisse pour que l'addition se fasse.

Bien d'autres appareils dont la commercialisation se fera dans les prochaines années étaient présentés dans le hall exposition Matsushita. La place nous manque pour les décrire tous et nous n'avons retenu que les plus spectaculaires.

LE RÉPONDEUR TÉLÉPHONIQUE



DISCOPHONE 2000

Le répondeur DISCOPHONE, de Compur, est un appareil de haut de gamme, qui regroupe toutes les fonctions concevables pour ce genre de matériel. En effet, outre la transmission d'un avis d'absence déclenché par l'appel du correspondant ce répondeur laisse au demandeur la possibilité de dicter un message. Il peut, enfin, être interrogé à distance par l'abonné : celui-ci, grâce à un « code vocal », prend alors connaissance des messages enregistrés pendant son absence, et dispose aussi de la possibilité d'en ordonner l'effacement.

I - L'ORGANISATION DU DISCOPHONE 2000

Analyser, dans le détail, tous les circuits de cet appareil complexe, nous conduirait à une étude de longueur excessive. Au demeurant, plusieurs, parmi ces circuits, s'apparentent à ceux du discophone 380, autre modèle de la même maison, auquel nous avons déjà consacré un banc d'essai (Le Haut-Parleur n° 1581).

Le bloc diagramme de la figure 1 fait apparaître les principaux sous-ensembles. Une alimentation prélève, sur le secteur, l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement, et délivre les tensions stabilisées requises par les autres cir-

cuits, et par les organes électromécaniques.

Le deuxième branchement vers l'extérieur, est celui qui raccorde les circuits d'entrée à la ligne téléphonique de l'abonné. Ces circuits d'entrée comprennent des relais d'alimentation, déclenchés par les

impulsions d'appel que véhicule la ligne, et qui permettent de réduire à 8 VA la consommation, en état de veille.

Plusieurs amplificateurs servent respectivement à l'enregistrement des communications, ou à leur lecture. Celle-ci, à domicile, s'effectue sur un haut-parleur incorporé. L'effacement de la bande magnétique est confié à une tête pilotée par un signal à haute fréquence, élaboré dans un oscillateur.

Mais la principale originalité, que nous détaillerons plus loin, réside dans l'ensemble des dispositifs qui permettent l'interrogation à distance. Ceux-ci comprennent, d'une part, des

circuits purement électroniques : un interrupteur vocal, associé à un filtre qui sélectionne les harmoniques de la voyelle A, et à un conformateur d'impulsions ; d'autre part, un disque codeur, dont les différentes pistes sont lues, lors de sa rotation, par un jeu de lames conductrices.

II - PRESENTATION ET CARACTERISTIQUES :

La complexité du discophone 2000 en fait, on le comprend, un appareil assez volumineux : il se présente sous la

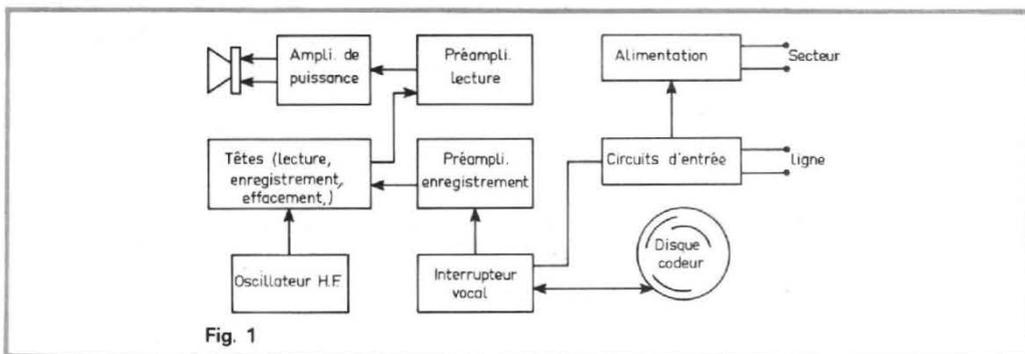


Fig. 1

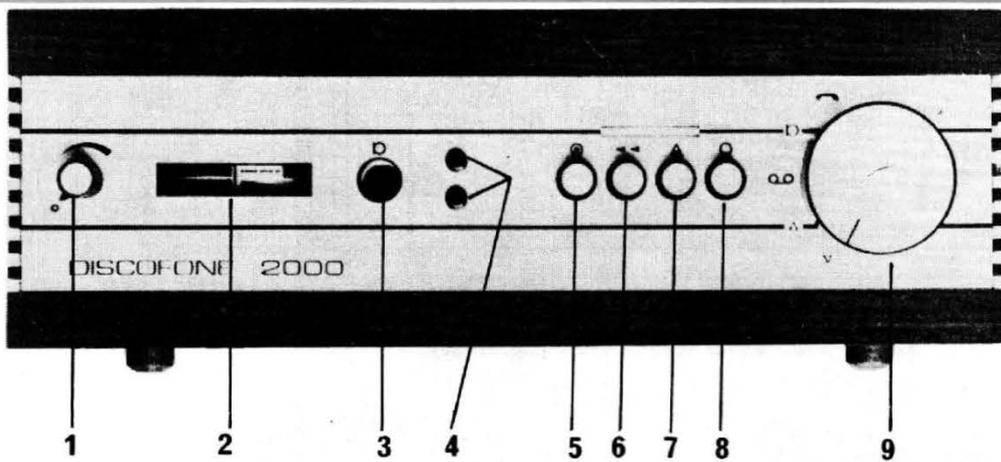


Fig. 2

Diagramme supérieur: Texte pour la piste code

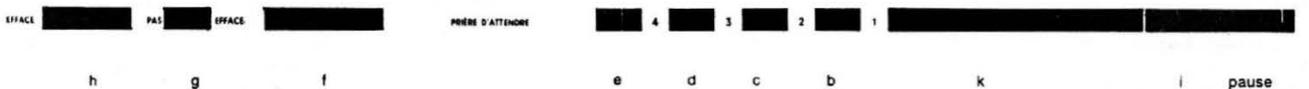


Diagramme inférieur: Texte pour la piste annonce.

Merci de votre appel. L'appareil va s'arrêter.

votre message est bien enregistré

Vous pouvez dicter un message. Indiquez votre nom, votre numéro de téléphone et le motif de votre appel. Parlez maintenant.

Nos bureaux sont actuellement fermés. Ils sont ouverts en permanence du lundi au vendredi inclus, de 9 h. à 18 h.

Ici 742 73 29, répondeur automatique de la Sté Techniques sur mesures



Fig. 3

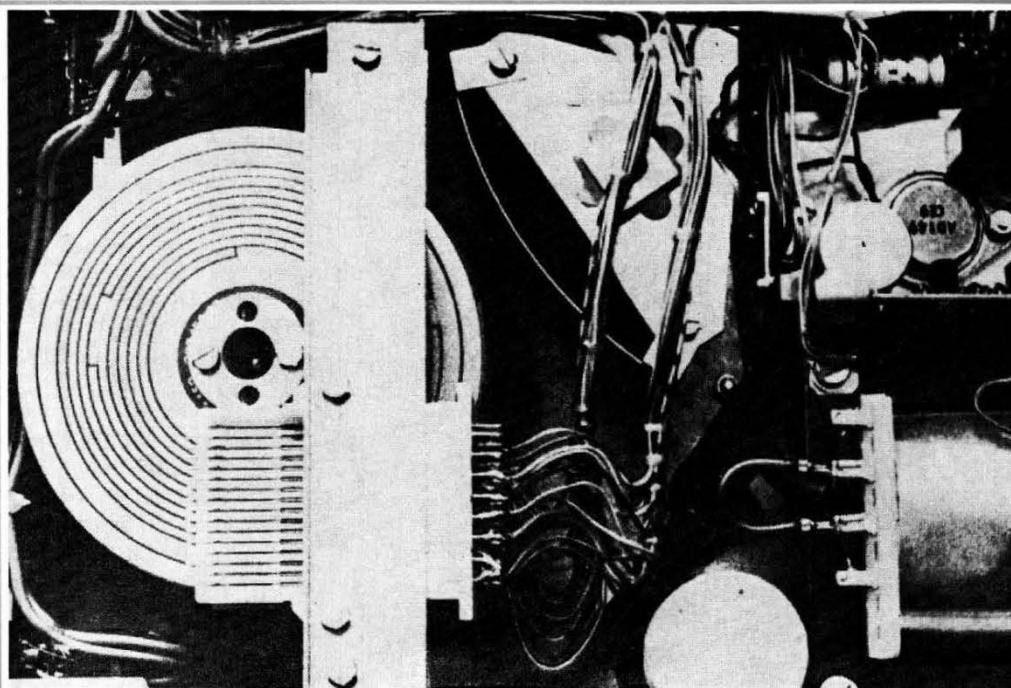


Fig. 4

forme d'un coffret parallépipédique, livré en valise, de 13,5 cm de hauteur, 40 cm de largeur, 28 cm de profondeur, et qui pèse 9,3 kg.

Toutes les commandes usuellement utilisées se répartissent sur la face avant, dont on trouvera la photographie à la figure 2. De gauche à droite, on y distingue :

- l'interrupteur général, couplé au potentiomètre de volume (1).
- une fenêtre permettant de suivre le défilement de la bande magnétique réservée au texte annonce (2).
- une prise pour le microphone, livrée avec l'appareil, et utilisée pour l'enregistrement interne (3).
- deux lampes témoin (4) : l'une signale que l'appareil a été placé en position de veille téléphonique ; l'autre s'allume lorsque des messages ont été enregistrés.

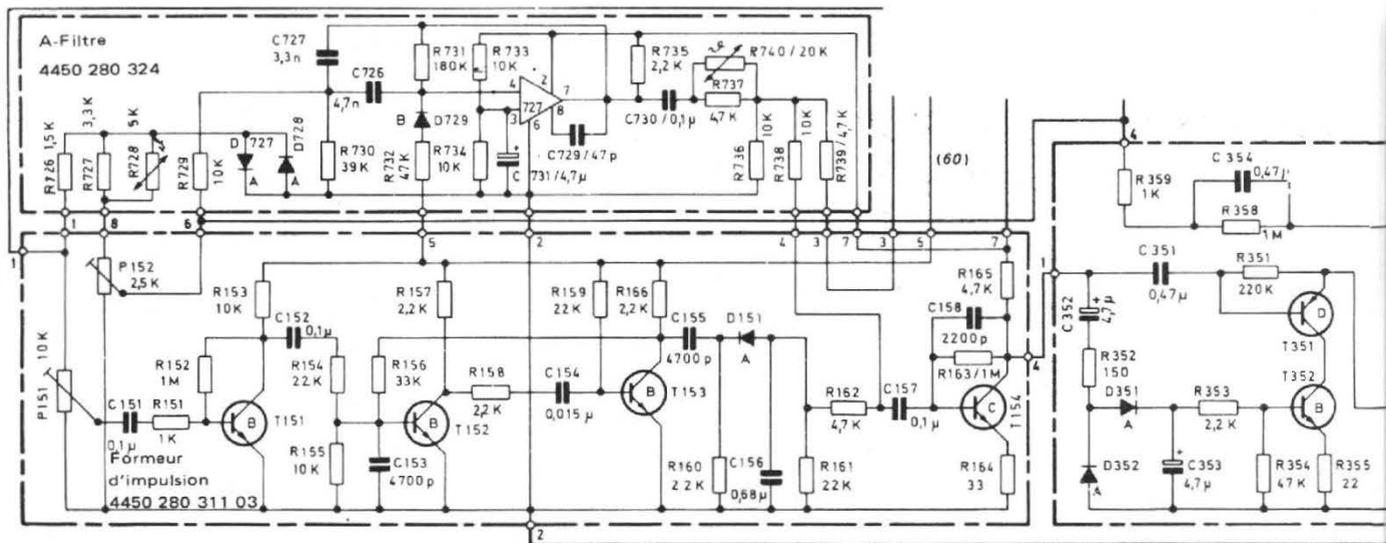


Fig. 5

– quatre touches qui servent à l'effacement (5) et au défilement vers l'arrière de la bande des messages (6), à commander la reproductions de ceux-ci (7), ou à interrompre momentanément la lecture (8).

– enfin, un sélecteur de fonctions (9), qui permet de choisir cinq positions : veille téléphonique, enregistrement (comme sur un magnétophone classique) ou reproduction, écoute de contrôle du texte annonce

ou du code, et enfin, enregistrement de ces mêmes éléments.

Sur la face arrière, apparaissent essentiellement les touches qui permettent au possesseur du discophone 2000 de construire son propre code, afin de disposer seul de la possibilité d'interrogation à distance. On y trouve aussi une prise pour le raccordement du microphone lors de l'inscription du texte annonce, et un

potentiomètre qui règle, entre 1 et 3 minutes, le délai accordé aux correspondants pour la dictée de leurs messages.

III – LE PROCESSUS DE L'INTERROGATION A DISTANCE

Cette interrogation s'effectue par l'intermédiaire d'un code, afin que, seul, l'abonné

puisse y avoir accès. Pour examiner le déroulement d'une interrogation à distance, nous nous référons au diagramme de la figure 3.

Supposons d'abord que le demandeur ne soit pas l'abonné, mais une quelconque personne souhaitant téléphoner à celui-ci. Le discophone 2000, placé en position de veille, donnera la succession des séquences traditionnellement adoptée dans tous les répondeurs enregistreurs, et pilotée par la piste annonce pré-enregistrée. Cette succession est indiquée à la partie inférieure de la figure 3. Elle comporte :

- un indicatif d'identification, qui commence à l'instant t_1 où le répondeur « décroche », et se termine à t_2 .

- une pause, entre les intervalles t_2 et t_3 , d'environ deux secondes. Dans la pratique, cette interruption est trop courte pour que le demandeur la perçoive.

- la suite du texte annonce, invitant le correspondant à dicter son message : ceci occupe l'intervalle de temps t_3 t_4 .

- de t_4 à t_5 , la ligne est à la disposition du correspondant. Nous avons indiqué, plus haut, que la durée de cette séquence, pouvait être réglée par l'abonné.

- enfin, entre t_5 et t_6 , la cassette d'annonce envoie le

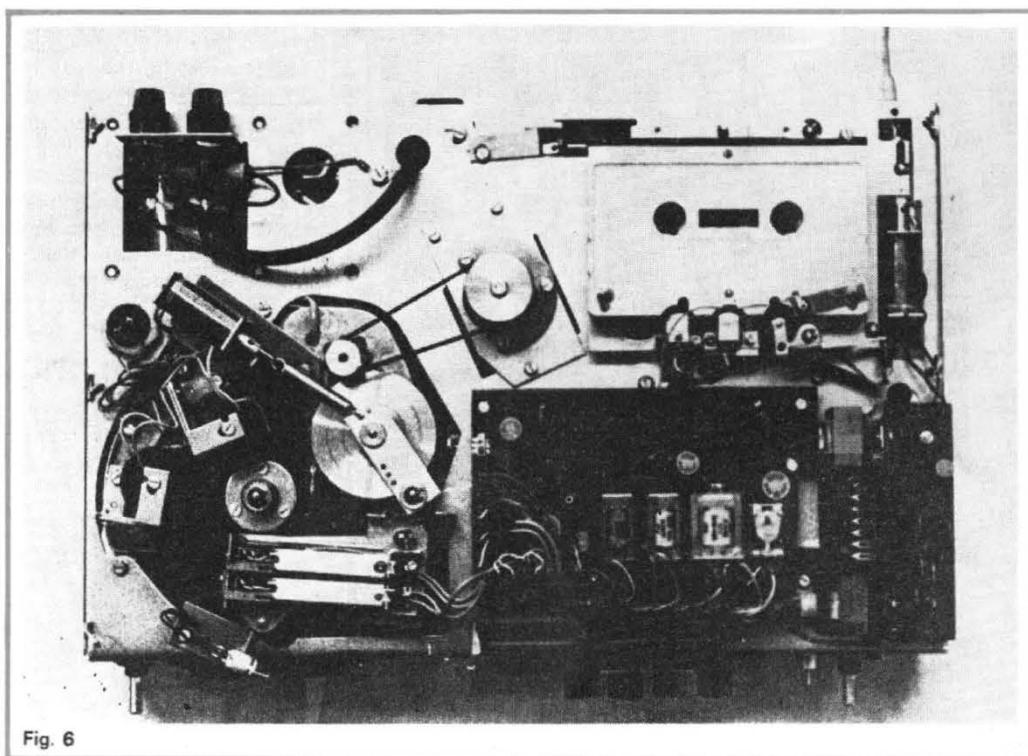
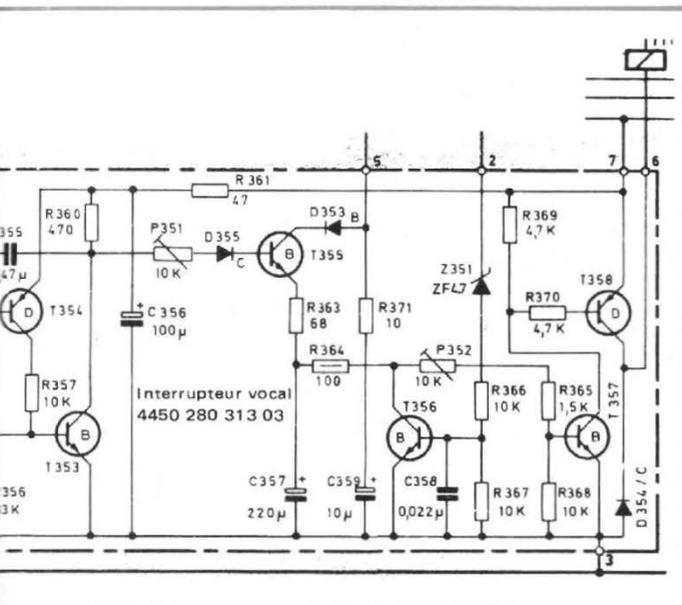


Fig. 6



● si la réponse à la succession des quatre chiffres est correcte, le répondeur transmet l'instruction: « demande correcte; prière d'attendre ». La longueur de bande portant les appels enregistrés est alors réembobinée à vitesse rapide, puis le discophone en effectue la lecture, qui est donc transmise sur la ligne téléphonique. Toutes les 30 secondes, retentit un « top » de contrôle, après lequel l'abonné doit prononcer la voyelle « A », faute de quoi l'écoute à distance est automatiquement interrompue.

● enfin, quand tous les messages sont transmis, le répondeur pose la question: « Effacer ? ». On commande alors l'effacement, le cas échéant, en prononçant la voyelle « A ».

contacts, et les signaux ainsi perçus commandent, par des relais ou des circuits électroniques, la succession des séquences.

L'interrupteur vocal, utilisé pour l'interrogation à distance, se compose d'un filtre qui extrait les harmoniques de la voyelle « A », d'un formateur d'impulsions, et de l'interrupteur proprement dit, commandant les relais. Ces trois ensembles sont reproduits dans le schéma partiel de la figure 5.

Comme on peut le prévoir, les différentes fonctions du discophone 2000, demandent une électromécanique assez complexe. La photographie de la figure 6, vue d'ensemble prise par la face opposée au disque codeur, en donne un aperçu.

Comportant deux têtes, la cassette destinée à l'enregistrement des messages est un modèle spécial (figure 7), inamovible en usage normal.

IV - LES CIRCUITS DU DISCOPHONE 2000

Le déroulement des différentes opérations de l'interrogation à distance, est placé sous la dépendance d'un disque codeur, visible sur la photographie de la figure 4. Les pistes sont lues par des micro-

NOS CONCLUSIONS :

Le discophone 2000, comme nous l'avons déjà dit, se situe tout à fait en haut de gamme: son prix l'atteste. Si la possibilité d'interrogation à distance ne répond pas aux besoins de la majorité des usagers, elle peut se révéler par contre extrêmement utile à certaines professions (par exemple à des médecins).

Pour ces utilisateurs, la caractéristique qui nous semble la plus intéressante, est la bonne conception du déroulement des séquences: la possibilité d'interrogation, intervenant dans les toutes premières secondes qui suivent l'appel, permet un gain de temps, et éventuellement une économie sur la taxe téléphonique.

Nous avons signalé l'inévitabilité de la complexité du discophone 2000. Quand on ouvre le boîtier, on est cependant frappé par la qualité de la fabrication, tant mécanique qu'électronique; cette qualité laisse augurer une bonne fiabilité.

signal de fin de communication, avant de commander au répondeur de « raccrocher ».

Si, maintenant, l'appel est effectué par l'abonné lui-même, en vue d'une interrogation à distance, le cycle se déroule de la façon suivante.

● pendant l'intervalle t_2 , donc durant deux secondes environ, l'abonné prononce la voyelle « A ». L'interrupteur vocal du répondeur, à réception de ce signal, déclenche le

code, illustré par le diagramme supérieur de la figure 3.

● l'abonné entend, successivement, les nombres 1, 2, 3, 4, énoncés par le répondeur. Après chacun des nombres qu'il a sélectionné grâce aux touches placées à l'arrière de l'appareil, l'abonné doit prononcer la voyelle « A ». Par exemple, si les touches 2 et 4 ont été enfoncées, « A » ne sera prononcé qu'après audition du 2 et du 4.

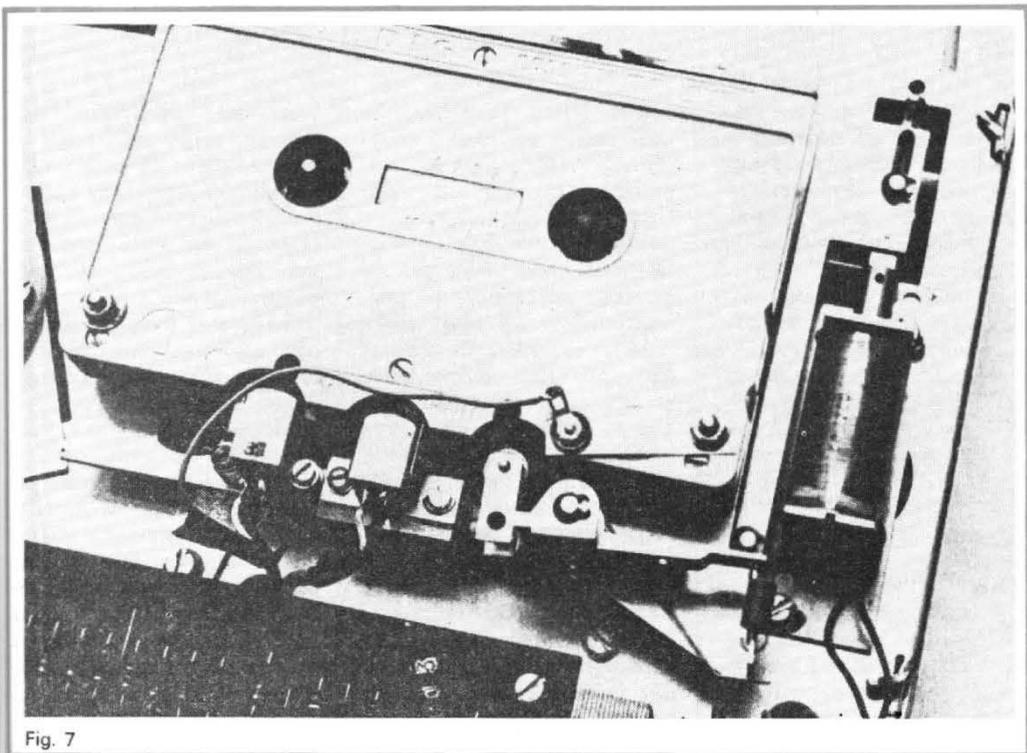


Fig. 7

LE GENERATEUR DE FONCTIONS



TEKELEC TA 44

AU sein d'une série de générateurs de fonctions dite « Série 40 », les établissements TEKELEC proposent cinq modèles de même conception, mais de caractéristiques et de performances différentes. Nous avons retenu, pour nos essais, le modèle TA 44, qui se situe en milieu de gamme, par ses possibilités comme par son prix.

L'essentiel des caractéristiques, figure dans le tableau que nous donnons ci-dessous. Indiquons tout de suite que, délivrant quatre formes principales de signaux (sinusoïdes, rectangles, triangles et impulsions) dans une gamme de fréquences comprise entre 0,0004 Hz et 4 MHz, le TA 44, comme d'ailleurs ses frères de la série 40, s'inscrit dans la catégorie des matériels dignes de figurer dans la panoplie d'un laboratoire professionnel.

I PRÉSENTATION GÉNÉRALE

Large de 28 cm, haut de 13 cm et profond de 31 cm, le boîtier, construit en métal moulé, est extrêmement rigide.

Les principales sorties, et les commandes, sont regroupées sur la face avant, dont la photographie de la figure 1 donne l'aspect. Les références chiffrées, données dans le texte ci-dessous, correspondent aux numérotations de la figure 1.

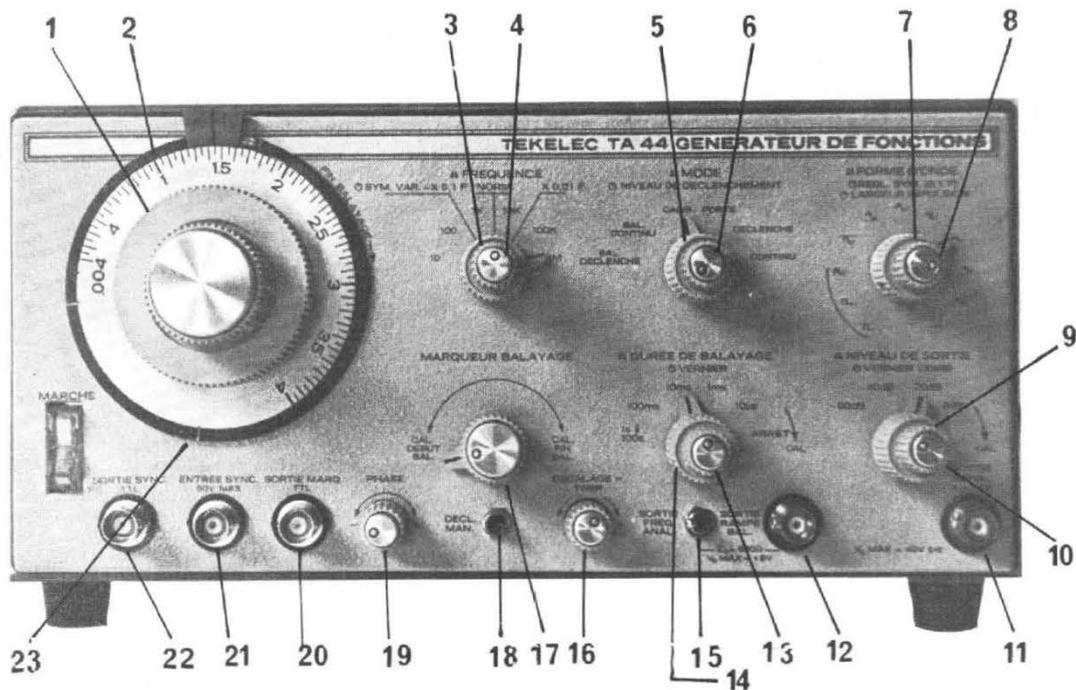
Trois boutons affichent et

sélectionnent la fréquence délivrée. Le premier, à commande démultipliée (1), entraîne le cadran (2), et assure l'excursion continue à l'intérieur de chaque gamme. Le commutateur (3) choisit l'une des six gammes principales, qui permettent de travailler entre 0,04 Hz et 4 MHz. Ce résultat est obtenu lorsqu'un autre commutateur (4), de même axe que le précédent, se trouve placé en position médiane. De part et d'autre de cette position, deux autres apportent respectivement des facteurs multiplicatifs 0,1 et 0,01, permettant l'accès aux très basses fréquences (0,0004 Hz).

Sur la sortie coaxiale (11), où le signal est disponible sous une impédance de 50 Ω , on peut disposer de 4 formes d'onde : des sinusoïdes, des

créneaux rectangulaires, des triangles et des impulsions. Le commutateur (7) sélectionne ces différentes formes. En fait, il s'agit d'un commutateur à 11 positions. En effet, à l'exception des créneaux, tous les autres signaux peuvent être délivrés soit symétriquement par rapport au potentiel de la masse, soit en lancée positive ou en lancée négative. Il est enfin possible, par le potentiomètre (16) qui n'entre en action que si on le tire, de décaler de façon continue, de part et d'autre de la masse, le niveau moyen du signal. L'une des positions du sélecteur (7) permet, pour faciliter ce réglage, de n'envoyer, vers la sortie, que la seule composante continue.

Concentriquement au commutateur (7), le potentiomètre



(8) joue plusieurs rôles. Pour les impulsions, il règle le rapport cyclique, continûment variable de 5 % à 95 %. Ce même potentiomètre, lorsque la commande notée (4) est en position $\times 0,1$, ajuste la symétrie des autres formes d'onde, toujours dans un rapport de 5 % à 95 % : il n'agit, donc, que pour des fréquences comprises entre 0,004 Hz et 400 kHz.

La tension de sortie, atteignant 20 volts crête à crête sur 50Ω , et 40 volts en circuit ouvert, varie par bonds à l'aide

de l'atténuateur calibré (9), et de façon continue par le potentiomètre (10).

Jusqu'à ce stade de notre examen, nous n'avons passé en revue que les commandes, donc les possibilités, qui font du TEKELEC TA 44 un générateur de fonctions assez classique. Les commandes suivantes concernent la sélection du mode de fonctionnement, et les réglages de la modulation en fréquence. Leur intérêt justifie que nous y consacrons quelques paragraphes séparés.

II MODES DE FONCTIONNEMENT

Outre la génération continue des différentes formes d'onde, le TEKELEC TA 44 peut délivrer ces mêmes signaux soit sous forme de trains d'ondes, soit avec une modulation de fréquence. Le choix du mode est sélectionné par le commutateur (3) de la figure 1.

Dans sa position extrême droite, ce commutateur donne

le fonctionnement classique continu. En le tournant dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, on trouve ensuite les modes suivants :

- mode déclenché : au repos, aucun signal n'apparaît sur la sortie, où on ne relève que la tension continue moyenne, fixée par le potentiomètre (16). En appliquant un signal de déclenchement sur l'entrée (21) de l'appareil, on provoque le départ d'une période du signal (fig. 2), à partir du niveau continu précé-

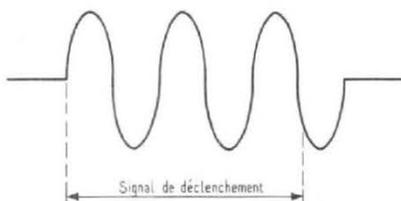


Fig. 2

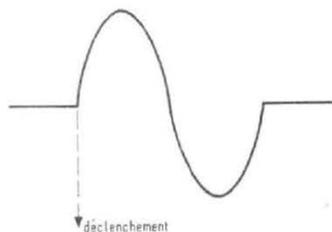


Fig. 3

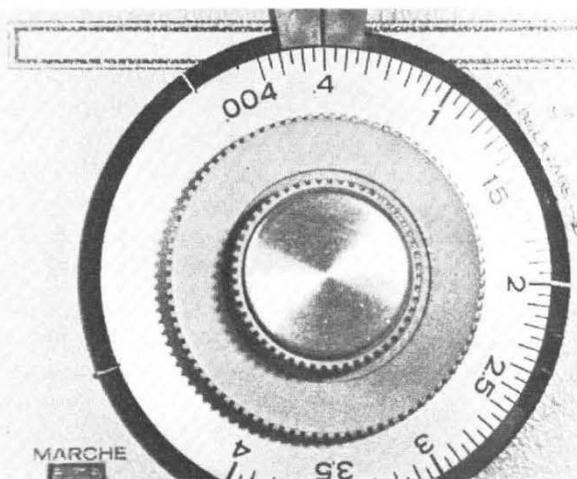


Fig. 4. - En modulation de fréquence, les limites extrêmes du balayage sont indiquées, d'une part par l'index principal, d'autre part par un index secondaire concentrique au cadran.

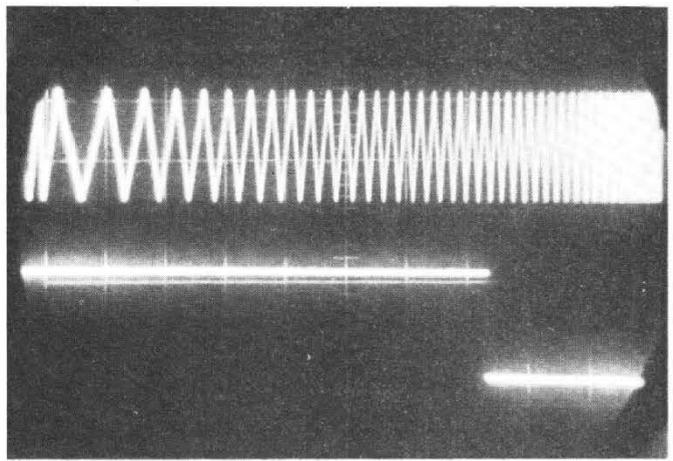
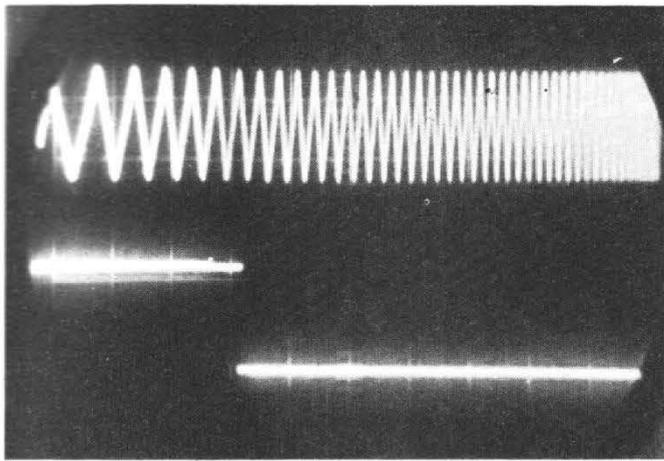


Fig. 5. et Fig. 6. – En déplaçant le signal de marquage, matérialisé par le front descendant d'un créneau, on peut choisir et mesurer, n'importe quelle fréquence de la gamme balayée.

demment choisi. Ce déclenchement peut aussi s'obtenir manuellement, à l'aide du poussoir (18).

– porte : toujours réduit à sa tension continue moyenne au repos, le signal de sortie réapparaît pendant toute la durée d'un créneau de commande, ou pendant toute celle où l'opérateur presse manuellement le poussoir (18). De toutes façons, le générateur délivre toujours un nombre entier de périodes (fig. 3).

– calibrage : cette position sert à déterminer avec précision les fréquences limites, lors du balayage en fréquence. Nous y reviendrons ultérieurement.

– balayage continu ou déclenché : ces deux dernières positions correspondants, elles aussi, au fonctionnement en modulation de fréquence, que nous allons maintenant examiner.

quable commodité d'emploi, liée beaucoup à la disposition heureuse des commandes.

Comme nous l'avons signalé plus haut, ce type de marche s'obtient en plaçant le commutateur de mode soit sur « balayage continu » (le générateur délivre des signaux en permanence), soit sur « balayage déclenché »; dans ce dernier cas, chaque train d'onde démarre soit sur un signal de commande externe, soit à chaque action de l'opérateur sur le poussoir (18).

Sur chaque gamme, l'excursion en fréquence est déterminée à la fois par le réglage du bouton (1), et d'un index mobile le long de la périphérie du cadran. Cet index, noté (23) sur la figure 1, fixe la limite supérieure de la gamme explorée. On en comprendra aisément le mécanisme, sur la photographie de détail de la figure 4.

Lors de l'examen d'une courbe de réponse, il peut être intéressant de mesurer avec précision les fréquences cor-

respondant à certains points remarquables de la courbe, par exemple les limites de la bande passante pour une atténuation donnée, la position d'une résonance ou d'un pic d'absorption, etc. Sur le TA 44, cette opération est considérablement facilitée par la présence d'un générateur de marquage : sa commande s'opère par le bouton (17) de la figure 1, et le signal de marquage est disponible sur la borne de sortie (20). Il consiste en un créneau rectangulaire, dont le flanc de mon-

III LE BALAYAGE EN FRÉQUENCE

On connaît l'intérêt de ce type de fonctionnement, notamment pour la visualisation oscilloscopique des courbes de réponse. Le TEKELEC TA 44 offre, sur ce plan, non seulement des possibilités intéressantes par la gamme des fréquences explorées et la précision possible des étalonnages, mais aussi une remar-

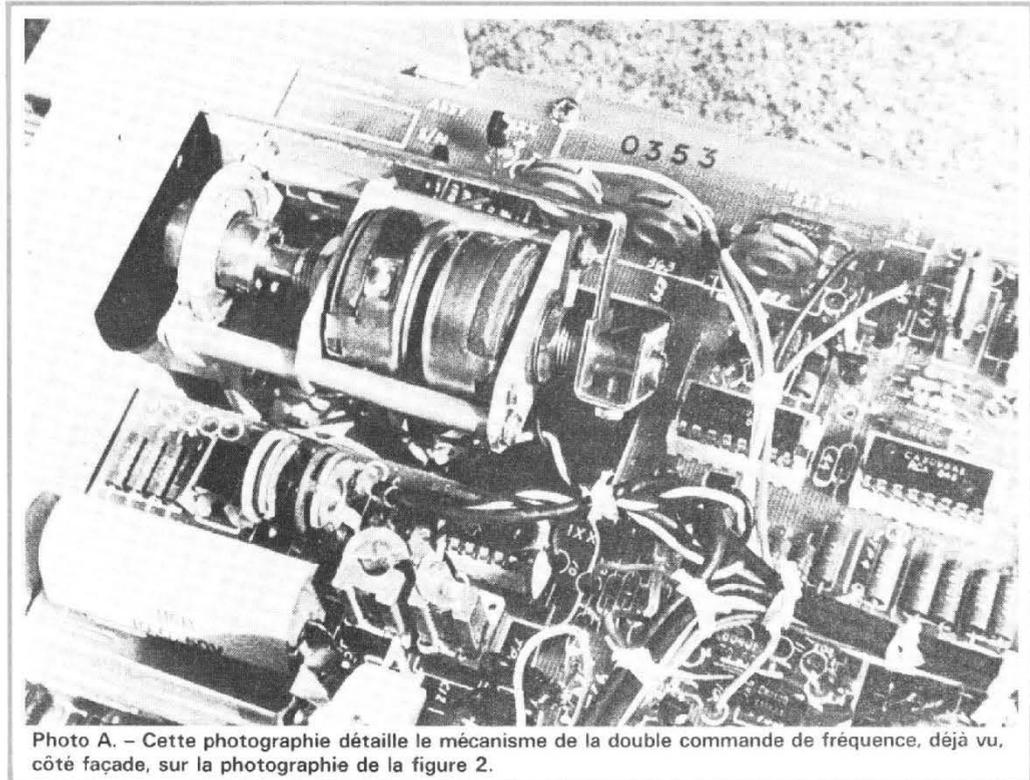


Photo A. – Cette photographie détaille le mécanisme de la double commande de fréquence, déjà vu, côté façade, sur la photographie de la figure 2.

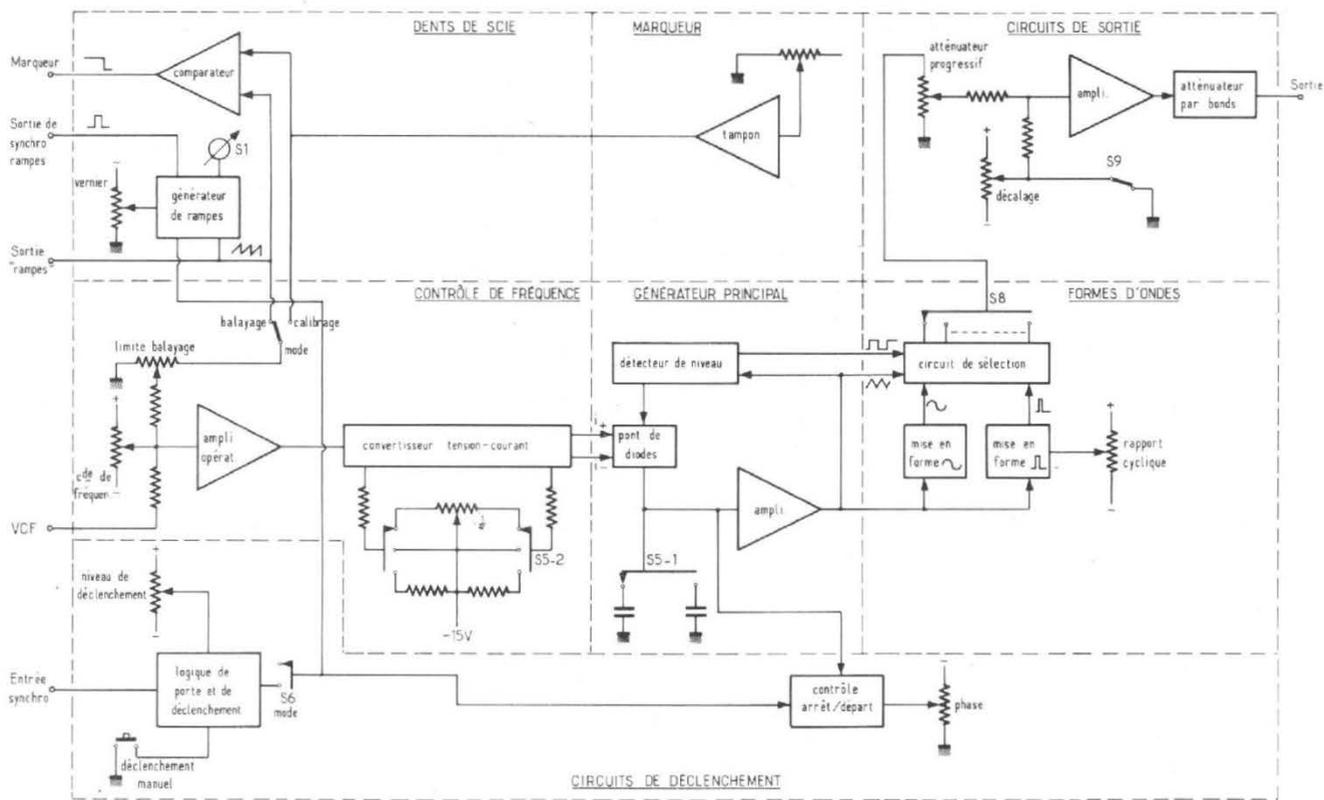


Fig. 7

tée coïncide avec le départ du balayage (donc avec la plus basse des fréquences explorées), et dont le flanc de descente, déplaçable par le bouton (17), peut être situé en n'importe quel point de la gamme des fréquences délivrées. Deux des photographies jointes, illustrent ce mécanisme (fig. 5 et 6).

Il suffit alors, en affichant simultanément, sur un oscilloscope bi-courbes, la courbe de réponse et le signal de marquage, d'amener en coïncidence le flanc de descente de ce dernier avec le point dont on souhaite mesurer la fréquence. Un fréquencemètre branché sur la sortie (22) donne alors la fréquence cherchée, après avoir commuté le sélecteur de mode (5) dans la position « calibration ».

En même temps que le signal modulé en fréquence, le TA 44 délivre, sur la sortie (12), et sous une impédance de 600 Ω, la tension en dents de

scie qui commande les varia-

tions de fréquence. On en trouvera une illustration dans les photographies d'oscillogrammes.

IV LE SCHÉMA

Les performances du TA 44 ne sont évidemment atteintes qu'à l'aide de circuits relativement complexes, dont l'étude détaillée nous entrainerait hors du cadre de cet essai. Nous nous limiterons donc à l'analyse du synoptique.

Ce synoptique est indiqué à la figure 7. Nous n'y avons pas représenté l'alimentation, qui eût inutilement chargé le schéma : elle délivre des tensions stabilisées de ± 5 volts et de ± 15 volts. Les différentes sections de l'appareil sont encadrées en pointillés.

La première d'entre elles est le **générateur principal**, où s'élaborent simultanément les

triangles et les rectangles. Une source de courants constants, qui fait partie de la section « **contrôle de fréquence** », délivre deux courants de sens opposés, et dont les intensités, toujours égales, peuvent être continûment modifiées pour couvrir chaque gamme. A travers un pont de diodes, ces courants chargent ou déchargent l'un des condensateurs sélectionnés par le commutateur S5-1, qui correspond à la commande (3) de la figure 1. Les rampes de tension alors obtenues sur ce condensateur, sont appliquées à l'entrée d'un détecteur de niveau, qui commande en retour le choix du sens du courant, grâce au pont de diodes. Ce même détecteur délivre les créneaux, synchrones des rampes.

Dans la section dite « **formes d'ondes** », on trouve deux circuits de mise en forme. Dans le premier, utilisant des atténuateurs non linéaires, à diodes et résistances, les triangles sont transformés en sinusoï-

des. A partir de ces mêmes triangles, le deuxième circuit fabrique des impulsions, de rapport cyclique réglable par un potentiomètre prélevant une tension continue variable : il s'agit d'un trigger de Schmitt, dont les seuils de basculement dépendent du choix de cette tension continue. Toutes les formes d'ondes aboutissent finalement dans un circuit de sélection, associé au commutateur S8, et peuvent être, à l'ordre de ce dernier, dirigées vers les **étages de sortie**.

A l'entrée de ceux-ci, on trouve d'abord l'atténuateur progressif, simple potentiomètre, suivi d'un amplificateur. Sur l'entrée de l'amplificateur, il est possible d'ajouter soit une tension nulle (quand S9 est à la masse), soit une tension continue réglable par un potentiomètre inséré entre le + et le - de l'alimentation. Dans ce dernier cas, le curseur de S9 doit être en l'air, et le potentiomètre commande le décalage de la tension de sortie. Enfin, entre

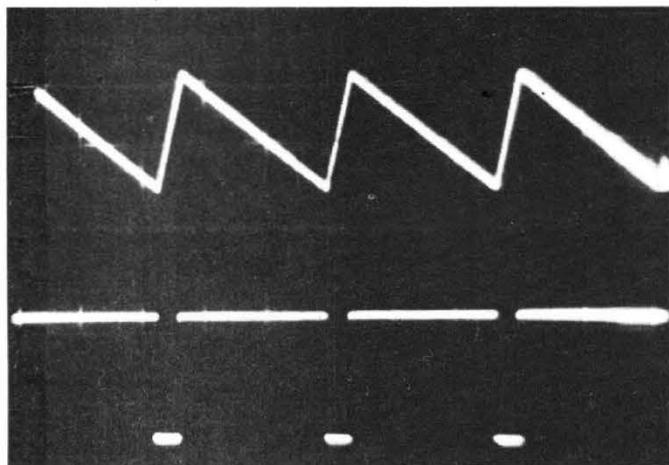


Photo B. - Exemple de l'action, sur les impulsions et les triangles de la commande de réglage de symétrie.

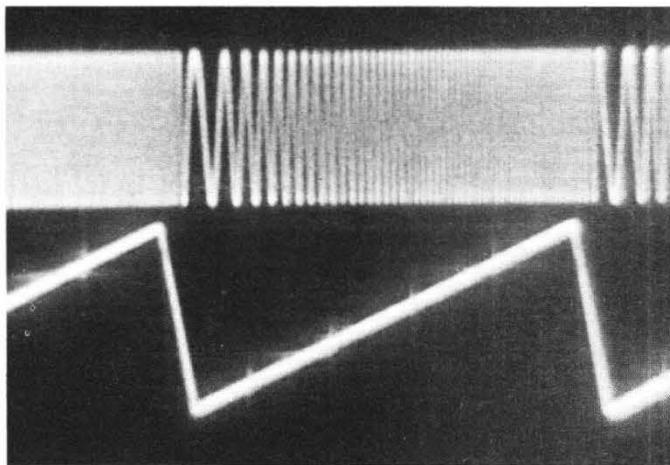


Photo C. - Correspondance entre la rampe de balayage et le signal vobulé délivré par la sortie principale.

l'amplificateur et la borne de sortie, s'intercale l'atténuateur par bonds, donnant quatre positions de 20 en 20 décibels.

La section « contrôle de fréquence » est chargée d'élaborer les deux courants de charge attaquant le pont de diodes du générateur principal. Elle comporte d'abord un amplificateur opérationnel travaillant en sommateur de tensions. En effet, sur l'entrée de cet amplificateur, parviennent simultanément :

- une tension continue, sélectionnée par le potentiomètre de commande manuelle de la fréquence, inséré entre le + et le - de l'alimentation.

- éventuellement, une tension de commande de fréquence en provenance d'un générateur externe, appliquée sur la borne VCF (celle-ci est située sur le fond du générateur).

- une dernière tension qui peut être soit la rampe commandant le balayage en fréquence, et élaborée dans la section « dents de scie », soit la tension continue de calibrage en provenance du marqueur. Le commutateur de mode sélectionne l'une ou l'autre de ces deux sources.

La tension de sortie de cet amplificateur opérationnel attaque l'entrée d'un convertisseur tension courant, comportant lui-même plusieurs réglages :

- une commande potentiométrique de symétrie, dont nous avons déjà vu qu'elle ne jouait que dans la gamme

comprise entre 0,0004 Hz et 400 kHz.

- le choix entre la gamme normale, et la multiplication par un facteur 0,1 ou 0,01, de la fréquence affichée : ceci s'obtient par l'élimination, ou au contraire par la mise en service de résistances additionnelles dans le convertisseur, à l'aide du commutateur S 5-2.

Le **marqueur** se réduit à un circuit très simple, puisqu'il s'agit d'un potentiomètre qui prélève une fraction variable de la tension positive d'alimen-

tation, pour l'envoyer vers l'amplificateur sommateur, lorsque le commutateur de mode est placé en position « calibrage ». On notera, cependant, l'interposition d'un étage tampon, dont la sortie attaque simultanément l'une des cosses du sélecteur de mode, et l'une des entrées du comparateur de la section « dents de scie ».

Dans cette section, on trouve d'abord le générateur de rampe, muni de deux commandes de fréquence : une

sélection de gamme, par le commutateur S 1 ; un réglage fin, par le vernier potentiométrique. Les dents de scie parviennent, d'une part, sur la cosse « balayage » du sélecteur de mode ; d'autre part, sur une sortie disponible à l'avant du générateur (référence (12) sur la fig. 1) ; enfin, sur la deuxième entrée du comparateur cité au paragraphe précédent.

Ce dernier reçoit donc à la fois la tension continue du marqueur, et la rampe de commande de la fréquence. Tant

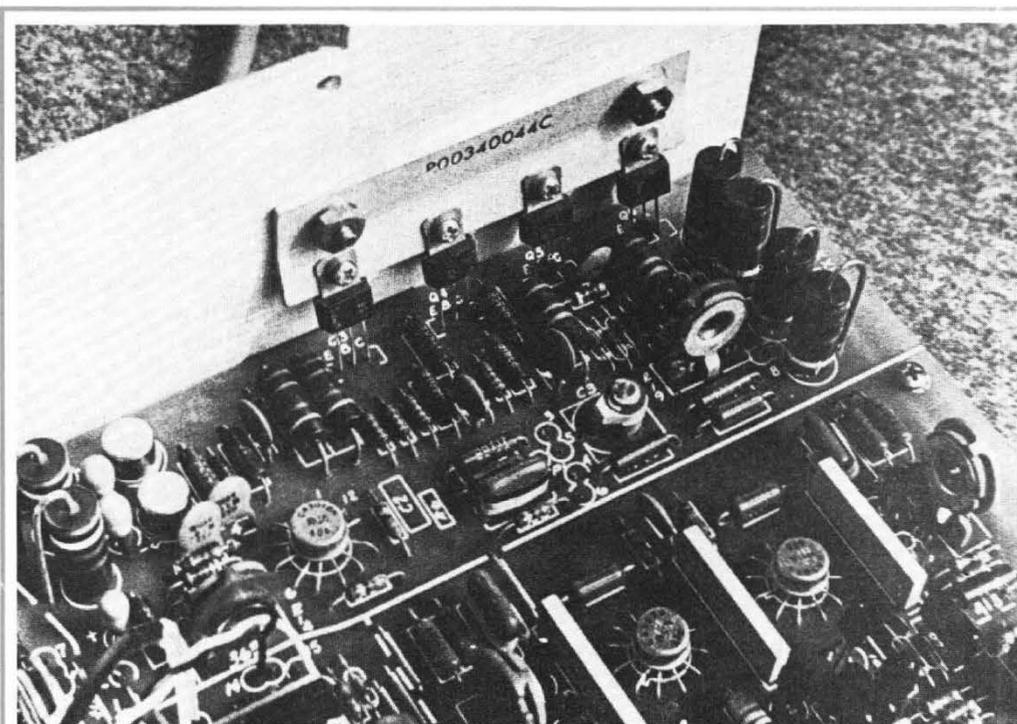


Photo D. - L'amplificateur de sortie comporte quatre transistors de puissance, utilisant le fond du générateur comme dissipateur thermique.

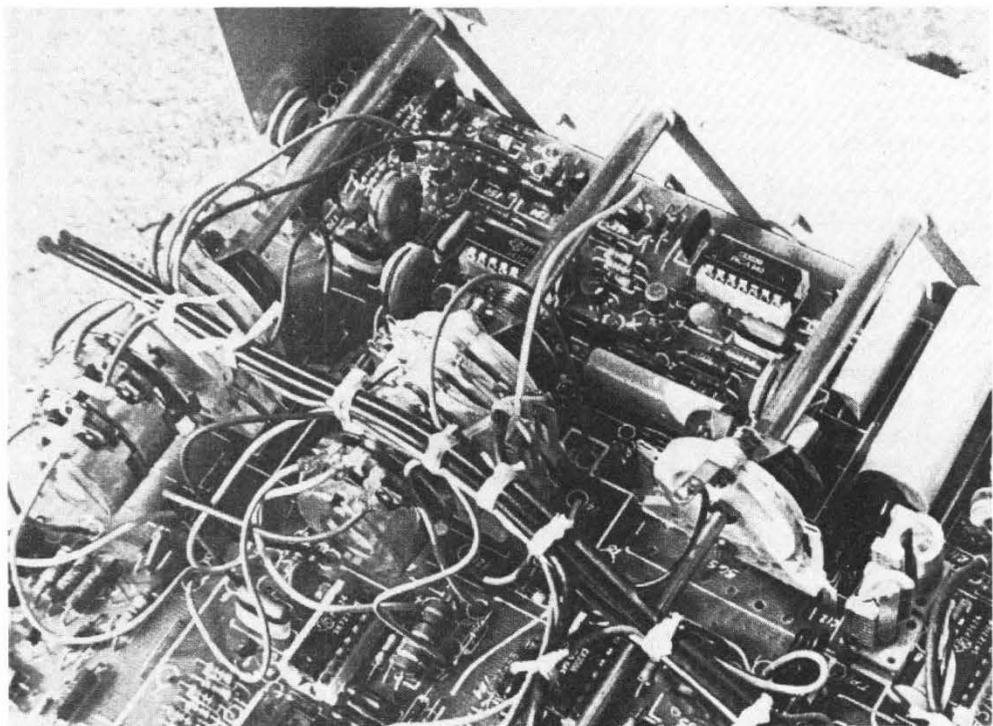


Photo E. - Les commutateurs et potentiomètres sont tous des modèles de haute qualité, dont on peut légitimement espérer une longévité sans problème.

que la tension de rampe est inférieure à celle du marqueur, la sortie du comparateur est au niveau haut. Elle bascule au niveau bas dès que les deux tensions deviennent égales, ce qui donne lieu au signal de marquage.

Il nous reste enfin à analyser les « circuits de déclenchement », qui contiennent toute la logique nécessaire au fonctionnement dans les modes « déclenché » ou « porte ». Le circuit de base fonctionne à la fois en trigger et en porte, en association avec ses interrupteurs et potentiomètres de contrôle. Notons qu'il est hors service lorsque le curseur de la section S 6 du sélecteur de mode, reste en l'air.

Dans le mode déclenché, le circuit de contrôle d'arrêt et de départ interrompt les oscillations du générateur principal, en court-circuitant l'entrée de l'amplificateur de triangles. A l'arrivée d'un signal de déclenchement, l'ouverture de la porte entraîne le démarrage de l'oscillateur pour la durée d'un cycle, ou pour toute la durée du signal de commande, au cas où l'opérateur a sélectionné le mode « porte ».

V A L'INTÉRIEUR DU BOÎTIER

A inscrire à l'actif de la conception mécanique, on

remarque immédiatement l'extrême facilité de démontage : il suffit de retirer deux vis, pour que tout le générateur sorte de son boîtier, comme un simple tiroir.

Un seul circuit imprimé, por-

tant tous les composants électroniques, occupe la totalité de la surface. Les sections qui dissipent de la puissance, c'est-à-dire l'alimentation et les étages de sortie, sont regroupées au voisinage du fond du coffret. Construit en épaisse tôle d'aluminium (ou plutôt d'un alliage à base d'aluminium), celui-ci sert de dissipateur thermique. Au niveau de l'alimentation, il est d'ailleurs renforcé par un confortable radiateur à ailettes, placé à l'extérieur du boîtier.

Sur les différentes photographies, on remarquera le soin apporté au marquage des composants sur le circuit imprimé, tant sur sa face supérieure que sur sa face inférieure.

Les constituants électromécaniques, commutateurs et potentiomètres notamment, appartiennent tous, visiblement, à la catégorie professionnelle la plus sérieuse. Après avoir utilisé le TA 44, on est séduit par la gamme de ses possibilités, et on rêve d'en faire un compagnon de tous les jours. Après l'avoir ouvert, on comprend qu'un mariage d'amour puisse, aussi, être un mariage de raison.

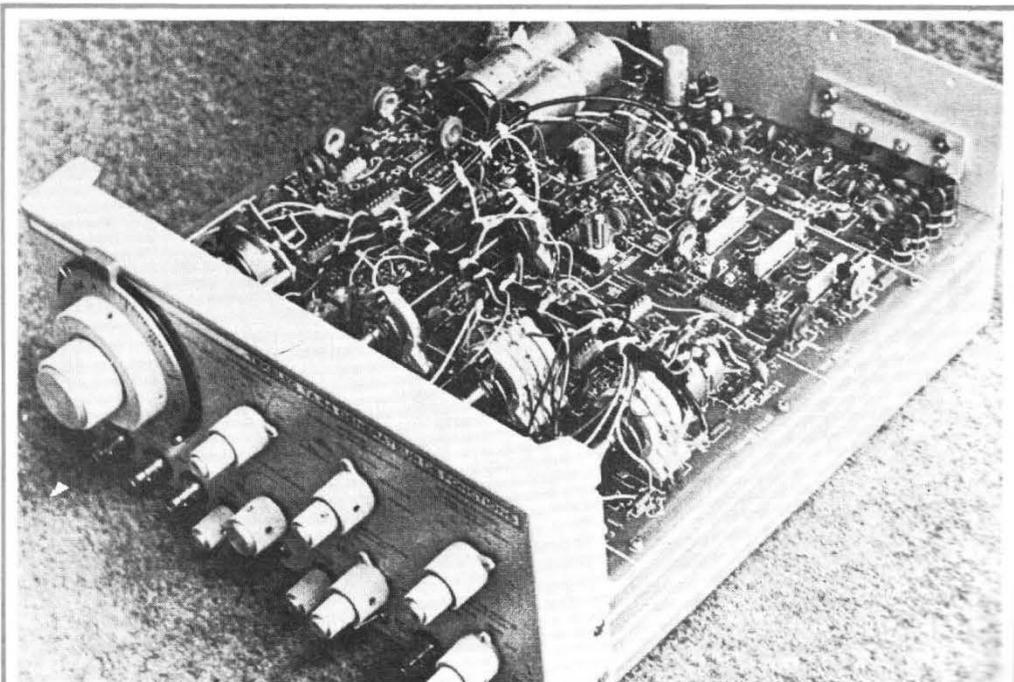


Photo F. - Un unique circuit imprimé, supporte la quasi-totalité des composants du générateur.

NOS CONCLUSIONS

Sur catalogue, le générateur TEKELEC TA 44 n'apparaît certainement pas comme un jouet : il n'est, pour s'en convaincre que de regarder son prix, évidemment supérieur à celui des matériels de bas de gamme.

Au laboratoire, l'impression se confirme. L'appareil, très loin du jouet, se révèle un merveilleux outil de travail, tant par ses performances électroniques, que par le remarquable sérieux de sa fabrication. Il est traditionnel, à l'issue d'un banc d'essai, de balancer le pour et le contre de l'appareil testé. Nous avouons n'avoir, ici, rien trouvé à inscrire dans la deuxième rubrique.

La vocation des générateurs TEKELEC de la série 40 est évidemment, à l'origine, plus orientée vers le domaine professionnel que vers celui de l'amateurisme. Aux techniciens les plus avertis, et par suite les plus exigeants, de cette dernière catégorie, nous sommes pourtant vivement tentés d'encourager un sacrifice financier. Deux ou trois appareils de cette classe feraient plus, pour l'efficacité

de leur laboratoire, que l'accumulation, finalement coûteuse, d'une multitude de gadgets.

RÉSUMÉ DES CARACTÉRISTIQUES

Fréquences couvertes :

- Signaux symétriques : de 0,04 Hz à 4 MHz en 6 gammes
- extension jusqu'à 0,0004 Hz.
- Signaux dissymétriques : de 0,004 Hz à 400 kHz.

Formes des signaux :

- Sinusoïdes, rectangles, triangles, et impulsions de rapport cyclique variable (de 5 % à 95 %).
- Signaux symétriques par rapport à la masse, ou signaux en lancée positive ou négative.
- Possibilité de décalage de la tension moyenne ($\pm 20V$ en circuit ouvert).

Caractéristiques de forme (valeurs maximales) :

- Stabilité de l'amplitude : 0,1 dB jusqu'à 400 kHz ; 0,5 dB jusqu'à 4 MHz.
- Distorsion des sinusoïdes : 0,5 % jusqu'à 40 kHz ; 1 % jusqu'à 400 kHz.
- Temps de montée et de descente des créneaux et impul-

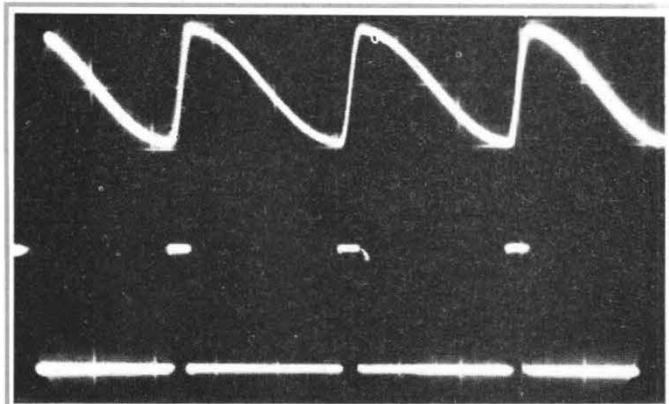


Photo G. - Le même réglage de symétrie s'applique à toutes les formes de signaux, comme ici, aux sinusoïdes.

sions : ≤ 35 ns pour 10 V_{cc} sur 50 Ω .

- Linéarité des triangles : meilleure que 99 % jusqu'à 100 kHz.

Signaux annexes :

- Sortie TTL, temps de montée et de descente 15 ns.
- Sortie rampes de balayage : 6 V en circuit ouvert (600 Ω).
- Sortie de marquage : TTL, temps de montée et de descente 15 ns.

Modes de fonctionnement :

- Continu (avec possibilité de synchronisation externe).
- Déclenché : une période complète, par action manuelle ou par un signal externe.

- Porte : comme précédemment, mais l'oscillation se prolonge pendant toute la durée du signal de déclenchement.
- Modulation de fréquence : sur rampe interne, dont la durée est réglable de 10 μs à 100 s. Excursion jusqu'au rapport 1000.

NOTE ANNEXE

Cinq générateurs de fonctions, de présentation semblable mais de caractéristiques partiellement différentes, constituent la « Série 40 » de TEKELEC. Le TA 44, que nous avons testé, s'inscrit en milieu de gamme. Il est encadré, dans l'ordre croissant des prix, par le TA 41 et le TA 43 d'une part, puis par le TA 46 et le TA 47 d'autre part.

Les fréquences couvertes, les amplitudes de sortie, les quatre formes d'ondes, et la possibilité de décalage, sont les mêmes pour tous ces appareils. Parmi les différences principales, notons que :

- Le TA 41 ne fonctionne pas en mode « déclenché » ou « porte ».
- Les TA 41 et TA 43 ne peuvent engendrer un signal balayé en fréquence.
- Le TA 47 possède un balayage en fréquence linéaire ou logarithmique.
- Le TA 46 peut être modulé, en amplitude ou en fréquence, par un signal externe.

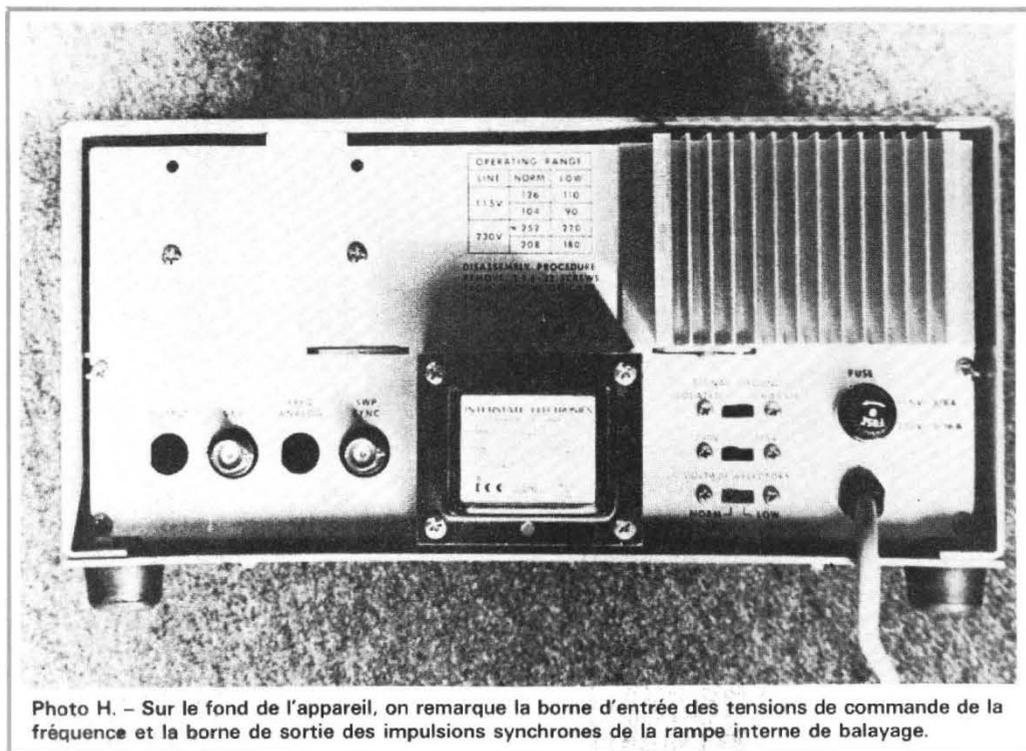


Photo H. - Sur le fond de l'appareil, on remarque la borne d'entrée des tensions de commande de la fréquence et la borne de sortie des impulsions synchrones de la rampe interne de balayage.

R. RATEAU

DÉTERMINATION DES ÉLÉMENTS UTILISÉS DANS LES MONTAGES

(Suite voir N° 1608)

QUELQUES DÉTAILS... QUI NE CHANGENT PAS GRAND CHOSE

CERTAINS lecteurs, qui ont déjà eu l'occasion d'étudier le multivibrateur, objecteront que le schéma n'est pas celui de la figure 31. En effet, il faut, dans cette figure, relier la sortie S' à l'entrée E pour arriver au multivibrateur complet. D'autre part, pour mieux respecter la symétrie de disposition de l'ensemble, on représente souvent ce schéma comme l'indi-

que la figure 33, qui est exactement ce que l'on aurait en connectant S' à E dans la figure 31.

On n'a donc plus besoin, une fois ce montage réalisé, d'injecter le signal E de la figure 32, puisque ce signal n'est autre que le signal S' lui-même.

Il faut signaler un point assez important. Si, en examinant les formes d'ondes du montage de la figure 33 sur un oscilloscope, on trouve bien quelque chose de très analogue aux tracés de la figure 32 (à part le signal E), il y a cependant deux différences qui apparaissent :

1) La forme d'onde en S'

(sur le collecteur de T') n'a pas la montée raide que l'on voit sur la figure 32. Comme la forme d'onde en S, elle a une montée un peu arrondie, car il faut prévoir, lors de la montée du potentiel collecteur de T', la recharge de C à travers R₄ et la jonction base-émetteur de T.

2) Les descentes des potentiels collecteur, tant pour T que pour T', sont plus raides que précédemment. Cela tient au fait que, quand T commence à se débloquer, par exemple, le potentiel de sa base arrivant à + 0,6 V, il commence à rebloquer T' (ce qui était déjà le cas dans le montage de la figure

31), mais, cette fois, T' en se rebloquant applique un potentiel croissant à l'armature supérieure de C, ce qui tend à accélérer le déblocage de T, donc le blocage de T', qui, à son tour... Bref, nous avons affaire à ce que l'on appelle un « effet cumulatif », ou « régénératif », autrement dit à un phénomène qui réagit sur lui-même de façon à augmenter l'amplitude dudit phénomène.

Un exemple d'un tel phénomène est le cas du cheval un peu « borné » intellectuellement, qui s'« emballe » quand il marche sur un pont de bois (produisant un son assez fort

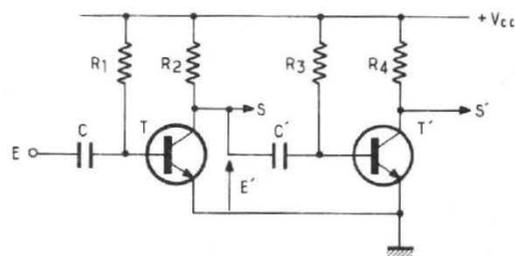


Fig. 31. - Nous avons placé ici deux montages analogues à celui de la figure 28, la sortie du premier commandant l'entrée du second.

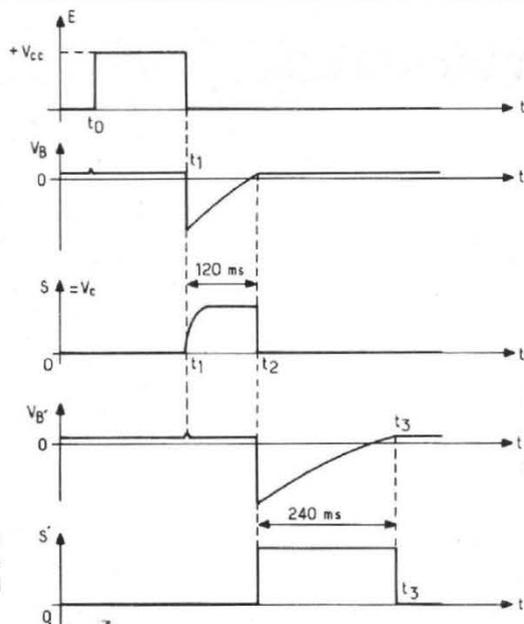


Fig. 32. - Comme on le voit sur les formes d'ondes du montage de la figure 31, nous pouvons maintenant obtenir un troisième signal, commençant quand finit le second (tension collecteur de T).

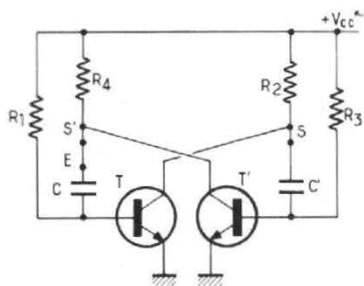


Fig. 33. - Le schéma « classique » du multi-vibrateur est tout à fait le même que celui de la figure 31. La disposition des éléments a seulement été un peu modifiée ; on reconnaît le couplage de la sortie S' à l'entrée E ; la figure montre mieux la symétrie du montage.

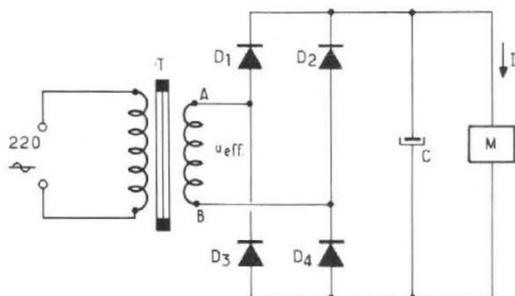


Fig. 34. - Le secondaire A-B du transformateur alimente le pont de diodes qui redresse la tension. Le condensateur C assure le filtrage : il s'agit de connaître la valeur crête/crête de tension résiduelle aux bornes de C en fonction du courant I débité.

sous ses sabots) : comme il a peur du bruit, il marche plus vite, ce qui augmente le bruit, ce qui le fait marcher encore plus vite, ce qui augmente d'autant le bruit et lui fait encore plus peur... etc.

Notre brave multivibrateur, bien délaissé de nos jours au profit de divers circuits intégrés, est un cas bien intéressant de montage à étudier pour déterminer comment on calcule les valeurs des composants. En général, on ne raffine pas autant que nous l'avons fait : on se contente de l'hypothèse du principe n° 6 en première approximation : on néglige la tension base-émetteur d'un transistor qui conduit.

Cela conduit à dire que le potentiel de chaque base tombe à $-V_{CC}$ au début de chaque blocage du transistor, et que le re-débloqué a lieu exactement quand le potentiel base, en remontant, passe par la valeur zéro.

Si l'on fait cette hypothèse, il est facile de voir que chaque période de blocage est le temps que met le condensateur (C par exemple) pour se décharger de moitié dans la résistance associée (R_1 dans le cas de notre exemple).

On peut facilement démontrer que ce temps est égal au produit de la « constante de temps » (produit $R \times C$) par le

« logarithme népérien de 2 » qui vaut environ 0,693, mais que nous considérerons comme égal à 0,7.

Le calcul rigoureux, fait en supposant $V_{BE} = 0,6$ V, nous a donné, on s'en souvient : $0,747 RC$ (nous avons dit 0,75). Le calcul approché donne $0,7 RC$, autrement dit, nous ne commettons qu'une erreur de 7 %, ce qui n'est pas catastrophique (les valeurs des résistances sont rarement connues à mieux de 5 % et celles des condensateurs à mieux de 10 % près).

PASSONS AU CALCUL D'UNE ALIMENTATION

Toujours à titre d'exemple de calcul des composants, nous allons envisager la détermination des valeurs utiles dans le montage de la figure 34, destiné à fournir à un ensemble électronique M un courant I sous une tension moyenne E.

Ce montage est exceptionnellement simple : le transformateur T donne une tension secondaire entre A et B. Cette tension est redressée par le pont de quatre diodes D_1, D_2, D_3, D_4 et filtrée par le condensateur C.

Il s'agit d'un filtrage assez

rudimentaire, mais qui suffit dans de nombreux cas.

Voyons de plus près comment les choses se passent, pour définir les points à calculer.

Supposons tout d'abord que le montage alimenté, M, est un simple résisteur de résistance R, et qu'il n'y a pas de condensateur C. Nous obtiendrons, aux bornes de M, une tension qui varie comme l'indique la figure 35 (courbe en pointillés). Cette courbe est, en principe, celle qui correspond à un redressement en deux alternances, avec une période de répétition de 10 ms (avec un secteur alternatif à 50 Hz, dont la période est 20 ms et la demi-période 10 ms).

La forme d'onde en pointillé devrait donc être constituée de demi-sinusoïdes, passant à zéro au temps 0, au temps 10 ms, au temps 20 ms... et atteignant la valeur maximale au temps 5 ms, au temps 15 ms...

Si les diodes étaient parfaites, ce maximum serait égal à la tension maximale entre (A) et (B). On sait que la tension crête aux bornes d'un secondaire de transformateur donnant une tension efficace u est :

$$u \sqrt{2} = u \times 1,414$$

(nous dirons $u \times 1,4$)

Mais rien n'est parfait dans ce bas monde, pas même les diodes. Si nous pouvons parfaitement négliger leur fuite inverse, en revanche, nous ne pouvons pas négliger leur chute de tension directe : il y a entre 0,8 et 1,2 V de chute de tension dans une bonne diode au silicium qui conduit dans le sens direct.

Or, dans le circuit, nous avons deux diodes en série à chaque alternance.

En effet, quand le point (A) est positif par rapport au point (B), le courant passe par D_1, M et D_4 . Quand c'est (B) qui est positif par rapport à (A), le chemin du courant passe par D_2, M et D_3 .

Il faut donc compter que la tension crête V obtenue aux bornes de M (quand M est un simple résisteur) sera égale à :

$$1,4 u - 2 V_D$$

en désignant par V_D la chute de tension dans une des diodes du pont (nous prendrons généralement 1 V).

La tension V est donc voisine de $1,4 u - 2$ (en volts).

INTERVENTION DU CONDENSATEUR

Toujours en supposant que M est un résisteur de résis-

tance R, nous plaçons maintenant le condensateur C en parallèle avec M.

Ce condensateur va se charger, au temps $t = 5$ ms, à la tension de crête V_0 . Comme M consomme un courant I, le condensateur ne pourra pas rester indéfiniment chargé à la tension V_0 : la tension à ses bornes va diminuer entre deux crêtes de la tension redressée.

Nous avons fait en sorte que la fluctuation de tension aux bornes de M (donc de C) soit relativement réduite. Donc, même quand la tension entre (A) et (B) est nulle, nous pouvons dire que la tension aux bornes de C est assez voisine de V_0 (plus petite que V_0 , mais voisine de V_0). Le courant qui décharge le condensateur est donc pratiquement constant, puisque la tension appliquée à M est pratiquement constante.

Un condensateur qui se décharge à courant constant a une tension à ses bornes qui diminue suivant une loi linéaire, d'un nombre donné de volts par seconde (plus exactement de volts par milliseconde). Ce nombre est donné par la loi des condensateurs, qui dit que, si la tension aux bornes d'un condensateur de capacité C est v et que le courant de décharge est I, la variation de la tension v en fonction du temps est :

$$\frac{dv}{dt} = -\frac{I}{C}$$

Que les lecteurs qui sont atteints de « dérivéophobie » (horreur des dérivées) ne s'affolent pas : cette expression veut simplement dire que la vitesse de variation de la tension v en fonction du temps t, en V/s, s'exprime, au signe près, en divisant le courant I par la capacité C.

Cette « dérivée », dv/dt , correspond à une certaine « pente » de la droite qui, sur la figure 35, indique la variation de la tension aux bornes de C en fonction du temps. Cette pente est supposée constante, puisque le courant I est considéré comme constant.

Donc, la tension aux bornes de C, après être passée par un maximum égal au V_0 que nous avons calculé plus haut

($1,4 u - 2$), va descendre. La courbe représentative (en trait gras sur la figure 35) va commencer par suivre la demi-sinusoïde en pointillé, du point (K) (sommet) jusqu'au point F, proche de K, où la tangente à la demi-sinusoïde a exactement la pente $-I/C$, correspondant à un point à partir duquel la descente de potentiel sur la courbe en pointillé est plus rapide que sur la droite de décharge du condensateur.

A partir de ce point (instant t_0), les diodes qui avaient chargé C se bloquent, le condensateur se décharge sur M, la tension à ses bornes évoluant suivant une loi représentée par une droite descendante, dont la pente, en volts par seconde, est exprimée par I/C .

Les choses vont continuer jusqu'au temps t_1 , un peu avant le temps 15 ms. Là, la tension représentée par la courbe en pointillé redevient supérieure à celle que l'on trouve aux bornes de C : les diodes redeviennent conductrices et C se recharge, atteignant une tension à ses bornes égale à V_0 au temps 15 ms (point J).

Si l'on veut être tout à fait rigoureux, la décharge de C ne se fait pas suivant une loi représentée exactement par une droite : il s'agit, en fait, d'une courbe (une exponentielle), ayant sa concavité vers

le haut : la descente de la tension aux bornes de C est plus rapide au temps t_0 qu'au temps t_1 puisque, au temps t_0 , la tension aux bornes de C étant plus grande, le courant de décharge est plus grand qu'au temps t_1 . Mais nous dirons, en première approximation, que cette variation ne compte pas.

La tension v aux bornes de C, qui était passée au temps 5 ms par un maximum égal à V_0 ($1,4 u - 2$), va donc descendre jusqu'au temps t_1 , où elle atteindra une valeur $V_0 - a$. La valeur a est la fluctuation résiduelle de tension aux bornes de C, donc de M (celle que nous avons considérée jusqu'ici comme très faible par rapport à V_0).

CALCUL DE LA FLUCTUATION a

C'est précisément cette valeur, a, que nous désirons connaître, car elle représente l'imperfection de notre alimentation. Nous souhaitons avoir, aux bornes de M, une tension continue ; or, cette tension est effectivement toujours dans le même sens, mais elle présente une fluctuation a (valeur « de crête à crête »).

Nous avons trouvé, dans de

nombreux livres, des calculs d'une complexité ridicule à propos de cette fluctuation. Or il est extrêmement simple de déterminer a.

Nous ferons simplement l'hypothèse suivante : nous admettons que le point F dans la figure 35 est confondu avec le point K d'une part et que, d'autre part, le point G est confondu avec le point J.

Dans ces conditions, nous dirons que la décharge du condensateur a lieu pendant

$$15 - 5 = 10 \text{ ms}$$

La valeur de a s'obtiendra alors, tout simplement, en multipliant la vitesse de décharge de C (en V/s) par la durée de décharge (10 ms), ce qui nous donne :

$$a = \frac{dv}{dt} (0,01)$$

(la durée de 10 ms vaut 0,01 s)

$$\text{soit : } a = \frac{1}{C} \times 0,01$$

Evidemment, en faisant ce calcul, nous avons admis une durée de décharge de C supérieure à celle que l'on voit sur la figure 35. Nous trouvons donc une valeur de a un peu plus grande que celle que nous pourrions mesurer par la suite sur un montage réel. Mais cela n'a pas une telle importance, vu que, presque toujours, il nous suffit de connaître une valeur maximale de a.

N'oublions pas que a est un terme « parasite » ; ce que nous voulons savoir c'est la valeur maximale de ce parasite. Si le calcul nous dit, par exemple, que $a = 1,2$ V et que nous trouvons, en mesurant sur le montage, une valeur de 1,05 V, tant mieux. Une limite supérieure de 2, donnée avec une bonne approximation, nous suffit. N'oublions pas non plus que C est, le plus souvent, un condensateur électrochimique, dont la capacité nous est donnée avec une tolérance très large (nous trouverons souvent une capacité exprimée comme suit :

$C = 470 \mu\text{F} - 0 + 100 \%$, ce qui signifie que la valeur vraie ne peut être inférieure à la valeur théorique de $470 \mu\text{F}$,

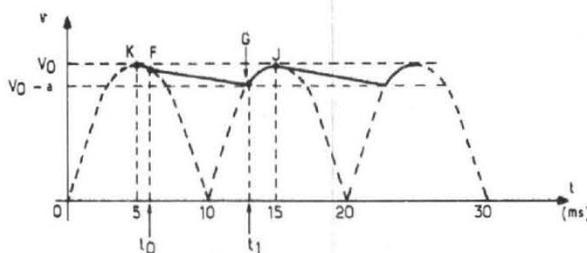


Fig. 35. - La courbe en pointillé représente la tension que l'on obtiendrait en sortie si le redresseur débitait, sans condensateur de filtrage, sur une résistance pure. Avec le condensateur, la tension (en traits pleins) ne descend pas à zéro entre les recharges du condensateur : la courbe qui la représente quitte la courbe pointillée au point F, tangentielllement à cette dernière, puis elle descend jusqu'à ce que cette partie descendante (pratiquement droite) recoupe, au point G, la partie pointillée. La fluctuation crête/crête est égale à a.

d'où le « - 0 », mais peut être double de cette valeur, d'où le « + 100 % ». Donc, inutile de chercher les décimales, quand la valeur de C elle-même est si mal déterminée (nous en connaissons en général une limite inférieure).

PRENONS UN EXEMPLE NUMÉRIQUE

Nous supposons que la tension efficace u est de 12 V, ce qui fait une valeur de crête de $1,4 \times 12 = 16,8$ V (cela se fait de tête, on majore la tension efficace de 40 %).

La valeur de crête, diminuée des chutes de tension des deux diodes qui se trouvent en série à chaque alternance, sera donc :

$$V_0 = 16,8 - 2 = 14,8 \text{ V}$$

Supposons maintenant que le courant consommé par le montage soit de 70 mA ($7 \cdot 10^{-2}$ A), et que le condensateur soit un modèle de $470 \mu\text{F}$ (soit $4,7 \cdot 10^{-4}$ F).

La vitesse de décharge du condensateur entre deux recharges est donc :

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} = 7 \cdot 10^{-2} / 4,7 \cdot 10^{-4} \\ = 150 \text{ V/s}$$

Donc, en 10 ms, soit une demi-période du secteur alternatif, puisque nous avons supposé que le condensateur se

décharge pendant une demi-période, la variation de tension est :

$$a = 0,01 \times 150 = 1,5 \text{ V}$$

Nous pouvons donc dire que la tension maximale aux bornes de M sera de $V_0 = 14,8$ V, et qu'elle descendra à une valeur minimale

$$14,8 - 1,5 = 13,3 \text{ V}$$

La valeur moyenne est à peu près la demi-somme du maximum (14,8) et du minimum (13,3) soit :

$$\frac{14,8 + 13,3}{2} = 14,05 \text{ V}$$

avec une fluctuation crête/crête de 1,5 V max.

En réalité, si nous faisons la mesure, nous trouverons peut-être une fluctuation de 0,9 V seulement. Cela veut-il dire que notre approximation (faite en supposant la décharge pendant 10 ms) est trop grossière ? Non, l'écart provient très vraisemblablement du fait que la capacité du condensateur, dont la valeur nominale est $470 \mu\text{F}$, est, en fait, bien supérieure à $470 \mu\text{F}$ (on aurait 0,9 V crête/crête avec un condensateur de $780 \mu\text{F}$ (et la capacité de C ne doit pas être loin de cette valeur).

Il semble qu'il s'agisse là d'une approximation bien vague. En réalité, précisons encore une fois que nous cherchons une valeur maximale du résidu d'alternatif aux bornes de C. Nous avons pu seulement garantir que cette fluctuation était au maximum de

1,5 V cr/cr. Si, dans la réalité, elle est plus faible, tant mieux pour nous.

Si, après avoir trouvé ce résultat de 1,5 V cr/cr, nous avons conclu : « C'est trop, le montage alimenté ne peut tolérer que 0,5 V cr/cr au maximum », nous en aurions conclu que la capacité du condensateur était à multiplier par trois : la valeur à choisir est donc un $1500 \mu\text{F}$; il est alors possible de garantir que la fluctuation crête/crête est inférieure à 0,5 V.

UNE RÈGLE PRATIQUE

Nous avons vu que, finalement, la valeur de la fluctuation crête à crête, a , était égale au produit de i/C par 0,01.

Si nous désignons maintenant la capacité du condensateur, exprimée en microfarads par la lettre c , et le courant, exprimé en milliampères par la lettre i , nous avons les vraies valeurs

$$I \text{ (en ampères)} = i \cdot 10^{-3} \\ C \text{ (en farads)} = c \cdot 10^{-6}$$

Nous avons alors :

$$a = \frac{i}{c} \times 0,01 = \frac{i \cdot 10^{-3}}{c \cdot 10^{-6}} \times 0,01 \\ = \frac{i}{c} 10^3 \times 0,01 = 10 \frac{i}{c}$$

La règle pratique est donc : la fluctuation résiduelle à 100 Hz, exprimée en volts crête à crête, est égale au pro-

duit par 10 du quotient du courant (en milliampères) par la capacité (en microfarads).

Un condensateur de $3300 \mu\text{F}$ filtrant une tension redressée qui débite 600 mA aura donc un résidu d'alternatif de :

$$10 \times 600 / 3300,$$

soit environ 1,8 V cr/cr

Bien entendu, si nous avons un redressement en une seule alternance, avec une composante alternative résiduelle à 50 Hz, la règle pratique dit que l'on doit multiplier par 20 (et non plus 10) le quotient i/c (i en milliampères et c en microfarads) pour avoir la tension résiduelle crête/crête en volts.

UNE SECONDE CELLULE DE FILTRAGE

On peut améliorer le filtrage en augmentant la valeur du condensateur, mais, si l'on désire un très faible résidu a , on arrive vite à des valeurs prohibitives de capacité. La meilleure solution est celle du « filtrage électronique » utilisant un transistor, ou, mieux encore, la régulation (nous en parlerons plus loin). Mais on emploie aussi une cellule de filtrage, avec un condensateur C et

– un résistor de résistance R (fig. 36 a)

– un bobinage de coefficient de self induction L (fig. 36 b).

Il y a, là aussi, des calculs ter-

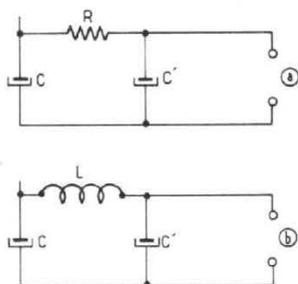


Fig. 36. – On améliore le filtrage par utilisation de deux condensateurs, en interposant soit une résistance (a), soit un bobinage (b) entre ces condensateurs.

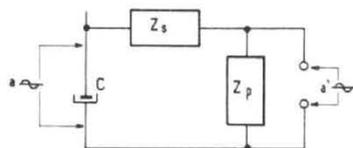


Fig. 37. – Pour calculer l'efficacité d'un tel filtrage, on considère que C', dans la figure 36, est une impédance Z_p (en parallèle), alors que R (ou L) de la figure 36 constitue une impédance série Z_s ; le tout forme un diviseur de tension, réduisant à a' la fluctuation aux bornes de C.

rifiants dans certains livres pour déterminer le résidu a' alternatif aux bornes de C' . En réalité, on peut tout simplement faire le calcul suivant : le filtre, constitué par C' et l'élément série (R ou L) peut être considéré comme un diviseur de tension comportant deux impédances :

Z_S en série (R ou $L\omega$)
 Z_P en parallèle ($1/C\omega$) (fig. 37)

Nous considérons ici la « pulsation » ω de la composante alternative a aux bornes de C et de la composante alternative a' aux bornes de C' . On obtient cette pulsation, rappelons-le, en multipliant la fréquence par 6,28 (soit $2 \times \pi$). Il convient de ne pas oublier que, dans le cas d'un redressement en deux alternances, la fréquence de a et de a' est double de celle du secteur ce qui donne $\omega = 628$ rad/s.

Si, comme c'est généralement le cas, l'impédance de la branche parallèle, ici Z_P , est bien plus petite que celle de la branche série, on peut dire, en première approximation, que le rapport a/a' (« efficacité » du filtre) est pratiquement égal au rapport des modules des impédances Z_S et Z_P .

On considère alors (deuxième approximation), que la tension a est une tension sinusoïdale, de pulsation ω , dont l'amplitude crête/crête est la valeur a , calculée ci-dessus (en réalité, cette tension a plutôt la forme d'une dent de scie, mais on arrive à un résultat assez exact).

Donnons tout de suite un cas pratique.

Soit le cas précédent (filtrage d'une tension redressée débitant 600 mA par un condensateur de 3300 μ F) qui nous donnait $a = 1,8$ V.

Nous utilisons un filtre du type représenté sur la figure 37 (b), avec $L = 0,2$ H et $C' = 2200$ μ F.

A la fréquence de 100 Hz (soit $\omega = 628$ rad/s), l'impédance d'un bobinage de 0,2 H est de : $0,2 \times 628 = 126 \Omega$.

A cette même fréquence, l'impédance d'un condensateur de 2200 μ F est de :

$$\frac{1}{2,2} \cdot 10^{-3} \cdot 628 = 0,7 \Omega$$

L'efficacité du filtre est donc de :

$$\frac{126}{0,7} = 180$$

Le résidu d'alternatif a' sera donc une tension de 100 Hz, d'une amplitude 180 fois plus petite que celle de a , donc :

$$\frac{1,8}{180} = 0,01 \text{ V cr/cr}$$

Pratiquement, un tel filtrage n'est pas simple à réaliser : le bobinage doit avoir une résistance ohmique (en courant continu) très faible, pour ne pas produire une chute de tension abusive. En effet, avec un courant consommé de 600 mA, il suffit de 1,6 Ω pour perdre déjà 1 V (ce qui est important, pour une tension redressée de dix à vingt volts par exemple). Or, pour avoir un bobinage de 0,2 H, supportant une composante continue de 600 mA sans saturation du noyau magnétique, il faut un entrefer, donc pas mal de tours, donc une résistance ohmique atteignant facilement les 1,6 Ω en question (si elle ne les dépasse pas largement !).

Le filtrage utilisant le schéma de la figure 36 (a) serait tout à fait inutilisable dans notre cas pratique : pour avoir une efficacité de filtrage suffisante, il nous faudrait une résistance R nettement plus grande que les 0,7 Ω d'impédance de C' , par exemple 50 ou 100 Ω , ce qui est hors de question avec un courant moyen de 600 mA. Le filtrage $R - C'$ est donc à n'utiliser que pour des cas spéciaux (courant débité extrêmement faible).

(à suivre)

J.-P. GEHMICHEN

La maison la plus importante du monde spécialisée en communications. la

NIPPON ELECTRIC COMPANY - TOKYO

a développé un programme d'appareils pour radio-amateurs qui, en tant que qualité, design, sûreté et prix de vente, crée un niveau inconnu jusqu'à présent dans la communication moderne :

la série CQ du NEC

Un géant industriel avec une expérience de 80 ans sur appareils de communications, a mis à la disposition des radio-amateurs ses expériences. Cette société, qui peut se vanter d'avoir la spécialité de la communication de l'espace, sait, quels caractères et qualités doivent posséder les appareils de communications pour les rendre uniques et efficaces. Du programme d'ondes courtes du NEC nous présentons :

NEC CQ-110 E DIGITAL



Allband-300-W-PEP-Transceiver, 160/80/40/20/15/11/10a/10b/10c/10d/WWV (limité à réception). Genres de service FSK/USB/LSB/CW/AM avec 8 pôles X-tal filtres séparés, naturellement intégrés dans le transceiver, VOX (pilotage pour communication et réception par audition microphonique), 11 m Citizensband, tous les canaux facilement réglables par compteur DIGITAL, sensibilité extraordinaire lors de grande sûreté de transmodulation en appliquant un mélangeur 7360 en RX. Lui seul fait du CQ 110 E un champion.

Possibilité d'activité sur 22 canaux fixes. Un livre explicatif de 60 pages et un microphone de haute valeur sont compris. Avec une antenne simple chaque coin du monde est accessible.

Alimentation pour 220 V AC, convertisseur pour 13,5 V DC et haut-parleur sont incorporés.

NEC CQ-301



Allband-3-KW-Amplificateur-Linéaire, 160/80/40/20/15/11/10, le bolide du NEC pour une activité moderne de radio-transmission, avec la partie de réseau incorporée dans la forme compacte. 2 EIMAC 3-500 Z garantissent un accomplissement maximum pour de longues durées.

Cet amplificateur-linéaire peut, en dehors de notre CQ 110 E, être actionné par chaque exciter qui peut livrer entre 50-100 W.

REVENDEURS : N'hésitez pas, de demander nos offres, participez à la vente de cette combinaison.

Exclusif pour l'Europe chez :

CEC A.G., Via Valdani 1 - CH-6830 CHIASSO
 Telefon (0 91) 44 26 51 - Telex 7 9 959 CH

SÉLECTION DE CHAINES HIFI

CHAINES LOG / 3 A



CHAINE LOG 2800

Cette chaîne comprend :

- Un amplificateur **LOG 2800**
- Un tuner **LOG T 1400**
- Une table de lecture **THORENS TD 166** ou **TECHNICS SL 23**
- Deux enceintes acoustiques **3 A Apogée**

L'amplificateur LOG 2800
Puissance : 2 x 50 W/8 Ω
Distorsion harmonique : < 0,05 %
Distorsion d'intermodulation : < 0,06 %
Bande passante à P max. : 10 à 50 000 Hz (-3 dB, 0,1 % dist.)

Sensibilité des entrées :

- Phono 1 et 2 : 2,9 mV/65 kΩ
- Tuner : 220 mV/50 kΩ
- Aux. 1 et 2 : 220 mV/50 kΩ
- Monitor 1 et 2 : 220 mV/50 kΩ

Rapport signal/bruit :

- Phono 1 et 2 : -60 dB
- Tuner - Aux. - Monitor : -65 dB

Dimensions : 450 x 273 x 163 mm

Le tuner LOG T 1400

Gammes : PO - FM
Sensibilité FN : 2 μV
Rapport signal/bruit : > 70 dB
Réponse en fréquence : 50 Hz à 12 kHz ± 0,5 dB
Distorsion harmonique : < 0,3 % (mono) ; < 0,4 % (stéréo)
Séparation stéréo : 40 dB/400 Hz
Niveau de sortie : 1,6 V
Sensibilité AM : 230 μV
Réponse en fréquence : 80 - 3000 Hz à -3 dB
Distorsion harmonique : 0,7 %
Rapport signal/bruit : 50 dB
Dimensions : 443 x 273 x 153 mm.

La table de lecture THORENS TD 166

Platine à entraînement par courroie
Moteur synchrone 16 pôles
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Pleurage et scintillement : < 0,06 %
Niveau de bruit : -45 dB
Dimensions : 430 x 360 x 150 mm

La table de lecture TECHNICS SL 23

Platine à entraînement du plateau par courroie vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Réglage fin de la vitesse
Arrêt et retour automatique du bras
Pleurage et scintillement : 0,05 %
Ronronnement : -65 dB
Alimentation : 110 x 220 V/50 Hz
Dimensions : 428 x 135 x 348 mm

L'enceinte acoustique 3 A APOGÉE

Puissance : 50 W
Impédance : 8 Ω
Bande passante : 35 à 35 000 Hz
Distorsion : < 1 %
Dimensions : 260 x 630 x 320 mm

CHAINE LOG 3800

Cette chaîne comprend :

- Un tuner amplificateur **LOG R 3800**

- Une table de lecture **TECHNICS SL 2000** ou **THORENS TD 160**
- Deux enceintes acoustiques **3 A Allegretto**

Le tuner amplificateur LOG R 3800

Partie amplificateur
Puissance : 2 x 36 W/8 Ω
Distorsion d'intermodulation : < 0,1 %
Sensibilité des entrées :

- Phono : 2,5 mV
- Aux. : 150 mV
- Monitor : 150 mV

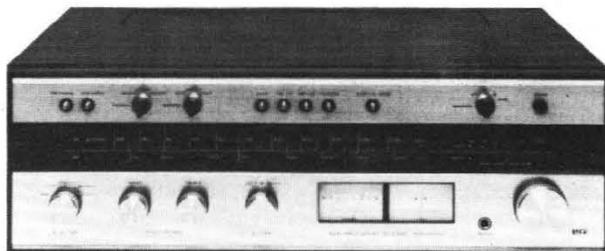
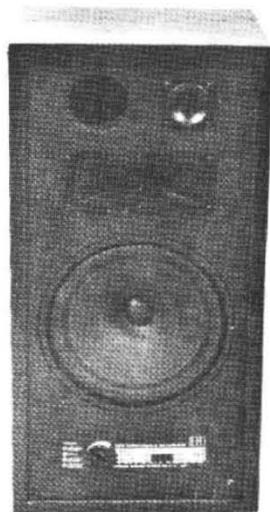
Rapport signal/bruit :

- Phono : 68 dB
- Aux. : 88 dB
- Monitor : 88 dB

Réponse en fréquence : 10 à 40 000 Hz ± 1 dB

Partie tuner

Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : 2 μV
Rapport signal/bruit : 74 dB
Réponse en fréquence : 30 à 15 000 Hz ± 1 dB
Distorsion harmonique : < 0,3 % (stéréo)
Sensibilité AM : 15 μV
Rapport signal/bruit : 50 dB
Réponse en fréquence : 120 à 2000 Hz
Dimensions : 490 x 180 x 355 mm



La table de lecture TECHNICS SL 2000

Platine à entraînement direct
Moteur CC sans balais
Plateau en aluminium moulé,
30 cm
Changement de vitesse à sys-
tème 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 TD 160

Système d'entraînement :
moteur 16 pôles synchrone
Entraînement du plateau par
courroie
Vitesses : 33 1/3 et
45 tours/mn
Plateau alliage zinc non
magnétique
Régularité de vitesse : 0,06 %
(pondéré)
Niveau de bruit :
- 43 dB (non pondéré)
- 65 dB (selon DIN
45539)

Alimentation : 110 x
220 V/50 Hz
Dimensions : 440 x 140 x
340 mm

L'enceinte acoustique 3 A ALLEGRETTO

Puissance : 60 W
Bande passante : 30 à
20 000 Hz
H.P. basse de 26 cm de dia-
mètre
Enceinte équipée de 2 cham-
bres de compression médium
et aigu.

CHAÎNE LOG R 4000

Cette chaîne comprend :
- Un tuner amplificateur **LOG
R 4000**
- Une table de lecture
THORENS TD 145
ou **TECHNICS SL 1700**
- Deux enceintes acousti-
ques **3 A Adagio**

Le tuner amplificateur **LOG R 4000**

Partie amplificateur

Puissance : 2 x 55 W/8 Ω
Distorsion d'intermodulation :
< 0,10 %/8 Ω
Sensibilité des entrées :
Phono : 2,5 mV
Aux. : 150 mV
Monitor : 150 mV
Rapport signal/bruit :
Phono : 66 dB
Aux. : 86 dB
Monitor : 86 dB

Réponse en fréquence : 10 à
40 000 Hz ± 1 dB
Séparation des entrées :
-65 dB

Partie tuner

Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : 1,8 μV
Rapport signal/bruit :
> 74 dB
Réponse en fréquence : 30 à
15 000 Hz ± 1 dB
Distorsion harmonique :
< 0,3 % à 1000 Hz (stéréo)

Partie AM

Sensibilité : 15 μV
Rapport signal/bruit : 52 dB
Dimensions : 490 x 180 x
355 mm

La table de lecture TECHNICS SL 1700

Table de lecture à entraîne-
ment direct
Vitesses : 33 1/3 et 45
tours/mn
Pleurage et scintillement :
0,025 %
Ronflement : -50 dB

La table de lecture **THORENS TD 145**

Platine à entraînement par
courroie
Moteur synchrone 16 pôles
Vitesses : 33 1/3 et
45 tours/mn
Niveau de bruit : -45 dB
Pleurage et scintillement :
< 0,06 %
Arrêt automatique électro-
nique
Dimensions : 430 x 360 x
150 mm

L'enceinte acoustique 3 A ADAGIO

Puissance : 75 W
Bande passante : 40 à
30 000 Hz ± 3 dB
Distorsion : 0,8 % à 1 W

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

Par R.-A. RAFFIN

RR - 06.35 - M. Paul HABOUZIT, 60 Liancourt, nous demande conseil pour effectuer une liaison correcte entre un téléviseur et un magnétophone en vue de l'enregistrement du son.

La liaison que vous avez essayée depuis la sortie HP pourrait être correcte ; néanmoins, par ailleurs, il importe de réunir la masse du téléviseur à la masse du magnétophone. Or, de nombreux téléviseurs ont une alimentation comportant un pôle du secteur à la masse ; il est alors prudent et nécessaire d'intercaler un transformateur secteur d'isolement (rapport 1/1).

Notez que si le secondaire du transformateur de sortie (aboutissant au haut-parleur) n'est pas relié à la masse du téléviseur, cette précaution n'est pas à prendre. Il suffit de relier l'entrée du magnétophone au secondaire de ce transformateur par l'intermédiaire d'un fil blindé : le blindage est relié d'une part à la masse du magnétophone, et d'autre part à l'une quelconque des bornes du secondaire du transformateur de sortie : le conducteur central est relié d'une part à l'entrée (point chaud) du magnétophone, et d'autre part à l'autre borne du secondaire.

On peut également prélever les signaux BF sur le « point chaud » du potentiomètre de volume du téléviseur en intercalant un condensateur de liaison de l'ordre de 0,47 μ F. La

liaison au magnétophone doit être effectuée en fil blindé (avec blindage à la masse). Mais dans ce cas, bien entendu, les masses des deux appareils doivent être réunies ensemble, et l'on doit prévoir l'intercalation d'un transformateur d'isolement pour l'alimentation secteur du téléviseur, si nécessaire.

RR - 06.36 - M. Gérard FAYOL, 68 Mulhouse, sollicite divers renseignements concernant les interphones HF secteur.

Ce type d'interphone ne nécessite pas, en effet, l'établissement de fils de liaison ; on utilise les fils du secteur électrique d'alimentation comme porteurs du courant HF modulé.

Des montages d'interphones HF secteur ont été décrits dans nos publications suivantes :

Radio-Plans numéros 271 et 304 ;

Electronique Pratique numéro 1536 ;

Haut-Parleur numéro 1114, 1123, 1129, 1164 et 1577.

RR - 06.37 - M. Auguste ALEX, 74 Thonon-les-Bains, sollicite notre aide pour la

remise en état de son téléviseur.

Nous sommes obligés, une fois de plus, de répéter que le dépannage à distance n'est pas possible, faute de pouvoir vérifier l'appareil, observer à l'oscilloscope la forme des signaux, procéder à des mesures systématiques, et contrôler l'effet produit par les essais proposés.

Néanmoins, dans votre cas, le défaut observé semble provenir de l'amplificateur vertical (section pentode du tube ECL 85). Nous vous suggérons de diminuer légèrement la valeur de la résistance de 330 Ω de cathode, afin d'obtenir un balayage vertical plus important. Ensuite, vérifiez le cadrage vertical, ainsi que les deux réglages de linéarité vertical (car la modification de la résistance de cathode aura sans doute affecté cette linéarité).

Il est normal que la valeur de la haute tension à l'instant du démarrage soit plus élevée que la tension normale de fonctionnement (lorsque les lampes sont chauffées et consomment). Cependant, la valeur indiquée pour cette haute tension (soit 210 V) nous semble un peu faible ; or, comme le transformateur d'alimentation chauffe beaucoup, nous sommes amenés à penser qu'il doit y avoir un condensateur électrochimique de filtrage ou de découplage HT quelconque qui présente un courant interne de fuite anormalement élevé.

Cela expliquerait d'ailleurs le ronflement, les ondulations d'image en forme de S, etc.

A notre avis, c'est donc par la remise en état de l'alimentation HT qu'il faudrait commencer, afin d'obtenir un meilleur filtrage et une valeur un peu plus élevée de la haute tension (230 à 240 V). Après seulement, vous pourrez intervenir sur l'étage amplificateur vertical comme nous vous l'avons précédemment exposé, si nécessaire.

RR - 06.39 - M. Jean-Pierre LHENRY, 73 Aix-les-Bains, nous demande quelques explications au sujet de la courbe dite R.I.A.A. d'enregistrement des disques.

1) Nous vous demandons tout d'abord de bien vouloir vous reporter à notre article publié dans le N° 1544 (page 340) dans lequel la courbe de correction R.I.A.A. est représentée sur la figure 2.

En toute théorie, pour une correction exacte à la reproduction (traits pointillés), on a un affaiblissement de 6 dB par octave de 50 à 500 Hz et un affaiblissement de 6 dB par octave également de 21000 Hz à 150000 Hz. De 500 Hz à 2100 Hz, on doit avoir un affaiblissement de 6 dB (donc 3 dB par octave environ seulement), et parfois, on fait même cette plage de réponse plate...

2) Les valeurs des résistances et condensateurs de la boucle de correction R.I.A.A. du schéma joint à votre lettre nous semblent très correctes, du moins dans leur proportionnalité (ou entre elles, si vous préférez). Certes, on peut rencontrer, parmi divers montages, des valeurs différentes pour les résistances et condensateurs du circuit de correction R.I.A.A. ; mais cela dépend aussi de la grandeur de l'impédance du circuit sur lequel on opère.

De toute façon, comme nous l'avons dit au N° 1, il s'agit de données strictement théoriques qui sont assez rarement respectées avec précision. On s'en aperçoit facilement à l'audition des disques, d'une marque à une autre, voire au sein d'une même marque. C'est la raison pour laquelle le maintien des réglages auxiliaires séparés « graves » et « aiguës » demeure toujours obligatoire.

RR - 06.40 - M. Louis DUCREUX, 70 Vesoul, nous demande des précisions complémentaires concernant le « chenillard » à trois voies décrit dans notre N° 1478, page 348.

1) La diode de redressement peut être des types BY 127 ou BY 227 (de la R.T.C.).

2) Les brochages des circuits intégrés employés dans ce montage ont été publiés dans la réponse RR-3.08-F, page 331 du N° 1503.

3) Nous ne disposons pas du dessin du circuit imprimé ; mais compte tenu du plan d'implantation (figure 5), il est aisé de le concevoir.

RR - 06.41 - M. Jacques PLOTON, 10 Romilly-sur-Seine, désire connaître la différence existant entre les

circuits intégrés TAA 611 B et TAA 611 C.

Les circuits intégrés TAA 611 B et C ont très exactement les mêmes brochages ; ils s'utilisent de la même façon, avec les mêmes composants externes.

La différence est que le type C délivre 3,3 W (sur 8 Ω) avec 15 V d'alimentation, alors que le type B ne délivre que 2,1 W avec une alimentation de 12 V maximum.

RR - 06.42 - M. Georges CHIRAT, 08 Charleville-Mézières, nous demande des conseils relatifs aux antennes de télévision, à l'installation des câbles de descente, etc.

1) Compte tenu du prix des antennes TV commerciales, fabriquées en grande série, il n'est vraiment plus bénéfique à l'heure actuelle de chercher à les construire soi-même.

De toute façon, nous vous indiquons l'ouvrage « Antennes de télévision toutes chaînes » par F. Juster dans lequel vous trouverez tous les éléments de fabrication souhaités (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

2) Lorsque le champ des stations reçues est faible, il est recommandé d'avoir autant de câbles coaxiaux de descente qu'il y a d'antennes. Dans le cas contraire, on peut n'utiliser qu'un seul câble de descente ; mais il faut installer un **coupleur** au départ (vers les antennes) et un **séparateur** à l'arrivée vers le téléviseur.

RR - 06.43 - M. Philippe BRAND, 85 Saint-Gilles-Croix-de-Vie, nous demande des précisions complémentaires au sujet du mélangeur

BF décrit dans notre N° 1535, page 301.

1) Les indicateurs « VU-mètres » sont des galvanomètres de 100 à 150 μ A (non critiques).

2) Les diodes 1N 914 peuvent être remplacées par leurs correspondantes 1N 4148.

3) Potentiomètres :

A notre avis, logiquement, P1, P3 et P5 doivent être du type logarithmique ; P2, P4 et P6 doivent être du type linéaire.

RR - 06.44-F - M. André DALEST, 30 Ales, se plaint d'une horloge électronique digitale qu'il a construite lui-même et qui « décroche » souvent du fait des parasites véhiculés par le secteur.

Ce sont, en effet, les transistors provoqués par les parasites, véhiculés par le secteur électrique, qui altèrent parfois le bon fonctionnement de certaines horloges électroniques. Bien évidemment, il serait sage et normal que vous commenciez par déparasiter vos propres appareils ménagers (pour vous-même et vos voisins !).

Cela dit, vous pourriez essayer le montage d'un filtre antiparasite en double π sur les fils du secteur alimentant la pendule.

On nous a signalé aussi que d'excellents résultats ont été obtenus par le procédé représenté sur la figure RR-06.44 : on utilise deux diodes Zener connectées en opposition et en série ; ce groupement série de diodes est monté en parallèle sur le secondaire du transfor-

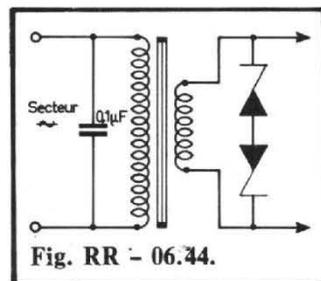


Fig. RR - 06.44.

mateur alimentant la pendule. Les diodes Zener écrêtent ainsi les transistors indésirables, il faut évidemment choisir des diodes dont la tension de Zener est très légèrement supérieure à la tension maximale E_{max} présente au secondaire du transformateur ($E_{max} = E_{eff} \times \sqrt{2}$). Rappelons que E_{eff} est la tension indiquée par un voltmètre. On complète le montage par l'adjonction d'un condensateur de 0,1 μ F en parallèle sur le primaire du transformateur.

RR - 06.45 - M. Jean-Claude GRENIER, 29 Concarneau, nous demande par quels transistors récents on pourrait remplacer un transistor du type SFT 42 désormais introuvable.

Correspondances actuelles du transistor SFT 42 : AC 127, AC 185, AC 186 et AC 194.

RR - 06.46 - M. Guy DIZE (DREZE ou DROZE) 3, rue ??? 94340 Joinville-le-Pont.

Nous vous demandons de bien vouloir nous communiquer votre nom et votre adresse écrits lisiblement (en caractères d'imprimerie), la réponse à votre lettre de demande de renseignements nous ayant été retournée avec la mention « Inconnu ».

RR - 06.47 - M. J.-P. GEFFRAY, 76 Le Havre, nous demande le schéma d'un convertisseur 6 V - 12 V continu/continu pour alimenter un récepteur autoradio 12 V.

Deux montages de ce genre ont été publiés dans notre N° 1575, page 343, auxquels nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

RR - 06.48 - M. Louis GOUJON, 33 Latresne, nous demande le plan de montage d'un poste pour débutant.

Nous ne pouvons pas répondre valablement à une question aussi imprécise. Nous supposons qu'il s'agit d'un radiorécepteur... Mais quel genre de récepteur désirez-vous construire (ordinaire pour radiodiffusion, de trafic, OC, etc.)? Quelles bandes désirez-vous recevoir ?

RR - 06.49-F - M. Alain GOY, 58 Nevers nous demande :

1) l'adresse des Etablissements SONY en France ;

2) les caractéristiques de la diode 1N 4402 ;

3) le schéma intérieur du circuit intégré TAA 611 C ;

4) le brochage du circuit intégré SN 72741 ;

5) comment réaliser soi-même une bobine d'arrêt type R 100 ;

6) comment est constitué l'écran E représenté sur la figure de la page 533 de l'ouvrage « L'émission et la Réception d'Amateur » ;

7) où peut-on se procurer une résistance de $2,7 \Omega$ (tolérance 1 %) ;

8) le brochage du transistor TIP 3055 (Texas Instruments).

1) En principe, les firmes ne communiquent pas leurs schémas directement aux particuliers ; il convient de passer par l'intermédiaire d'un radioélectricien dépositaire de la marque.

Nous vous communiquons néanmoins l'adresse demandée :

SONY-FRANCE, 17-21, rue Madame-de-Sanzillon, 92110 Clichy.

2) Diode Zener 1N 4402 : tension de Zener = 8,2 V ; puissance dissipée max. = 1 W.

3) Le schéma interne du circuit intégré TAA 611 C est représenté sur la figure RR-06.49.

4) Nous ne pouvons pas répondre à cette question par manque de précision de votre part. En effet, il existe les circuits intégrés SN 72741 J, L N et P, chaque type présentant un brochage différent.

5) La bobine d'arrêt R100 de National est constituée par 4 galettes à enroulement nids d'abeilles. A moins qu'il ne soit possesseur d'une machine

à bobiner en nids d'abeilles, l'amateur ne peut donc pas réaliser lui-même une telle bobine d'arrêt. Mais il s'agit là d'un composant très courant dans le commerce et que l'on peut se procurer facilement chez les revendeurs spécialisés en matériels OC ou d'émission.

6) L'écran E est constitué par une petite plaque métallique (laiton par exemple) formant blindage, soudée à la masse, traversant le support de lampe (ECC 88 ou ECC 189), et séparant bien les circuits se rapportant à chaque étage triode.

7) Nous vous suggérons de consulter la société SFR-NICE 115-121, boulevard de la Madeleine (BP 17) 06021 Nice Cedex. Ces établissements sont spécialisés dans les résistances bobinées de précision, mais ils ne livrent certainement pas de tels composants à l'unité.

Notez qu'il est facile de réaliser soi-même une telle résistance en bobinant quelques tours de fil résistant sur un bâtonnet isolant quelconque (porcelaine, stéatite, etc.), mais encore faut-il disposer d'un ohmmètre très précis dans la mesure des faibles valeurs.

8) Le brochage du transistor TIP 3055 est représenté sur la figure RR-06.49.

RR - 07.01 : M. KEIL; 67 Strasbourg, nous demande s'il ne serait pas possible de concevoir un chargeur de batterie sur lequel on pourrait ajuster l'intensité à toutes valeurs souhaitées.

Naturellement, un tel montage est parfaitement possible et demeure très simple. Il suffit de partir d'un redresseur classique et de le faire suivre par un rhéostat conventionnel (à fil résistant), ou mieux par un rhéostat électronique.

Les caractéristiques des composants sont déterminées par la tension des accumulateurs à recharger et par l'intensité de charge maximale susceptible d'être mise en œuvre.

RR - 07.02 : Par la réponse RR-04.01 publiée à la page 196 du N° 1602, et sur les indications d'un lecteur, nous avons donné l'adresse de Radio-France Internationale.

Cette information vient de nous être démentie, de source officielle, par une lettre de cet organisme.

En fait, l'adresse précédemment publiée est celle de Télédiffusion de France, organisme public issu de l'O.R.T.F. et chargé, notamment, de la gestion des émetteurs français de radiodiffusion et de la garantie du monopole. Son numéro de téléphone exact est : 657 - 11 - 15.

Radio - France Internationale est, de son côté, une Direction de Radio-France responsable des programmes internationaux, et notamment de ceux qui sont diffusés sur ondes courtes ; cet organisme travaille évidemment en étroite liaison avec T.D.F. qui assure la diffusion hertzienne des émissions. En définitive, l'adresse de Radio-France Internationale est :

R. F. I., 116, avenue du Président Kennedy, BP 9516, 75786 Paris Cedex 16 - Tél. : 224 - 30 - 71 -

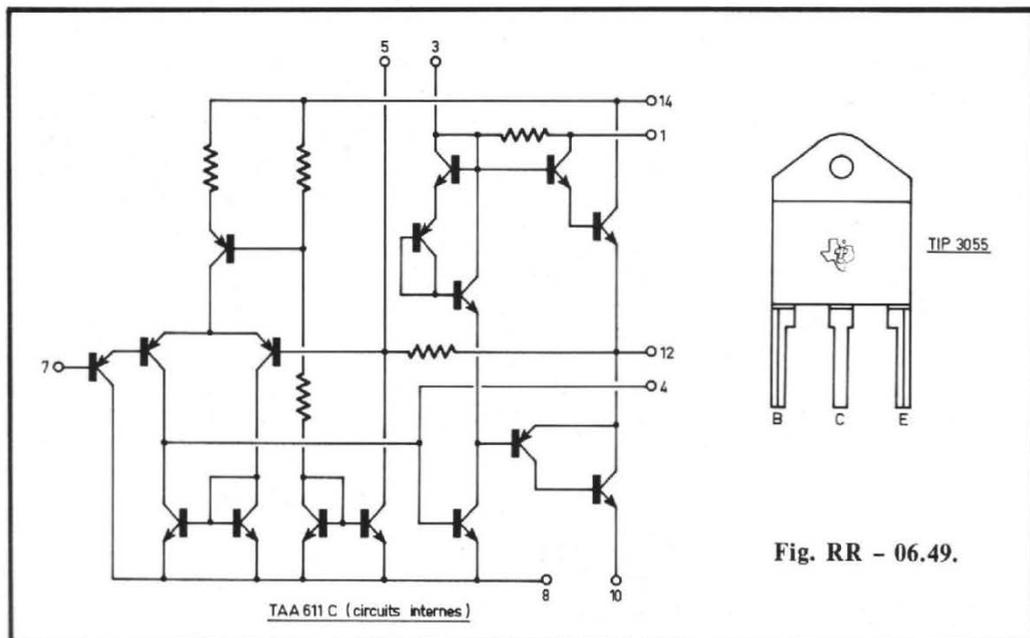


Fig. RR - 06.49.

RR — 07.03: M. Ramon AUDIBERT, 84 Entraigues, sollicite divers renseignements au sujet de l'allumage électronique vendu en kit par Eurelec et décrit dans le N° 1581 (page 88) qu'il a réalisé en plusieurs exemplaires pour différents types de véhicules.

1°) Nous pensons que les différences que vous avez constatées dans le fonctionnement ne peuvent provenir que des bobines d'allumage qui sont de types différents. Avec les allumeurs électroniques, il est toujours recommandé d'utiliser des bobines présentant un rapport élévateur élevé.

2°) Concernant les compte-tours électroniques, il est bien connu que l'utilisation d'un allumeur électronique perturbe généralement leur fonctionnement.

A l'origine, les impulsions nécessaires au fonctionnement du compte-tours sont ordinairement prélevées sur le rupteur. Après l'adjonction de l'allumeur électronique, les impulsions en ce point ne sont plus suffisantes pour un fonctionnement correct du compte-tours. Il faut alors les prélever à la sortie de l'allumeur, ou en d'autres termes, sur l'entrée de la bobine.

Veuillez également consulter notre N° 1392, page 141.

3°) Le fonctionnement qui se prolonge très légèrement après la coupure du contact est un phénomène difficile à analyser à distance, faute de pouvoir procéder à des mesures systématiques sur le montage réalisé. Peut-être s'agit-il des condensateurs C2 et C3 présentant une capacité trop importante ?

RR — 07.04: M. Robert ANDRIEUT, 34 Sète nous demande divers renseignements concernant les condensateurs.

1°) Tout condensateur est formé de deux armatures métalliques de forme quelcon-

que (selon le type de condensateur), armatures placées en regard l'une de l'autre. Entre celles-ci se trouve un isolant appelé « diélectrique » pouvant être du papier, du mica, de la céramique, de la matière plastique, de l'air, etc.

Si l'on soumet un condensateur à une source de courant continu, l'intensité dans le circuit passe brutalement de zéro à un certain maximum, puis retombe à zéro. Une certaine quantité d'électricité s'est accumulée dans le condensateur ; on dit que le condensateur est chargé. C'est la raison pour laquelle l'une des caractéristiques essentielles d'un condensateur porte le nom de **capacité**. Plus cette capacité est importante, plus la quantité d'électricité emmagasinée est grande. Cette quantité d'électricité est également proportionnelle à la tension U de la charge.

Nous avons la relation :
 $Q = C U$
dans laquelle nous avons :
Q = quantité d'électricité exprimée en coulombs ;
U = tension de charge en volts ;
C = capacité du condensateur en farads.

En résumé, un condensateur ne se laisse pas traverser par le courant continu ; lorsqu'on soumet un condensateur au courant continu, il se charge... et c'est tout. Par contre, un condensateur soumis au courant alternatif se laisse traverser par celui-ci auquel il présente une résistance apparente appelée réactance capacitive (ou capacité) X_c qui a pour valeur :

$$X_c = \frac{1}{2\pi FC}$$

Relation dans laquelle nous avons :

X_c = capacitance en ohms ;
F = fréquence en hertz du courant alternatif appliqué ;
C = capacité en farads.

2°) Il y a aussi la notion des condensateurs polarisés et des condensateurs non-polarisés. Précisons donc tout de suite que tous les condensateurs,

quels qu'ils soient, fonctionnent de la même façon. Nous l'avons dit, ils se chargent en courant continu et ils se laissent traverser par le courant alternatif. Naturellement, dans le cas du condensateur polarisé, la composante alternative doit demeurer de faible amplitude ; c'est le cas par exemple des condensateurs utilisés en BF ou en filtrage. Citons cependant le cas de certains condensateurs polarisés capables de supporter une importante composante alternative (cas des condensateurs utilisés dans les circuits redresseurs doubleurs de tension HT).

En fait, les condensateurs polarisés correspondent simplement à des procédés de fabrication différents ; on réalise les condensateurs polarisés généralement lorsqu'il s'agit d'obtenir des capacités élevées sous un faible encombrement.

Nous vous conseillons la lecture de l'ouvrage « Cours Élémentaire de Radiotechnique » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

RR — 07.05: M. Éric CHARDONNET, 71 Louhans nous demande conseil au sujet d'une commande pour éclairage électrique.

Nous sommes toujours surpris par certaines lettres de nos lecteurs où l'on voit les choses les plus simples semblant être compliquées à plaisir ! Certes, votre solution par dispositifs électroniques est possible... Mais avez-vous songé à l'alimentation (en courant continu) **nécessaire** à chacun des dispositifs ?

La solution électrique (et non pas électronique) est pourtant simple, évidente et fiable ; elle réside tout bonnement dans l'emploi de 4 télérupteurs que vous pouvez vous procurer chez un électricien (solution sûre et économique entre toutes).

Cela nous amène à vous conter une petite anecdote.

Récemment, pour une expertise-conseil, nous avons été amenés à examiner de très près deux lecteurs de cassettes :

— l'un de fabrication suisse, avec un mécanisme extrêmement compliqué et sophistiqué, avec une régulation du moteur d'entraînement assurée par un dispositif électronique complexe à circuit intégré + nombreux composants connexes + système d'asservissement, etc.

— l'autre de fabrication italienne, avec un mécanisme vraiment simple, presque enfantin, et avec une modeste régulation de la tension d'alimentation du moteur assurée uniquement par deux transistors.

Lors des mesures et des comparaisons, des points nettement plus favorables ont été attribués au second appareil dans divers domaines. Mais le pire est que sur le premier, nous avons pu mesurer un taux de pleurage assez important (puisque parfois décelable à l'oreille !), alors que sur le second le taux de pleurage était infime, pratiquement négligeable...

Ce qui prouve — s'il en était encore besoin — que ce ne sont pas forcément les dispositifs les plus complexes qui donnent les meilleurs résultats !

RR — 07.06: M. Jacques DESFONDS, 33 Bègles nous demande la correspondance de divers transistors.

Voici les correspondances demandées :

SFT 212 = AD 140.
SFT 306 = AC 126.
SFT 307 = 2N 1305.
SFT 308 = 2N 1309.
SFT 322 = AC 128.
SFT 323 = AC 132
SFT 352 = AC 126.
SFT 367 = AC 128.
SFT 377 = AC 127.
SFT 358 = AF 124.
BD 188 = BD 440 ; BD 244 A.
BD 133 = BD 233 ; BD 226 ;
BD 165 ; TIP 29.
BD 562 = BD 438.

RR — 07.07 : M. Jean-Loup CHAUVET, 54 Longwy désire connaître les fréquences actuelles utilisées par l'émetteur « Paris-Radio » diffusant des informations météorologiques d'aérodromes (autrefois 2980 kHz).

Nous vous informons que les émissions de « Paris-Radio » diffusant des informations météorologiques d'aérodromes sur les fréquences de 2980, 5575 et 11391 kHz ont été supprimées par une NOTAM du mois d'avril 1976.

Pour la région parisienne, les informations météorologiques permanentes (VOLMET) sont transmises en VHF sur la fréquence de 126 MHz.

RR — 07.08 : M. André KALMANN, 92 Le Plessis-Robinson possède deux émetteurs-récepteurs anciens fonctionnant chacun avec une pile de 1,5 V et une pile de 103 V. Notre correspondant aimerait utiliser ces appareils, mais en les alimentant à partir du secteur et nous demande ce qu'il faut faire.

Il convient de construire ce que l'on appelle une boîte d'alimentation-secteur pour appareils à piles. Ces boîtes délivrent effectivement une basse tension (de chauffage) et une haute tension anodique. Ces boîtes d'alimentation étaient assez courantes à l'époque des appareils à lampes-batterie et des descriptions ont été publiées dans les numéros suivants de notre revue : 948 (page 32), 956 (page 14) et 1018 (page 7).

Malheureusement, ces descriptions de montages remontent à plus de 20 ans et il vous sera certainement très difficile à l'heure actuelle de trouver les composants correspondants nécessaires (notamment transformateur).

RR — 07.09 : M. Robert BRESSAC, 23 La Courtine Le Trucq désire connaître les caractéristiques essentielles du circuit intégré TAA 790.

Le circuit intégré TAA 790 est un générateur d'impulsions contrôlé utilisé sur certains téléviseurs en séparation et synchronisation de lignes.

— Tension d'alimentation = 8 V.

— Fréquence = 15,6 kHz.

— Deux brochages possibles : TO 116 et MP 50.

Un tel circuit intégré ne peut pas être utilisé dans une fonction autre que celle pour laquelle il a été conçu.

RR — 07.10 : M. Roger DESERTINE, 16 Ruffec nous demande :

1°) la valeur de la capacité C5 dans la description du carillon électronique publiée dans le N° 1410, page 148 ;

2°) s'il est possible d'utiliser une antenne « Big - Wheel » (décrite dans le N° 1535) sur 27 MHz.

1°) Il y a effectivement une erreur dans la nomenclature des éléments. Le condensateur C5 doit présenter une capacité de 100 nF (ou 0,1 μ F, si vous préférez).

2°) Il est certain que l'antenne « Big-Wheel » décrite dans le N° 1535, normalement prévue pour 144 MHz, peut se calculer pour la bande 27 MHz. Cela est la théorie ; la difficulté résiderait dans sa construction pratique et l'installation sur le toit de l'immeuble. Il est en effet impensable d'espérer la réaliser comme nous l'avons proposée pour la bande 144 MHz. A notre avis, outre le mât central, il faudrait prévoir 3 autres mâts soigneusement isolés pour supporter les folioles. Une autre solution consisterait à prolonger suffisamment haut le mât central, du sommet duquel partiraient trois tirants isolants (nylon, par exemple) pour le maintien des folioles.

Un autre inconvénient est que le trafic sur 27 MHz se fait généralement avec des antennes-fouets, donc à polarisation verticale, alors que l'antenne « Big-Wheel » fonctionne en polarisation horizontale.

RR — 07.11 : M. Joseph GAURAND, 28 Dreux nous demande des conseils relatifs aux haut-parleurs et enceintes.

1°) Une membrane de haut-parleur crevée est réparable dans la mesure où la crevasse n'est pas trop importante (disons 1 cm). Il faut boucher la crevasse des deux côtés de la membrane à l'aide d'un morceau d'adhésif souple, et éventuellement renforcer le tout avec un peu de colle cellulose.

2°) On ne peut pas brancher 6 haut-parleurs dans une enceinte lorsqu'ils n'ont pas la même impédance ; cela a été dit à maintes reprises dans notre revue.

3°) Ce n'est pas une console de mixage qui opère la sélection des canaux graves - médium - aiguës, mais les filtres de voies que l'on place dans les enceintes acoustiques sur les branchements des divers haut-parleurs.

4°) Le tissu que l'on place devant les enceintes n'est pas destiné à améliorer la sonorité, mais simplement à offrir un plus bel aspect du panneau avant (sans cela, on verrait les ouvertures circulaires des haut-parleurs). Il s'agit d'un tissu dit d'ameublement à grosses mailles que l'on trouve facilement dans le commerce.

5°) Dans une installation stéréophonique, on doit placer une enceinte à chaque extrémité, à gauche et à droite, d'une même paroi ; la hauteur des enceintes doit sensiblement être au niveau de la tête des auditeurs. Ces derniers doivent se trouver autant que faire se peut, proches de l'axe perpendiculaire à cette paroi.

6°) L'excellente qualité d'une audition dépend de tous

les maillons **sans exception** de la chaîne amplificatrice depuis le pick-up (ou le tuner, ou le lecteur de cassettes) en passant par le préamplificateur-correcteur, l'amplificateur de puissance, jusqu'aux enceintes.

RR — 07.12 : M. René DUPLESSY, 29 Landerneau sollicite nos conseils pour la remise en état de son téléviseur.

Nous croyons effectivement savoir que la firme ayant fabriqué votre appareil a maintenant cessé toute activité. Ce n'est toutefois pas une raison suffisante pour que votre téléviseur soit déclaré irréparable.

Vous nous dites qu'il s'agit du transformateur « image » ; mais s'agit-il du transformateur - blocking ou du transformateur de sortie ? En tout cas, en examinant le schéma de votre appareil, il doit être possible de déterminer un type de transformateur courant, toujours fabriqué, susceptible de remplacer l'organe défectueux (peut-être moyennant quelques retouches aux réglages d'amplitude et de linéarité verticales après son montage).

RR — 07.13 : M. Jean-Claude MEUNIER, 08 Charleville Mézières sollicite notre aide pour le remplacement d'un transformateur « lignes et THT » sur un téléviseur.

La partie de schéma (jointe à votre lettre) se rapportant au montage d'origine du transformateur THT de votre téléviseur est insuffisante pour que nous puissions déterminer les points de raccordement en correspondance avec le transformateur THT universel de dépannage que vous envisagez d'employer.

Il importe donc, comme dans tous les cas de ce genre, de nous communiquer un schéma plus complet et comportant le détail de tous les circuits se raccordant au transformateur actuel défectueux.

100 watts

1680 F*

Un monstre à découvrir :
enceinte JKA
GE 100 W



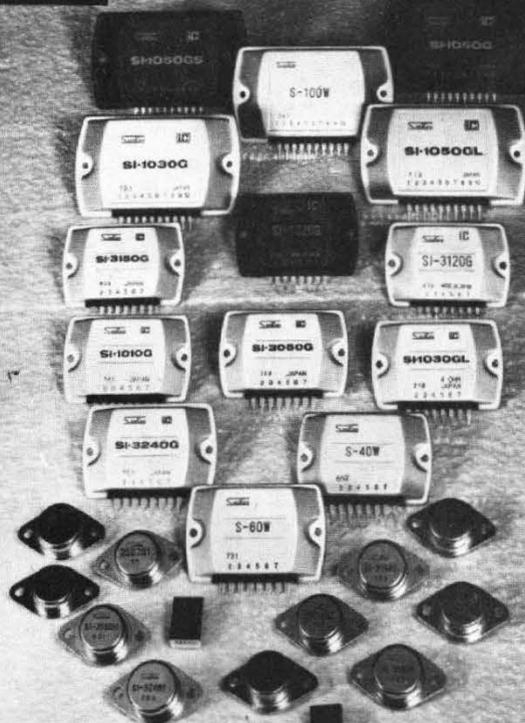
- Double pavillon exponentiel
 - B.P. 45 / 27.000 Hz
 - Tweeter piézoélectrique à pavillon
 - Compensateur réglable du diffuseur
 - Dim. : 92 x 50 x 40
- Prix promotionnel limité 100 paires.

allison

4, rue Rochambeau - Square Montholon
75009 Paris - Tél. : 878.44.24.

Sanken

la famille s'agrandit...



- AMPLIS : de 10 W. à nx100 W RMS
- REGULATEURS : de 5 V. à 40 V. 1, 2, 3, 4 A.
- AFFICHEURS TRANSISTORS DE PUISSANCE au Silicium

Documentation **tradelec**

12, rue St-Merri, 75004 PARIS
Tél. : 887.40.90 — 272.03.87

**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 INTEGRÉS. PUISSANCE 25 W. TENSIONS 220/240 V. OU 110 V. EN VENTE CHEZ LES GROSSISTES ET LES REVENDEURS.



ANTEX

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

dtp

Boîtes de Circuit Connexion n-DeC

sans soudeur

Pas : 2,54 mm
Montage instantané des composants
et tous circuits intégrés.

Pour bureaux d'études amateurs.

**Agréé par le ministère
de l'éducation.**

Les boîtes de Circuit Connexion n-DeC
sont les seules au monde à :

- pouvoir admettre des fils de Ø 1 mm.
- avoir des pinces de contact de 9,5 mm de long.

Grande souplesse, la limite élastique n'est jamais dépassée.
Des contacts en Micral : le contact est excellent pendant 100.000 insertions. Pas de revêtement qui s'use.
Boîtier en nylon silicium : isolation faible capacité.

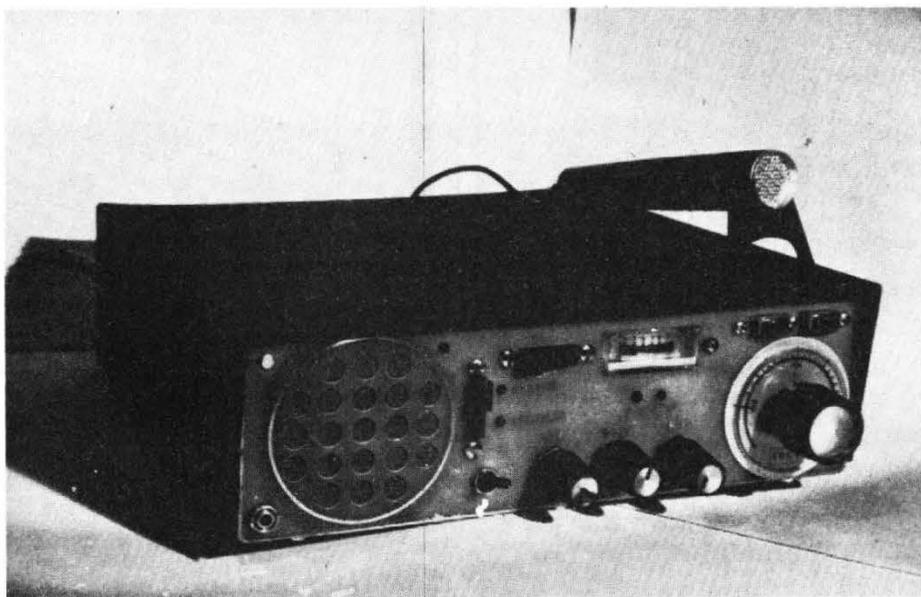
Prix : n-DeC 840 contacts **F 165 TTC franco**
en kit **F 137 TTC franco**

Autres modèles sur documentation

Chez votre revendeur habituel

DOCUMENTATION ET VENTE DIRECTE
SIEBER SCIENTIFIC Tél. 575.03.87
07190 SAINT-SAUVEUR-DE-MONTAGUT
ou 25, rue Violet - 75015 PARIS

Un émetteur 145 MHz



LE TRANS - CV

MODULES RÉCEPTION

(Suite voir N° 1610)

NOUS avons conservé pour la fin, la description de ces modules, que beaucoup de lecteurs possèdent déjà, ou connaissent. Ils trouveront ici quelques petites modifications ou variantes.

**CONVERTISSEUR
145 MHz « M. 145 »
(fig. 14, 15 et 16)**

Ce convertisseur miniature, sans toutefois être « trop petit » permet des performan-

ces honnêtes. Il comporte un étage HF et un mélangeur, tous deux équipés de transistors à effet de champ (T.E.C.) double-portes. Pour donner une idée de la sensibilité, disons simplement que le seuil de réception, la plus petite porteuse que l'on peu percevoir dans le souffle, BFO en service, (et la retrouver après avoir changé sa fréquence) est de l'ordre de 1/50 de microvolt.

(Le convertisseur à lignes que nous nous proposons de décrire ultérieurement est plus sensible : un centième de

microvolt, dans les mêmes conditions. Le convertisseur à lignes peut être utilisé dans le présent ensemble.)

L'oscillateur local pour le changement de fréquence comporte un oscillateur quartz 38,666 MHz suivi d'un étage oscillateur, son fonctionnement est sûr. Nous voyons, sur le schéma, en pointillé, une résistance R.A. (résistance d'amortissement). Cette résistance, d'une valeur comprise entre 82 et 220 Ω , ne sera montée que si, au cours des réglages, on constate l'appari-

tion d'auto-oscillations en tournant le noyau de L06. Commencer par 220 Ω . Il ne faut pas monter systématiquement cette résistance, car, sur certains exemplaires, cela empêcherait le quartz d'osciller. Le quartz peut être en boîtier HC/25, soudé verticalement, ou HC/6 U couché à plat sur la platine. Dans ce cas, utiliser deux contacts prélevés sur un support de lampe miniature ou noval et dont le côté connexion sera taillé en pointe pour traverser le circuit imprimé. Le couplage de

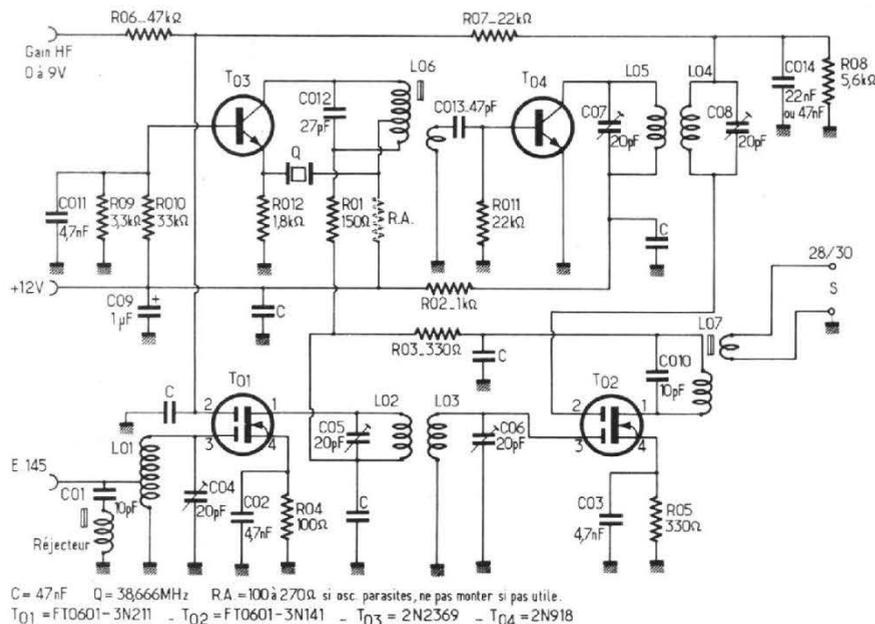


Fig. 14

l'oscillateur à T04, à basse impédance se fait à travers un condensateur. La base de T04 étant reliée à la masse par une résistance de valeur élevée, de manière à sur-polariser la base, ce qui diminue l'angle de passage du signal, et favorise la multiplication de fréquence. Nous avons pendant longtemps utilisé ce montage en quintupleur, avec un oscillateur quartz 23,200 MHz, utilisant même des quartz surplus FT 243 de 7 725 ou 7 740 kHz. Le « fin du fin » était de retailer un 7 725 pour l'approcher le plus possible de 7 733,33... !

Cela fonctionnait aussi très bien.

Le transistor T04 est couplé à T02 par un filtre à deux circuits accordés. De cette façon le signal 116 MHz est plus pur.

L'étage d'entrée T01 est couplé au mélangeur par un filtre à deux circuits accordés. Ici aussi, c'est une question de sélectivité.

Par mesure de sécurité nous avons prévu, à l'entrée, un circuit réjecteur accordé sur la fréquence-image de réception, soit vers $116 - 29 = 87$ MHz pour le milieu de bande, pour le cas où il y aurait perturbation de ce côté. On peut ne pas monter ce circuit.

Les circuits L04 et L05 sont accordés sur 116 MHz. On fera très attention, lors des réglages, de ne pas ouvrir les condensateurs ajustables à plus de mi-course. Au-delà, on peut accorder ces circuits sur 145 MHz. Il en résulterait une auto-oscillation violente, capable de détruire T02. Les bobines L04 et L05 seront écartés le plus possible l'un de l'autre.

La sortie du mélangeur, L07, est accordée sur 29 MHz. Au montage, on fera attention de relier au transistor T02, l'extrémité du bobinage opposée aux spires de couplage de sortie. Ces spires de couplage doivent être du « côté froid » du bobinage. Le noyau également, doit être de ce côté. Si on intervient les sorties de l'enroulement accordé, il est impossible de trouver l'accord et le rendement est mauvais.

Le circuit de polarisation des G2, soit environ 0,6 V, pour T02 et 3 volts pour T01, aboutit à une cosse « Gain HF ». A ce point, la tension ne doit pas dépasser 9 volts. Pour une commande manuelle de gain HF cette prise sera reliée au curseur d'un potentiomètre dont une extrémité est à la masse, et l'autre extrémité,

reliée à + 12 V par une résistance de 10 kΩ. Pour une commande automatique doublée de la commande manuelle, le potentiomètre sera relié directement à la sortie CAG/HF de l'ampli FI. décrit un peu plus loin.

Si on aligne le module avant montage dans l'ensemble, la prise « gain HF » sera reliée à + 12 V par une résistance de 27 kΩ.

Enfin, si on ne désire pas monter la commande manuelle, la prise « gain HF » sera reliée directement à la sortie CAG/HF de l'ampli FI.

Notons cependant que la commande manuelle n'est pas inutile.

On remarquera que nous avons fait agir la commande de gain sur l'étage mélangeur. Cela en augmente l'efficacité, sans perturber le changement de fréquence.

Nous voyons fig. 15, la disposition des éléments sur le circuit imprimé. La fig. 16 nous montre le circuit imprimé, grandeur nature, mais ici, jumelé avec le circuit du P. 28 déjà décrit, et celui d'un régulateur 9 volts dont nous parlerons plus loin. Ce circuit peut être partagé en trois parties, en suivant les pointillés. C'est ce que nous avons fait lors de cette première réalisation.

En T01, on mettra ce que l'on trouvera de meilleur : 3 N 211, FT 0601 3 N 140 - les résultats se valent... les prix changent !

En T02, on peut mettre un transistor du même type ; il est préférable d'utiliser un type « mixer », tel le 3 N 141.

En T03, un 2 N 2 369 donne des bons résultats. Les 2 N 918 ont tendance à sur-osciller. Par contre, en T04, un 2 N 918 est excellent.

Pour un bon rendement du mélangeur, il faut lui appliquer sur G2 une tension HF (116 MHz) comprise entre 1,5 et 2,5 V. Avec le présent montage nous obtenons facilement cette tension.

BOBINAGES (voir fig. 17)

L01 à L05 : 5 spires en l'air, diamètre int. 4 mm ; fil émail ou argenté 6/10 ou 8/10 ; L01 est placé verticalement, prise à 1 spire.

L06 : 14 sp., prise à 1 sp., sur mandrin 4 mm, fil 3/10 soie ; couplage : 5 sp. par-dessus L06, côté froid.

L07 : 30 sp. sur mandrin 4 mm, fil 15/100 soie ; couplage sortie : 6 sp. par-dessus Lp7, côté froid.

Rejecteur : 8 sp. jointes, fil 3/10 soie sur mandrin 4 mm.

L'alignement est simple : après avoir fait démarrer le quartz, par L06, régler L04 et L05 sur 116 MHz. Un Grid.dip couplé légèrement à L05 accuse un maximum lors de l'accord et une baisse lorsque, sans le déplacer, on aligne L04. Ceci est dû à l'absorption de L04. En même temps, le débit de T02 augmente légèrement.

Ensuite, en injectant un signal 145 MHz à l'entrée, mesurer à la sortie 28/30 MHz. La sonde de la fig. 13 convient. Aligner tous les circuits y compris L07 pour une lecture maximale. Si le signal 145 MHz est volubé, connecter un oscilloscope sur

la sonde de sortie, pour avoir la courbe de réponse. Retoucher éventuellement l'accord de L04 et L05.

En rapprochant ou éloignant L02 de L03, on élargit ou rétrécit la largeur de la courbe.

Ce module peut fonctionner sous 9 volts :

R02 : 330 Ω au lieu de 1 kΩ
R012 : 1 kΩ au lieu de 1,8 kΩ

La consommation est de 12 à 15 mA.

**PLATINE FI 1 610 kHz
ET BF
(fig. 17, 18, 19)**

Il est coutume de faire les amplificateurs FI sur 455 kHz.

Cela oblige, pour la réception de la gamme 28-30 MHz en particulier, un double changement de fréquence. En effet, la fréquence-image de réception tombe dans la gamme recue. Par exemple :

$$28 + (2 \times 0,455) = 28,910 \text{ MHz}$$

ou encore :

$$30 - (2 \times 0,455) = 29,090 \text{ MHz}$$

ce qui veut dire qu'une station puissante sera reçue en deux points du cadran, distants de 910 kHz.

Faisons précéder le récepteur 28-30 MHz d'un convertisseur VHF: le défaut se retrouve en VHF.

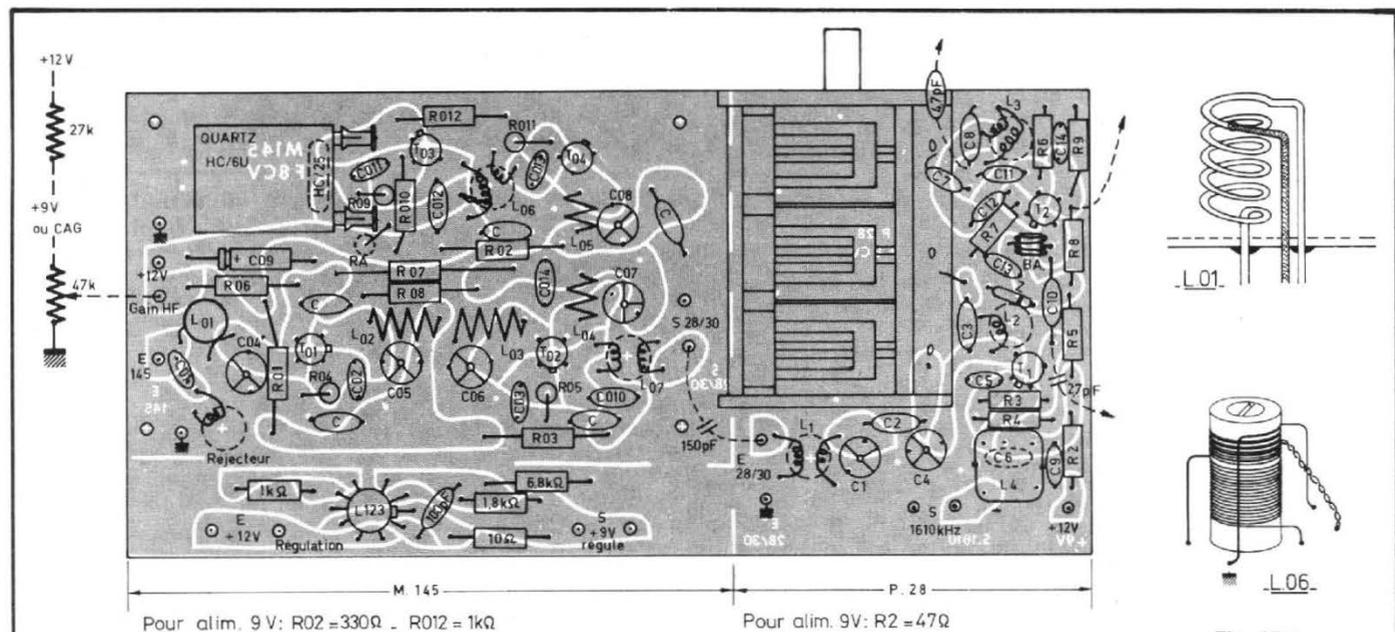
Un ampli FI sur 1 600 ou 1 700 kHz élimine cet inconvénient; la fréquence-image tombe à plus de 3 MHz et il faudrait des circuits HF de bien mauvaise qualité pour retrouver le phénomène expliqué plus haut: Le seul risque avec une fréquence intermédiaire élevée est le manque de sélectivité. Or l'expérience a prouvé qu'en augmentant le nombre de circuits accordés, on fait au

moins aussi bien qu'en 455 kHz. Seul regret: il n'existe pas, à notre connaissance, de filtres à quartz ou céramique pour ces fréquences.

La fréquence d'accord n'est pas critique. Nous avons choisi 1 610 kHz parce que, sur 1 600, existe une station de radiodiffusion qui, le soir, arrive puissante et risque de produire des interférences.

Nous avons donc choisi 10 kHz plus haut.

Cette platine FI comporte trois étages amplificateurs, peu couplés afin de ne pas amortir les circuits accordés. A l'étage d'entrée est associé un transistor T 1, monté en oscil-



Pour alim. 9 V: R02 = 330 Ω - R012 = 1kΩ

Pour alim. 9V: R2 = 47Ω

Fig. 15 a

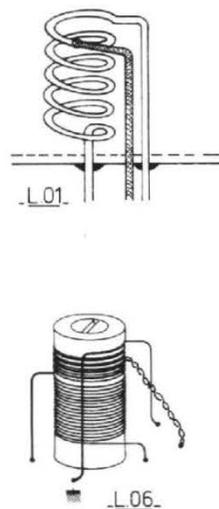


Fig. 15 b

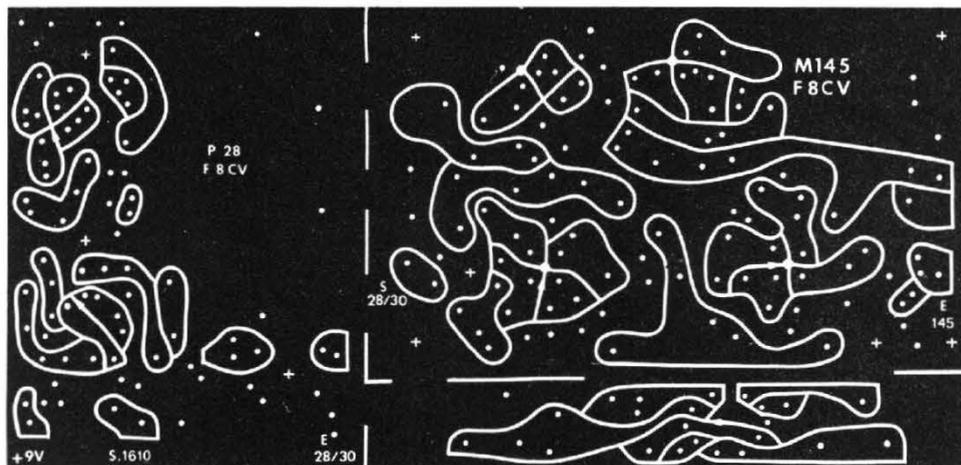
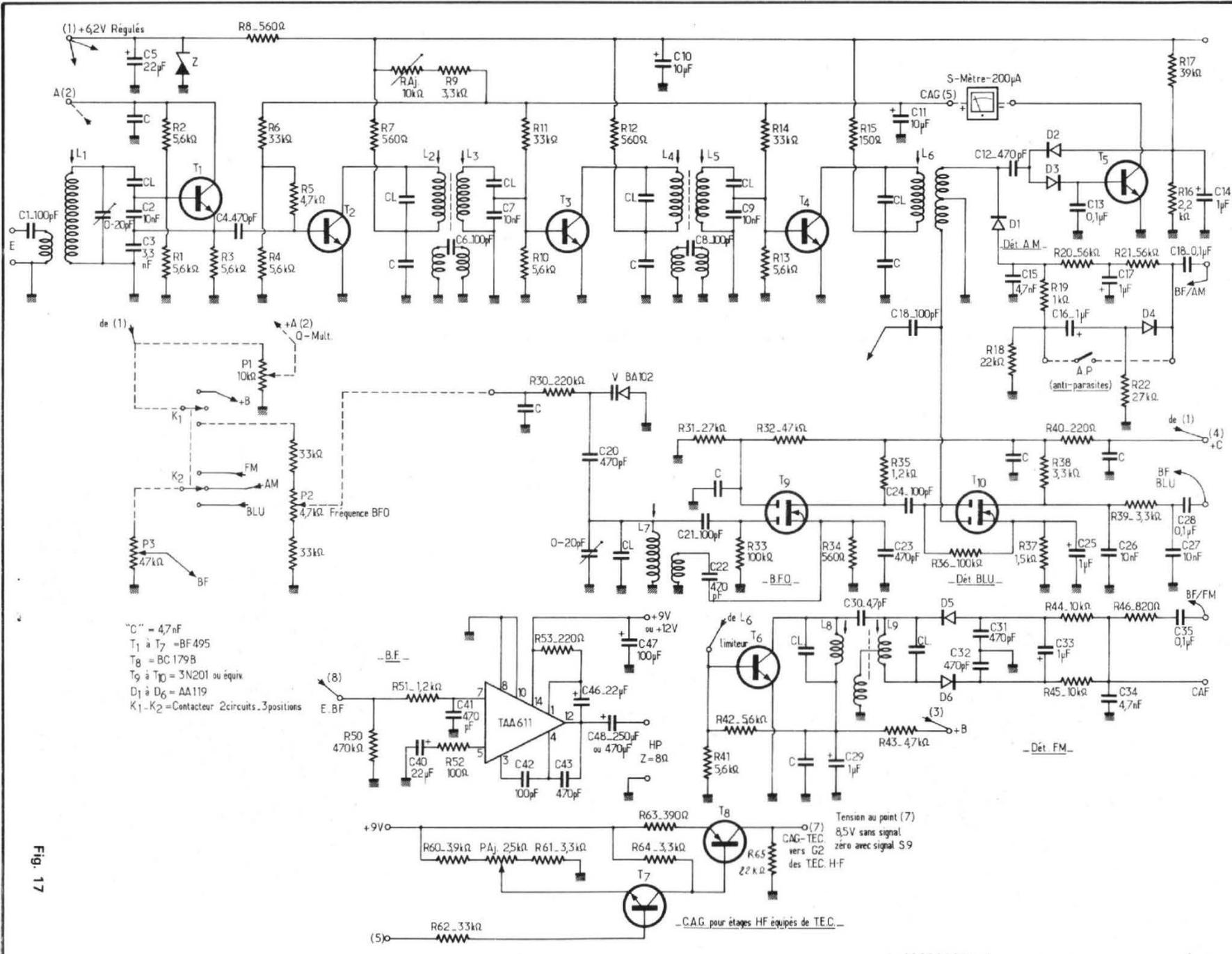
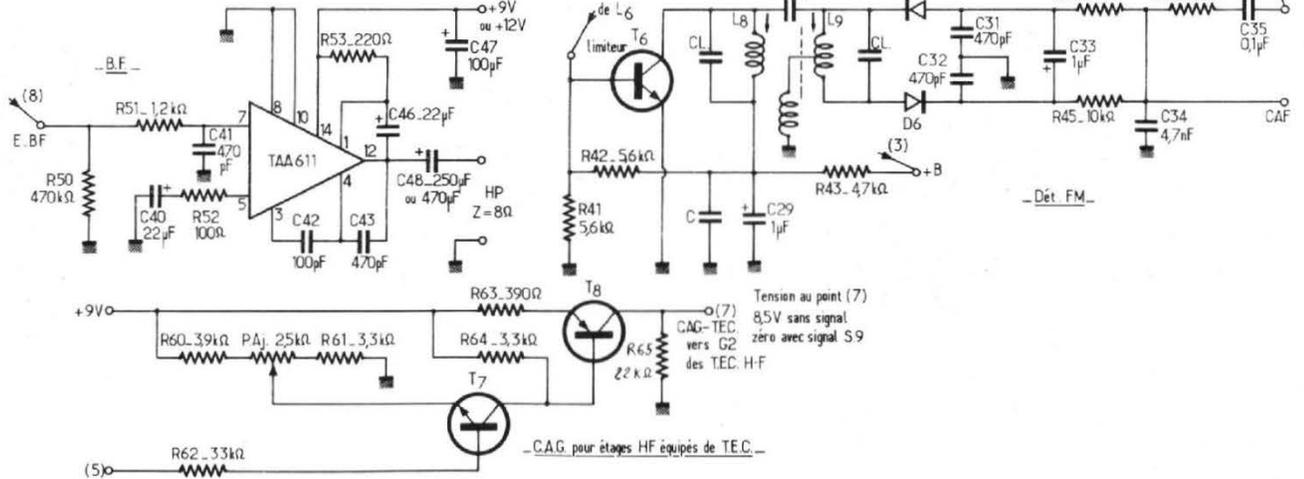


Fig. 16



- "C" = 4,7nF
- T₁ à T₇ = BF495
- T₈ = BC179B
- T₉ à T₁₀ = 3N201 ou equiv.
- D₁ à D₆ = AA119
- K₁ - K₂ = Contacteur 2circuits_3positions



Tension au point (7)
8,5V sans signal
zéro avec signal S9

-CAG pour étages HF équipés de TEC-

Fig. 17

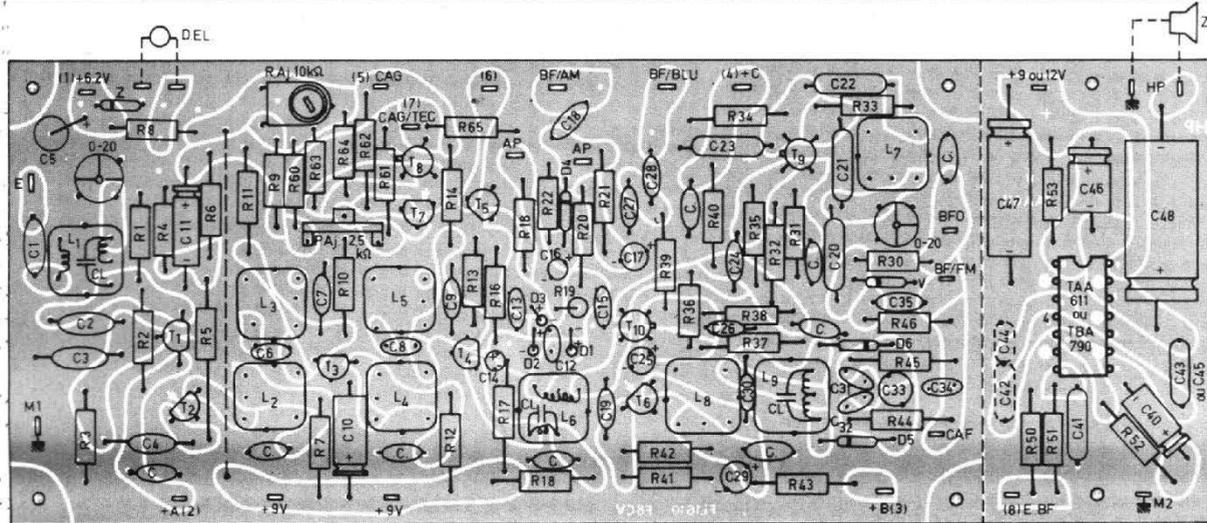


Fig. 18 a

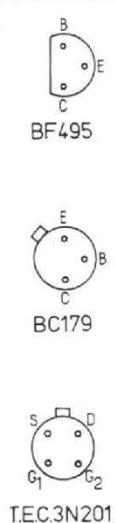


Fig. 18 b

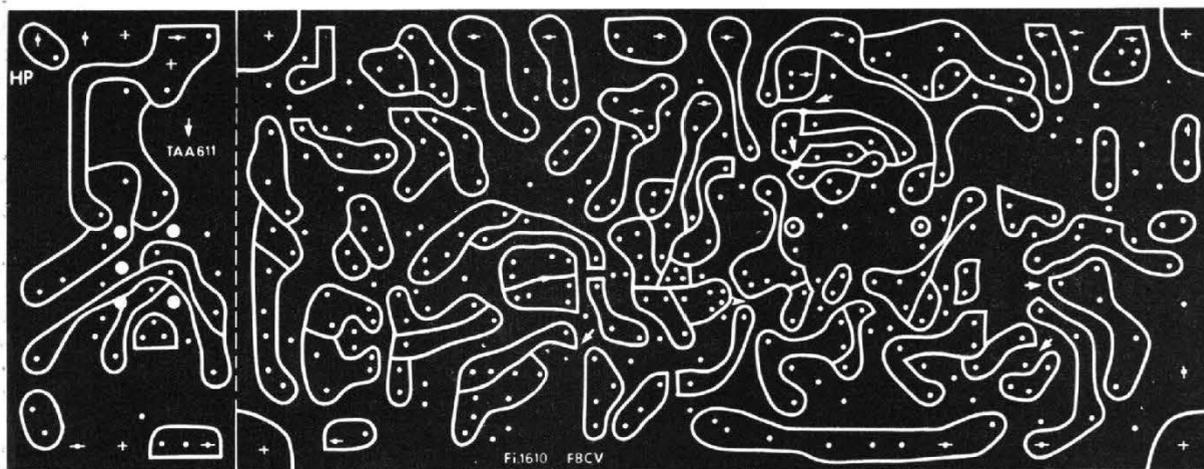


Fig. 19

lateur, mais dont la tension d'alimentation est réglable à partir de zéro. A mesure que la tension augmente, une réaction (résistance négative) apparaît, qui désamortit le circuit d'entrée. Le résultat est une augmentation de la sélectivité. Accessoirement, l'amplification augmente aussi. Ce phénomène augmente progressivement avec la tension d'alimentation jusqu'à l'entrée en oscillation de T 1 bloquant toute réception. Mais l'instant avant l'entrée en oscillation, la sélectivité est très grande, comparable à celle d'un filtre à quartz.

Ce genre de montage porte le nom américain de Q-Multiplier.

T 2 est couplé à T 3 par un

transfo à deux circuits accordés. En fait, ce sont des transfos simples couplés entre eux par les sorties à basse impédance. La valeur de C 6 détermine le taux de couplage. La base de T 3 est attaquée par un pont capacitif : CL, de 470 pF inclus dans le blindage de L 3, et C 7 de 10 nF. C 7 doit être d'excellente qualité (- éviter les condensateurs « pastilles céramiques » dits de découplage -).

T 3 est relié à T 4 de la même manière.

L 6 comporte deux secondaires : l'un à basse impédance pour les détections FM et BLU, et l'autre, plus important pour la détection d'amplitude (AM).

La détection AM se fait de façon habituelle, par une diode, D 1.

La diode D 4 assure une action anti-parasites énergétique. Un interrupteur permet de court-circuiter cet anti-parasites.

Les diodes D 2 et D 3 montées en coupleur de tension, commandent T 5, ampli de gain (commande automatique de gain). Les résistances R 16 et R 17 polarisent la base de T 5 : le S-Mètre va dévier et la tension en (5) va diminuer. Ce point (5) alimentant les points de base de T 2, T 3 et T 4, l'amplification va également diminuer.

La tension en (5) commande le duo T 7/T 8, si bien que la tension en (7), de quelque 8,5 V au repos va diminuer rapidement jusqu'à zéro. Cette tension servira à alimenter les G 2 des transistors du conver-

tisseur 145 MHz. On peut retarder l'action de ce circuit par le potentiomètre ajustable de 2,5 k Ω .

Le secondaire basse impédance de L 6 est relié en permanence à G 1 de T 10, détecteur BLU. G 2 du même transistor reçoit la tension HF de l'oscillateur local BFO. Cet oscillateur utilise un transfo FI du même type que les précédents (sauf L 6).

Le transistor oscillateur est un Double-portes. La tension HF est prélevée sur le drain chargé par une résistance de 1,2 k Ω .

La fréquence d'oscillation peut varier de quelques kHz, en plus ou en moins, par la manœuvre de P 2, déterminant la polarisation de la diode varicap « V » associée à l'oscillateur. Une BA 102 convient.

L'oscillateur est alimenté en permanence, de manière à éviter une légère dérive de l'oscillateur chaque fois qu'on passe en position BLU (ou CW). On se contente de couper la tension alimentant P 2. La diode varicap n'étant plus polarisée, sa capacité augmente, entraînant la fréquence du BFO hors de la bande passante FI.

Le même secondaire de L 6 alimente également, à travers C 19, la base de T 6 monté en limiteur. La détection FM se fait par un détecteur de rapport montage anti-parasites par sa conception même.

Le transfo de liaison utilise au primaire, L 8, un transfo du même type que les précédents, mais le secondaire, comme tout discriminateur, ne comporte qu'un seul enroulement à prise médiane, aussi symétrique que possible. Le condensateur C 33, de $1 \mu F$, augmente l'effet anti-parasites du montage. Sa présence n'est pas indispensable. En particulier, si l'alignement doit se faire au wobulateur, il ne faut poser C 33 qu'après alignement, sa présence apporte une constante de temps qui déforme la courbe apparente.

La figure 21 montre comment avoir un voyant lumineux sans consommation de courant supplémentaire. Le circuit imprimé permet ce montage. Bien entendu, cette disposition n'a d'intérêt que dans le cas d'alimentation sur piles.

L'alignement de cet ampli est extrêmement simple : Un générateur 1 610 kHz est connecté à l'entrée, tous les circuits (AM) s'accordent au

maximum de déviation du S-Mètre. Diminuer la tension HF appliquée à l'entrée au fur et à mesure de l'alignement, de manière que l'aiguille du S-Mètre ne dépasse jamais $1/3$ ou $1/2$ de sa course.

Vérifier que le Q-Multiplier fonctionne : L'amplification augmente avec la tension en A (2) jusqu'au point d'oscillation. A ce moment-là, le S-Mètre doit aller à fond, mais sans butter violemment. Le gain de l'ampli se règle par la résistance ajustable de $10 k\Omega$. La consommation de l'ampli est de 12 à 15 mA.

En position BLU, P 2 étant à mi-course, régler le noyau de L 7 pour le « battement nul ». En tournant le noyau, on entendra un sifflement aigu qui, devenant de plus en plus grave, semble s'arrêter, puis réapparaît de plus en plus aigu. Le point de réglage se situe là où le sifflement semble s'annuler. En tournant P 2, à droite comme à gauche, le sifflement doit apparaître.

Pour l'alignement FM, il faut connecter un voltmètre à la broche CAF. En tournant le noyau de L 9, on trouvera une déviation de l'aiguille de l'appareil de mesure. En continuant de tourner, l'aiguille passe par un maximum, puis redescend très vite pour indiquer ensuite une tension négative. On laissera provisoirement le noyau à un endroit proche du point où la tension s'inverse, mais pas exactement pour avoir une déviation visible du voltmètre. Par L 8, chercher à augmenter l'indication du voltmètre. Reprenant L 9,

ramener l'aiguille de voltmètre à zéro, juste au point d'inversion.

Nous ne parlons pas de l'alignement au wobulateur et oscilloscope. Les heureux possesseurs de ce matériel savent s'en servir et nous pardonneront certaines longueurs dans les détails... il y a des débutants..!

Les transistors T 1 à T 7 sont des BF 495. Tout bon transistor silicium peut convenir. Eviter toutefois les modèles ayant un gain élevé. T 8 est un PNP, silicium, BC 179 ou équivalent.

T 9 et T 10 sont des 3N 201.

Les diodes sont des AA 119 (germanium).

Les lecteurs qui désirent fabriquer eux-mêmes les bobinages FI, peuvent le faire en enroulant quelque trente spires de fil 20/100 sur le moyeu d'un pot ferrite (Néocid, par exemple) On ajustera le nombre de spires pour que l'accord sur 1 610 kHz soit obtenu à mi-course du noyau. Le condensateur sera de 470 pF. L'enroulement basse impédance comporte 4 spires. Le 2^e secondaire de L 6 comporte 15 spires. Pour L 9, on bobinera « deux fils en main », 15 spires. La prise médiane sera constituée en reliant l'entrée de l'un des fils à la sortie de l'autre. Teinter l'un des fils est bien pratique.

L'ampli BF est groupé sur une extrémité du circuit imprimé. Son circuit est entièrement autonome et peut être séparé de l'ampli FI si les nécessités « mécaniques »

l'exigent pour certaines réalisations. Cet ampli BF utilise un circuit intégré TAA 611 ou TAA 611 C.

Le circuit imprimé permet également d'utiliser un TBA 790.

Avec le TAA 611, il faut couper le témoin de circuit imprimé sous C 42, et qui le court-circuite. Avec le TBA 790, il faut laisser ce témoin, mais isoler ou couper la broche 4 du circuit intégré. (schéma fig. 20). Le plan Fig. 18 montre, en pointillé, l'emplacement des condensateurs, dans les deux cas.

L'impédance du haut parleur à utiliser sera, dans tous les cas, de 8Ω . On peut, surtout si on alimente sur piles, utiliser un HP de 15Ω , cela limite les crêtes de puissance, ne pas utiliser de HP de moins de 8Ω , si un HP auxiliaire est utilisé, prévoir son branchement par un jack à coupure. On peut impunément déconnecter le HP. Par contre, un court-circuit accidentel du HP peut détruire le circuit intégré.

Cet ampli fonctionne indifféremment sous 9 ou 12 volts.

En cas d'avarie de fonctionnement, vérifier que la tension sur la broche 12 est sensiblement 50 % de la tension d'alimentation.

Si la BF peut fonctionner sous 12 V, il n'en est pas de même pour l'ampli FI. En effet, sous cette tension, l'amplification est trop grande, il faut réduire presque à zéro le débit des transistors.

Dans ces conditions, il n'y a plus de CAG efficace, le résultat est mauvais. Il faut, dans le

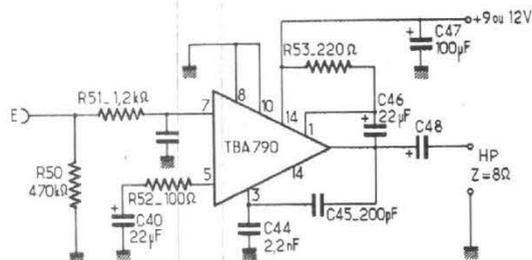


Fig. 20

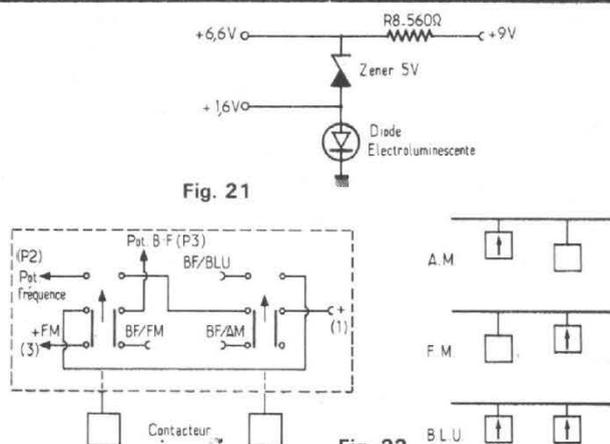


Fig. 21

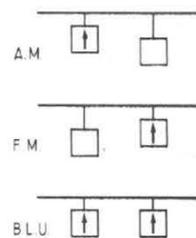
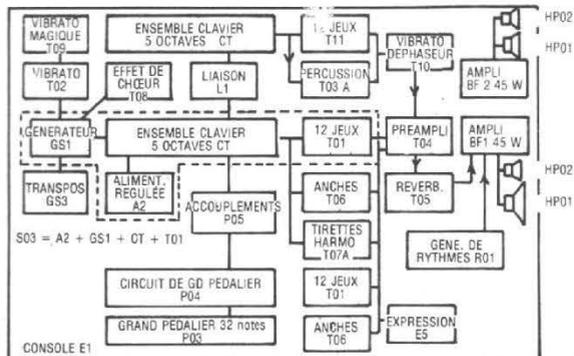
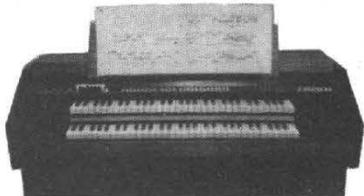


Fig. 22

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,
circuit intégré 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 :

H.P. 15 SEPT. 77

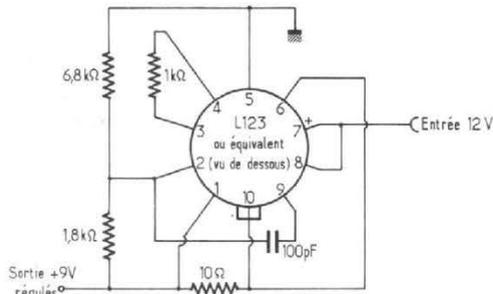


Fig. 23

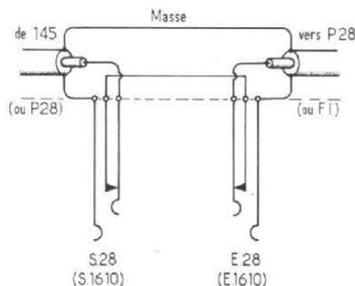


Fig. 24

cas d'alimentation générale 12 V, ramener à 9 V la tension pour l'ampli FI. Le petit circuit de la figure 23 est parfait pour cet usage, et se monte sur le circuit imprimé accompagnant celui du convertisseur M 145, de la fig. 15.

Dans le cas d'un récepteur alimenté sur piles, il faut alimenter la BF par une pile séparée pour éviter tout accrochage dès qu'on demande un peu de puissance BF.

La figure 22 montre le branchement d'un contacteur miniature à 2 touches. Les liaisons BF entre le circuit FI 1 610 et le contacteur ne demandent pas à être blindées, éviter les longueurs inutiles.

La masse de P 3 (BF) doit être prise en M 2, sur le circuit imprimé BF.

Si une alimentation secteur est incluse, comme le montre la photo d'ensemble, il faut orienter la platine FI 1 610 de manière que L 7 se trouve le plus loin possible du transfo d'alimentation. En effet, les bobinages à noyau ou à pot ferrite sont sensibles aux champs magnétiques extérieurs. (Les blindages en cuivre ou en alu, n'arrêtent pas le champ magnétique). Le résultat serait une modulation à

50 Hz de l'onde du BFO... sans commentaire.

On remarquera que les quatre points de fixation de la platine FI sont isolés. La platine n'est à la masse que par la partie BF. Câbler le HP avec deux fils. Si la BF est séparée, la platine FI sera mise à la masse en un seul point : M 1 (fig. 18).

Les liaisons HF entre M 145 et P 28, de même qu'entre P 28 et FI sont faites en câble coaxial. Utiliser du câble 3 mm, c'est plus facile que le gros câble.

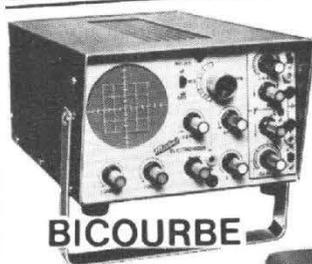
Dans le montage du présent transceiver, si on monte la commande de dérive (RIT), on remarquera P 2 (BFO) par deux résistances de 33kΩ. Le réglage fin de la tonalité, en BLU, se fera par le RIT.

Lors du câblage, on pourra, si on le désire, intercaler des jacks miniatures dans les liaisons M 145/P 28 et aussi entre P 28 et FI. La figure 24 montre comment connecter ces jacks. Cela permettra, ultérieurement, toutes adjonctions ou substitutions. En particulier, on pourra brancher un convertisseur 432 MHz en E. 28, ou encore une antenne pour l'écoute de la bande 28-30 MHz.

F 8 CV

nouvelle promo BF.

QUANTITE LIMITEE



BICOURBE

OSCILLOSCOPE

- Bande passante 2 X - 0 à 4 MHz
- Sensibilité 50 mV
- Base de temps DECLENCHEE 500 ms à 100 μs

Prix en Kit **1185 F ttc**



L'ENSEMBLE 1275F ttc
A CREDIT : Comptant 264 F

GENERATEUR

- 10 Hz à 1 MHz
- Signaux sinusoïdaux ou carrés 8 VCC

Prix en kit **390 F ttc**

exceptionnel!

Mobel

35, rue d'Alsace
75010 PARIS
Tél. 607.88.25

BON A DECOUPER
Veuillez m'adresser votre documentation gratuite ou catalogue complet 3,00 F mesure et composant 5,00 F

Nom :
Adresse :

HP

le dispositif est détruit. Pour améliorer la tenue au second claquage, donc à sa désadaptation de la sortie de l'amplificateur, les transistors de puissance HF sont des transistors multi-émetteurs, c'est-à-dire qu'ils n'ont pas un seul émetteur comme les autres transistors mais plusieurs qui sont reliés ensemble par l'intermédiaire de fils résistants. L'ensemble est alors équivalent à plusieurs transistors montés en parallèle avec résistance d'équilibrage dans les émetteurs (fig 4).

Lorsqu'un transistor de puissance HF est amené à fonctionner sur une charge fortement désadaptée, il n'est pas toujours détruit, mais bien souvent ses performances sont dégradées et il risque d'être détruit à la moindre surcharge.

C'est pourquoi, il est important de prévoir un système de protection pour l'étage final de l'appareil. Il existe plusieurs méthodes de protection mais une seule nous semble vraiment efficace. Les lecteurs intéressés par ce sujet pourront se reporter aux références bibliographiques mentionnées en annexe.

Le principe de la méthode de protection consiste à mesurer en permanence la puissance réfléchie ou le TOS à la sortie

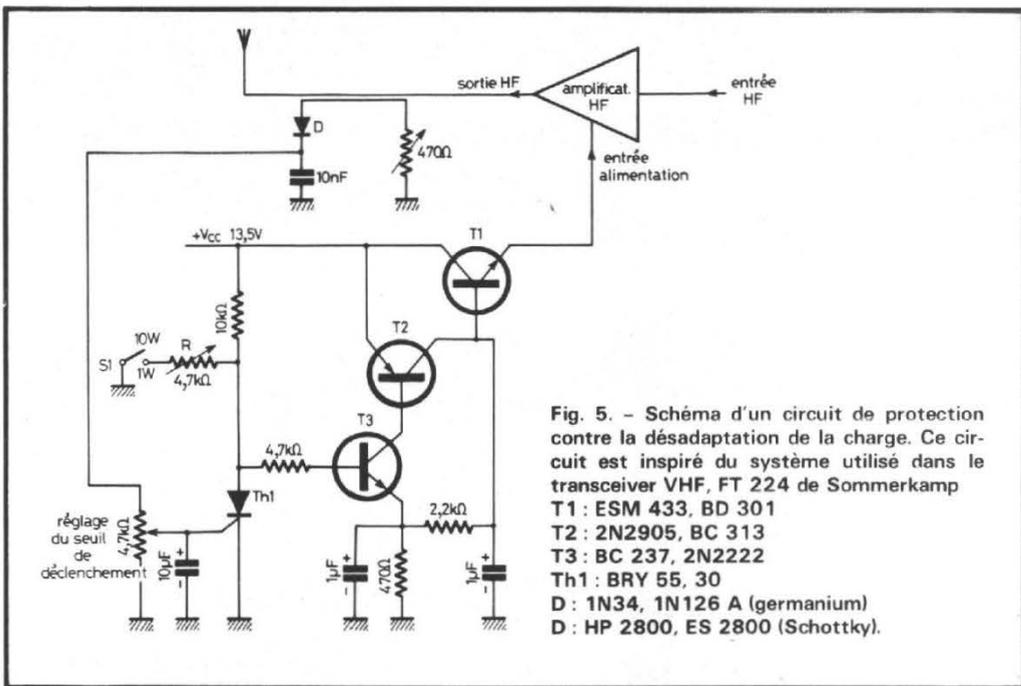


Fig. 5. - Schéma d'un circuit de protection contre la désadaptation de la charge. Ce circuit est inspiré du système utilisé dans le transceiver VHF, FT 224 de Sommerkamp
T1 : ESM 433, BD 301
T2 : 2N2905, BC 313
T3 : BC 237, 2N2222
Th1 : BRY 55, 30
D : 1N34, 1N126 A (germanium)
D : HP 2800, ES 2800 (Schottky).

de l'amplificateur de puissance et, en cas de dépassement d'une certaine valeur, à réagir au niveau des étages drivers, pour réduire ou couper l'excitation de l'étage final.

La figure 5 montre le schéma du circuit de protection monté dans le transceiver VHF, FT 224 de SOMMERKAMP. Les semi-conducteurs utilisés sont d'origine japonaise et introuvables en France. Nous les avons donc rempla-

cés par des équivalents européens. Entre la sortie de l'amplificateur et l'antenne une petite ligne de mesure permet d'obtenir une tension proportionnelle aux TOS existants dans le câble (même principe que les TOS mètres bien connus, genre SWR 100 ou autres).

Cette tension est envoyée par l'intermédiaire d'un potentiomètre sur la gâchette du petit thyristor Th 1.

- Si le TOS augmente, la tension gâchette cathode du thyristor augmente aussi et dès qu'elle atteint 0,6 V celui-ci s'amorce, bloquant le transistor T 3 et les transistors T 1 et T 2 montés en pseudo-Darlington.

L'alimentation de l'étage final est coupée et le transistor HF est protégé. Pour réamorcer le circuit, il est nécessaire de couper l'alimentation quelques instants.

En fonctionnement normal, le transistor T 3 est saturé et la chute de tension collecteur-émetteur de T 1 est faible : la puissance de sortie de l'amplificateur est maximale.

Si l'on ferme l'interrupteur S 1, une partie du courant base de T 3 est dérivée par la résistance R et il se désature. La chute de tension dans T 1 est alors plus élevée. L'amplificateur est alimenté sous plus fai-

ble tension et sa puissance de sortie est réduite. En réglant la valeur de la résistance R, on peut ajuster la puissance de sortie à la valeur désirée.

CONCLUSION

Ces quelques lignes ne prétendent pas faire le tour des systèmes de protection des équipements de radiocommunication, mais nous espérons seulement avoir montré que par des circuits simples on peut déjouer la fatalité et améliorer ainsi la fiabilité de la station.

A partir des méthodes exposées, libre cours est donné à l'imagination de chacun pour inventer d'autres circuits encore plus efficaces.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Cahiers techniques Sescossem n° 1
- Solid state power circuit - RCA.
- Instruction manual FT 224, Sommerkamp.
- Stop burnout in RF power amplifiers, Electronic Design 4.01.75.
- Les diodes de protection. Catalogue DRT, Sescossem 1976.

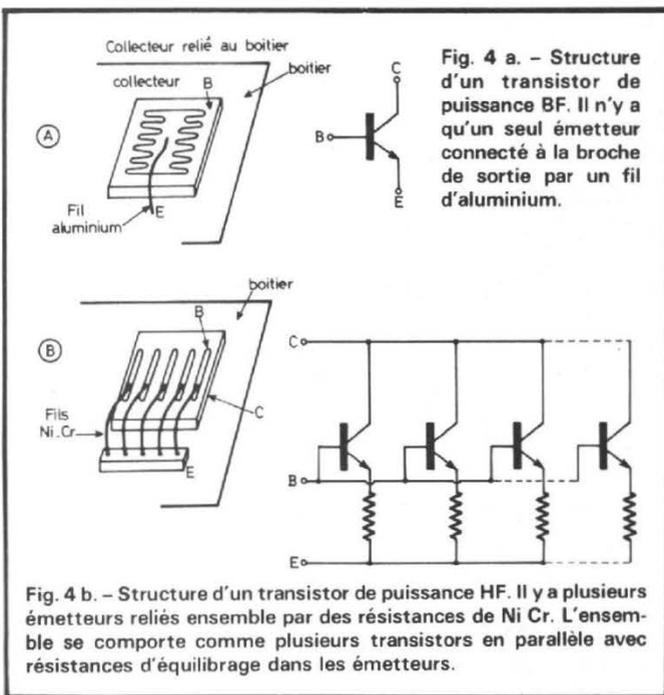


Fig. 4 a. - Structure d'un transistor de puissance BF. Il n'y a qu'un seul émetteur connecté à la broche de sortie par un fil d'aluminium.

Fig. 4 b. - Structure d'un transistor de puissance HF. Il y a plusieurs émetteurs reliés ensemble par des résistances de Ni Cr. L'ensemble se comporte comme plusieurs transistors en parallèle avec résistances d'équilibrage dans les émetteurs.

Notre travail: faciliter le vôtre.

OS 140

1 voie.

Bande passante (-3 dB) : DC à 10 MHz.

Sensibilité : 5 mV/div. à 20 V/div.

Base de temps : 1 μ s/div. à 0,1 s/div.

OS 1000 A

2 voies Y1 et Y2.

Bande passante (-3 dB) : DC à 20 MHz.

Sensibilité : 5 mV/cm à 20 V/cm

(1 mV en cascade).

Base de temps : 0,5 μ s/cm à 1 s/cm.

Ligne à retard incorporée.

Synchronisation TV.

OS 245

2 voies CH1 et CH2.

Bande passante (-3 dB) : DC à 10 MHz.

Sensibilité : 5 mV/div. à 20 V/div.

Base de temps : 1 μ s/div. à 0,5 s/div.

OS 250 A

2 voies Y1 et Y2.

Bande passante (-3 dB) : DC à 10 MHz.

Sensibilité :

2 mV/div. à 20 V/div.

Base de temps :

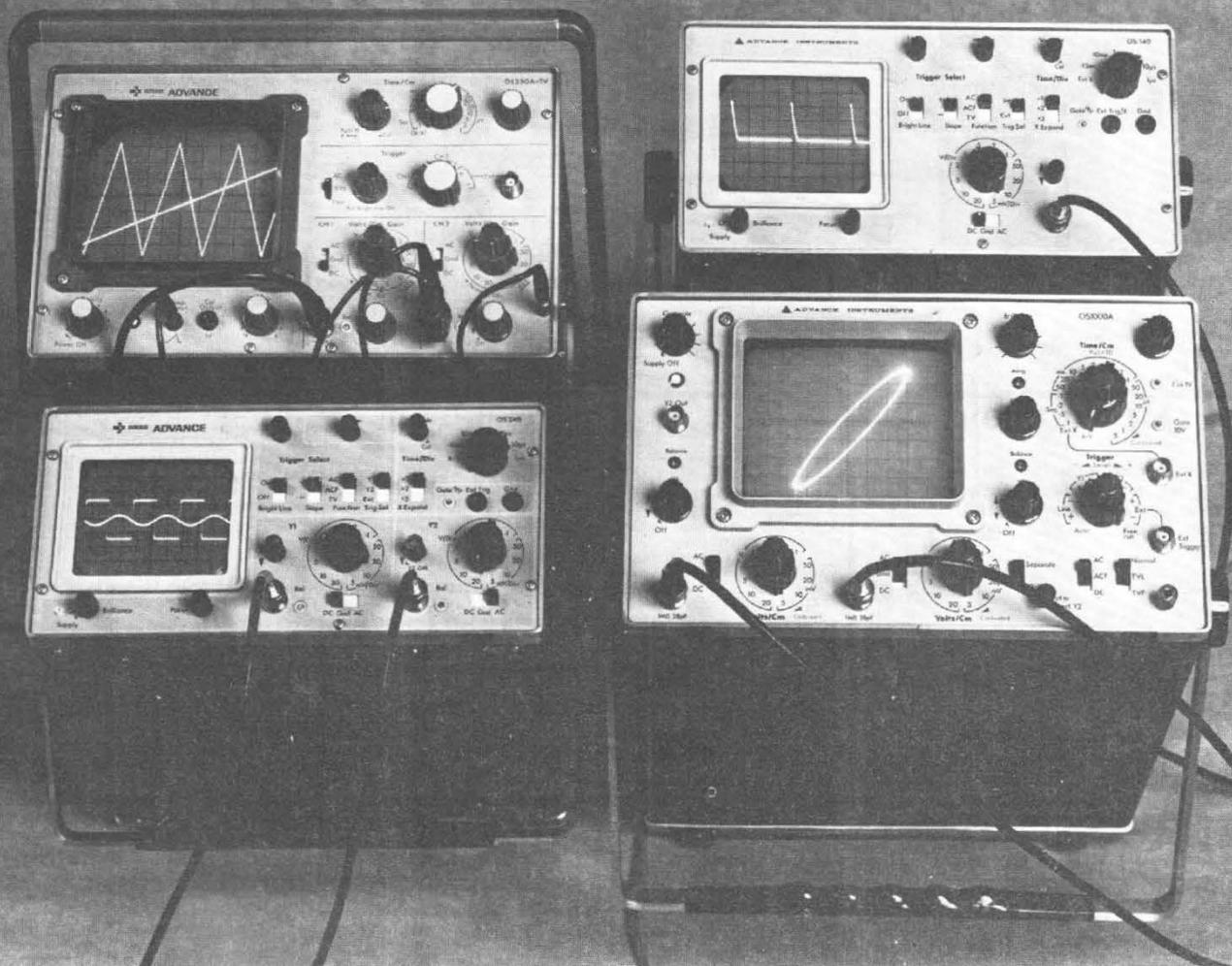
0,1 μ s/div. à 0,5 s/div.

Modèle avec synchronisation TV.

GOULD ALLCO

B.P. 31 - 91160 Longjumeau - France

Télex 600824 - Tél. 909.10.67.



LES JEUX DE LUMIÈRE

ET EFFETS SONORES POUR GUITARES ELECTRIQUES

B. Figuera

L'OUVRAGE PRATIQUE LE PLUS ATTENDU

LES JEUX DE LUMIÈRE

ET EFFETS SONORES POUR GUITARES ELECTRIQUES

B. FIGUIERA

Au cours de cette troisième édition totalement refondue et augmentée, l'auteur a été conduit à réserver une large place à la description pratique des principaux jeux de lumière.

Les effets sonores n'ont pas pour autant été rejetés, puisque la deuxième partie est réservée aux montages vibrato, trémolo, boîtes de distorsion, etc.

Toutes les descriptions sont traitées dans un esprit pratique, des plans de câblages, des photographies, des listes de composants guideront les amateurs même débutants.

CE QU'IL FAUT SAVOIR :

Musique, physique et électronique - Les composants électroniques - Les composants actifs - La pratique de la construction - Le circuit imprimé.

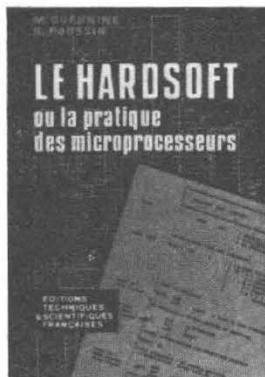
LES JEUX DE LUMIÈRE :

Modulateur de lumière 1 voie - Modulateur de lumière 2 voies - Modulateur de lumière 3 voies - Modulateur de lumière 3 voies (avec ampli) - Modulateur de lumière 4 voies (avec négatif) - Gradateur - Stroboscope de spectacle - Clignoteur 2 voies - Chenillard 3 voies - Stroboscope musical déclenché par le son.

LES EFFETS SONORES :

Un dispositif vibrato - Un dispositif vibrato à cellule

photoélectrique - Un dispositif vibrato à trois transistors - Un trémolo stéréo - Un générateur de distorsion - Une chambre de distorsion à trois transistors - Un amplificateur de super-aigues - Une pédale Waa-Waa - Un ensemble de réverbération - Un mini-equalizer. Un ouvrage de 132 pages, format 15 x 21, sous couverture 4 couleurs pelliculée - Prix : 30 F.



LE HARDOFT

OU LA PRATIQUE DES MICROPROCESSEURS

M. OUAKNINE et R. POUSSIN

HARDSOFT, le pratique des microprocesseurs, est un ouvrage d'initiation et de formation particulièrement destiné aux électroniciens et informaticiens non spécialistes.

Après une introduction qui explique les principes généraux, ce livre décrit le fonctionnement et le jeu d'instruction d'un système construit autour du microprocesseur 8080 A.

Le chapitre suivant relatif aux techniques de programmation contient de nombreux exemples.

Enfin les auteurs présentent trois applications réelles avec leurs schémas et programmes : le lecteur pourra ainsi réaliser lui-même son système d'initiation comportant un panneau de commande qui facilite la mise au point et l'exécution des programmes. Les autres exemples décrivent un compte tour digital intelligent (qui indique par exemple quand changer

les vitesses) et un système industriel (installation de régulation) avec sa console de dialogue.

Les professionnels y trouveront avec profit des programmes à usage général et des schémas d'applications ainsi que des « astuces » utiles.

Un ouvrage broché de 200 pages, format 15 x 21, 75 schémas, sous couverture quadri pelliculée. Prix : 56 F.



LA TÉLÉVISION SIMPLIFIÉE

NOIR ET BLANC ET COULEUR
(16 leçons du professeur CYCLOTRON)
F. JUSTER

A la suite du succès remporté auprès des lecteurs de tous âges par le « Cours rapide de radio électronique simplifiée », l'auteur a rédigé un nouvel ouvrage : « La télévision simplifiée », dans lequel le professeur CYCLOTRON enseigne à ses deux élèves, PAUL et CLAUDIA, tout ce qu'il faut savoir sur la télévision noir et blanc, et couleur.

En 16 leçons, le lecteur pourra assimiler cet ouvrage, et cela, aussi bien en un mois qu'en plusieurs, selon le temps dont il dispose.

Extrait du sommaire :

Principe de l'émetteur - Tubes cathodiques - Antennes - F.I. - Vidéo fréquence - Synchronisation - Bases de temps - Système SECAM de TV couleur.

Un ouvrage de 224 pages, format 15 x 21, couverture couleur - Prix : 42 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque - 75010 Paris

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F)

Vente au Canada : MAISON DE L'EDUCATION, 10485 Bld St-Laurent Montréal 357° QUEBEC

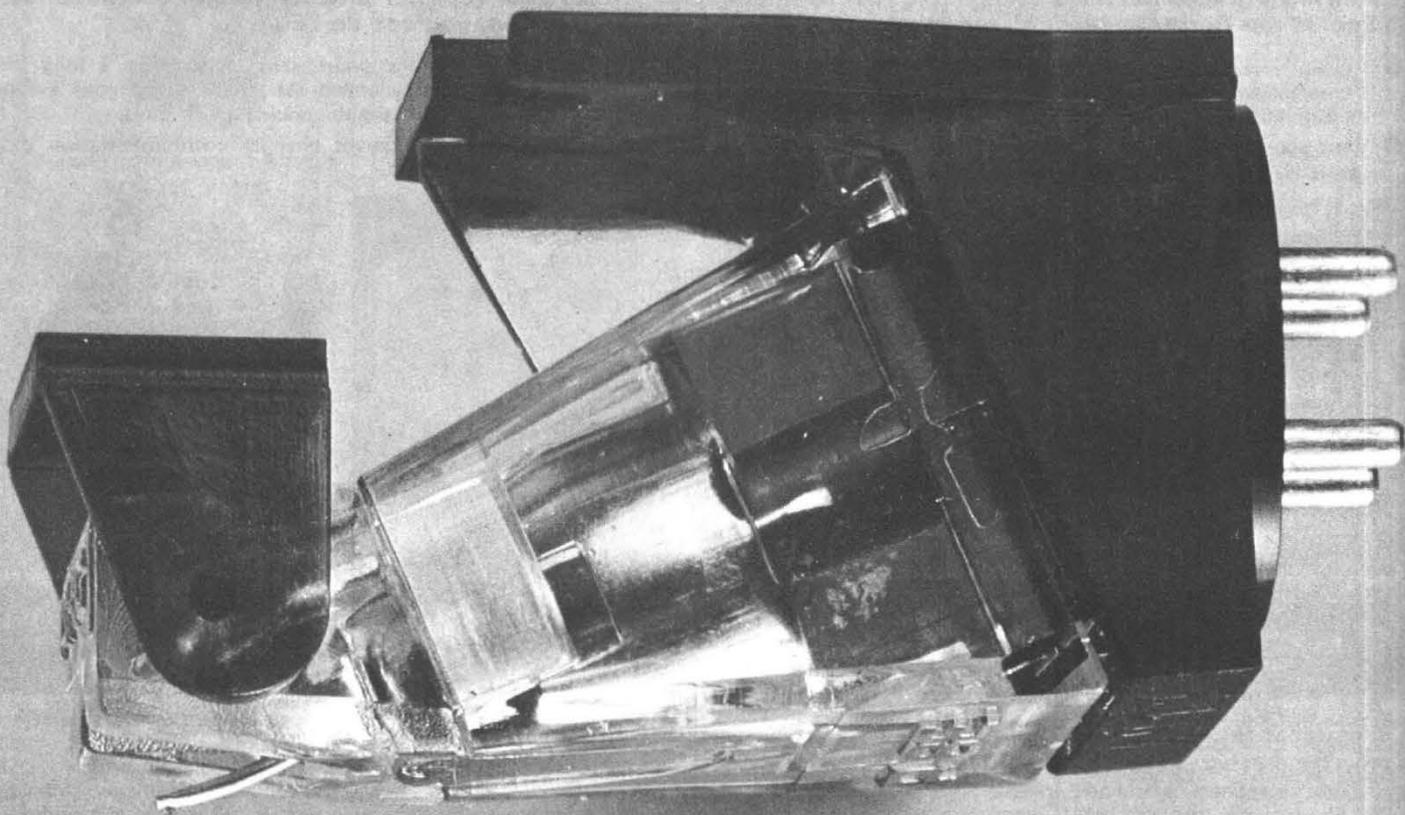
En Belgique : SERVEDI, rue Otlet, 44 1070 BRUXELLES

En Suisse : J. MUHLETHALER, 5, rue du Simplon, 1211 GENEVE 6

les phonocapteurs

AKG

ACOUSTICS
sont transparents.



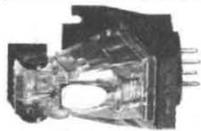
le stilet à point unique de suspension permet le respect
inégalé à ce jour de la restitution des plans sonores

voici la nouvelle gamme des phonocapteurs AKG.

Les cellules AKG sont livrées
avec leur courbe de réponse.

P8ES

elliptique : 10-28000 Hz
tension de sortie : 3,75 mV
force d'appui conseillée : 0,75...1,25 g
séparation des canaux : 30 dB à 1 kHz



P8E

elliptique : 10-23000 Hz
tension de sortie : 4 mV
force d'appui conseillée : 0,75...1,25 g
séparation des canaux : 30 dB à 1 kHz



P7E

elliptique : 10-21500 Hz
tension de sortie : 4,5 mV
force d'appui conseillée : 1,25...2,5 g
séparation des canaux : 25 dB à 1 kHz



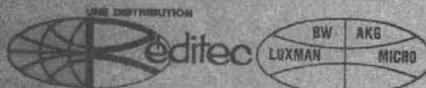
P6E

elliptique : 20-20000 Hz
tension de sortie : 6,25 mV
force d'appui conseillée : 1,5... 3 g
séparation des canaux : 25 dB à 1 kHz



P6R

radiale : 20-20000 Hz
tension de sortie : 6,25 mV
force d'appui conseillée : 2... 4 g
séparation des canaux : 25 dB à 1 kHz



Nouvelle adresse : Zone industrielle des Chanoux (parc industriel du plateau d'Avron)
rue Louis Ampère 93330 Neuilly-s/Marne - tél. 935.97.86

SPECIALIST RANGE

- DISCO 80** - Haut-parleur 30 cm avec cône d'aigu - puissance 80 watts - b.p. 50 à 15 000 Hz - fréquence basses 55 Hz - poids : 5,1 kg. PRIX : 318 F
- GUITAR 80L** - Haut-parleur 30 cm avec dôme aluminium - recommande pour guitare puissance 80 watts - fréquences basses 90 Hz b.p. 50 à 90 000 Hz - ferrite magnétique « Anisotropic » - poids : 5,1 kg. PRIX : 303 F
- GUITAR 80B** - Haut-parleur 30 cm puissance 60 watts avec cône - pour guitare basse - puissance 80 watts - fréquence basses 60 Hz b.p. 45 à 9 000 Hz - ferrite magnétique « Anisotropic » - poids : 5,1 kg. PRIX : 306 F
- PA80** - Haut-parleur 30 cm « Public Address » avec cône d'aigus traité plastifié - puissance 80 watts - fréquence basses 90 Hz - b.p. 50 à 15 000 Hz - Poids : 5,1 kg. PRIX : 303 F
- BASS 85** - Haut-parleur spécial « guitare basse » 38 cm avec cône puissance 85 watts - fréquence basses 45 Hz - b.p. 40 à 7 000 Hz - ferrite magnétique « Anisotropic » - poids : 5,6 kg. PRIX : 462 F

Série POP RANGE

- POP 33** - Haut-parleur puissance 33 watts - 30 cm - 10 000 gauss - impédance 8,15 Ω - b.p. 40 à 15 000 Hz. PRIX : 164 F
- POP 50/2** - Pour guitare solo, basse, orgue - haut-parleur 30 cm - puissance 50 watts - 13 000 gauss - b.p. 50 à 8 000 Hz - impédance 8,15 Ω. PRIX : 196 F
- POP 55/2** - Pour basses et orgue - haut-parleur 30 cm - puissance 70 watts - réponse 45 à 8 000 Hz - impédance 8,15 Ω. PRIX : 280 F
- POP 60** - Pour tous instruments « basse » - haut-parleur 38 cm - puissance 60 watts - 14 000 gauss - réponse 45 à 5 000 Hz. PRIX : 318 F
- POP 70** - Pour tous instruments « basse » - haut-parleur 38 cm - puissance 70 watts - impédance 8,15 Ω - 17 000 gauss - réponse 45 à 8 000 Hz. PRIX : 378 F
- POP 100** - Pour toutes les puissances élevées - haut-parleur 46 cm - puissance 100 watts - 14 000 gauss - réponse 20 à 5 000 Hz - impédance 8,15 Ω. PRIX : 550 F

Série ELITE RANGE

- Haut-parleurs haute qualité de très forte puissance saladiers « Anisotropic », ferrite céramique magnétique.
- CRESCENDO 12A** - Pour guitares et orgues électriques - haut-parleur 30 cm - impédance 8,15 Ω - puissance 100 watts - 20 000 gauss - fréquence basse 80 Hz. PRIX : 785 F
- CRESCENDO 12L** - Haut-parleur 30 cm - puissance 100 watts - 18 000 gauss impédance 8,15 Ω - réponse 5 à 10 000 Hz - fréquence basse 50 Hz. PRIX : 826 F
- CRESCENDO 12 « BASS »** - Pour guitares basses et orgues - haut-parleur 38 cm - puissance 120 watts - 15 000 gauss - réponse 40 à 45 000 Hz - fréquence 60 Hz. PRIX : 778 F
- CRESCENDO 15** - Pour usages multiples : guitares basse, orgues électroniques, guitares sono, voix, rythme, etc. - haut-parleur 38 cm - puissance 100 watts - 18 000 gauss - impédance 8,15 Ω - réponse 35 à 11 000 Hz. PRIX : 944 F
- CRESCENDO 15 - 100 BASS** - Pour tous les instruments de « basses » - haut-parleur 38 cm - puissance 125 watts - 14 000 gauss - impédance 8,15 Ω - réponse 30 à 4 000 Hz - fréquence basses 40 Hz. PRIX : 1 052 F
- CRESCENDO 18A** - Haute performances, puissance élevée - haut-parleur 48 cm - puissance 150 watts - 18 000 gauss - impédance 8,15 Ω - réponse 30 à 35 000 Hz - fréquence basse 45 Hz. PRIX : 1 398 F
- CRESCENDO 18 BASS** - Haut-parleur 46 cm - puissance 130 watts - 14 000 gauss - 8,15 Ω - réponse 25 à 40 000 Hz - fréquence basses 35 Hz. PRIX : 1 232 F

Série CRESCENDO COLOSSUS

- Très haute puissance et basse résonance pour instruments de basses.
- COLOSSUS 15** - Haut-parleur 38 cm - puissance 200 watts - réponse 25 Hz à 3,2 kHz - fréquence basses 29 Hz - impédance 8,15 Ω - poids : 13,6 kg. PRIX : 1 480 F
- COLOSSUS 18** - Haut-parleur 46 cm - puissance 200 watts - réponse 22 Hz à 3,2 kHz - fréquence basses 27 Hz - impédance 8,15 Ω - poids : 14,3 kg. PRIX : 1 510 F

Série HIGH POWER HORNS

- TYPE 920** - Trompette d'aigus - puissance 100 watts (avec filtre) - réponse 1 000 à 18 000 Hz - impédance 8,16 Ω - poids : 5 kg. PRIX : 734 F
- TYPE J 104** - Trompette d'aigus - puissance 50 watts (avec filtre HP X1) - 70 watts avec HP X2 - réponse 2 kHz à 15 kHz - impédance 8 Ω. PRIX : 208 F
- TYPE J44** - Tweeter d'aigus puissance 50 watts (avec filtre HP X1) réponse 2 kHz à 15 kHz. PRIX : 98 F
- TYPE 2 x 5 HORNS** - Tweeter piezo-électrique à chambre de compression - puissance 100 watts - utilisable sans filtre - haut-parleur 3 à 30 kHz - impédance variable. PRIX : 115 F

FILTRES HAUTE PUISSANCE

- HP X1** - Fréquence de coupure 3 kHz PRIX : 32,50 F
- HP X2** - Fréquence de coupure 5 kHz PRIX : 32,50 F

Nous assurons toutes les
réparations des haut-parleurs
FANE



audioclub

LE 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

Crédit CETELEM : joindre 20 % à la commande.

Expéditions province : Règlement comptant 50 % à la commande, le solde contre remboursement + port.

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