

7 f
358 PAGES
 LII^e ANNÉE - N° 1591 - DU 10 MARS 1977

LE HAUT-PARLEUR

ISSN.0337-1883

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ **BANCS D'ESSAI : UN COMPRESSEUR ET EXPANSEUR DE DYNAMIQUE DBX 119 ■ RÉDUCTEUR DE BRUITS DE FOND DBX 124 ■ TABLE DE LECTURE PHILIPS GA 437 ETC ■■■**

■ **RÉALISEZ : UN GÉNÉRATEUR BF SINUSOÏDAL A AFFICHAGE DIRECT ■ UN FRÉQUENCEMÈTRE ANALOGIQUE 10 Hz A 100 KHz ETC**

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



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 140 F
ÉTRANGER 205 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. : 202.58.30

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

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

B.F. - Technique Générale - HiFi

- Les nouveautés du festival du son 119
- Compresseur et expanseur de dynamique **DBX 119** et réducteur de bruit de fond **DBX 124** 229
- La table de lecture **PHILIPS GA 437** 242

Radio - T.V. - Technique Générale

- Dépannage TV : Panne de rotacteur VHF 153
- Qu'est-ce qu'un téléviseur ? 171

Electronique Technique Générale

- Le stylophone **3503 DÛBREQ** 138
- Nouvelle technologie des composants 149
- Datathèque du transistors 157
- Les séparateurs à charges réparties 165
- ABC : Les égaliseurs graphiques 176
- Les microprocesseurs 245

Réalisations

- Un générateur BF à affichage direct 128
- Un fréquencesmètre analogique 10 Hz - 100 kHz 143
- Un multimètre numérique original et économique 197
- Une chambre d'écho 207
- Un minilaboratoire intégré 212
- Visualisation sur téléviseur : Ensemble d'adressage A2 219

Journal des O.M.

- Réalisez un calibrateur de fréquence 264

Divers

- Informations nouveautés 117
- Sélection de chaînes HiFi 255
- Notre courrier technique 258
- Petites annonces 270

Page

Copyright - 1977
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal 1^{er} trimestre 77
 N° éditeur : 345
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A
132 000
 EXEMPLAIRES

Un compact HI-FI ITT Océanic, pour le prix d'un bon électrophone...



ST 1501 - Ampli-platine stéréophonique HI-FI. Finition noire et métal. BLOC AMPLI. Puissance nominale de sortie : 2 x 15 W. Bande passante : 30 à 18 000 Hz \pm 1,5 dB. Entrées : magnétophone - tuner. Sorties : casque - magnétophone - 2 HP. PLATINE TD. Type P 161 entraînement par courroie. Fonctionnement automatique ou manuel. 2 vitesses : 33 et 45 tours. Diamètre plateau : 30 cm. Lève-bras à amortisseur fluide. Cellule Shure M 75 magnétique. Dispositif anti-skating. Ensemble livré complet avec enceintes type ECHO 1501. Cet appareil répond aux normes HI-FI DIN 45 500. **Prix : 2330 F* TTC.**

ST 7100 - Combiné compact stéréophonique comprenant : ampli - platine - tuner - cassette. Amplificateur 2 x 9 W (puissance nominale de sortie), impédance 4 ohms. Réglages par potentiomètres rotatifs. Tuner : 3 gammes d'ondes PO-GO-FM. Décodeur stéréo avec indicateur lumineux de réception. Platine TD : type P 128 R automatique ou manuelle. Contrôle antiskating. Cellule SC 12 M à pointe réversible. Magnéto-cassette : bandes utilisées : Fe/Cr avec commutation automatique. Arrêt automatique sur toutes les fonctions avec relèvement des touches (FULL AUTO-STOP). Système "OSCI" permettant d'éliminer les sifflements lors d'un enregistrement direct en PO-GO. Ensemble livré complet avec enceintes type ECHO 7100 et capot plexi. Accessoires en option. Dimensions : H 174 - L 608 - P 360 mm. Poids 10 kg. **Prix : 2584 F* TTC.**

Si vous êtes exigeant quant aux performances et à l'esthétique, ITT Océanic vous propose des compacts d'une haute musicalité à des prix très compétitifs.

ITT Océanic possède une gamme très étendue de chaînes HI-FI, Stéréo et d'électrophones qui vous permet de choisir très exactement l'appareil qui répond à vos souhaits.



*Prix couramment pratiqués au 1.1.77.

**ITT Océanic
fait progresser
le son et l'image**

SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Le salon international des composants électroniques se tiendra, du 31 mars au 6 avril 1977 (excepté le dimanche) au parc des expositions de la Porte de Versailles.

Le salon sera divisé en quatre sections. La première section, les composants électroniques :

- tubes électroniques
- semi-conducteurs discrets
- circuits intégrés monolithiques
- circuits intégrés à couche et circuits intégrés hybrides
- autres technologies intégrées
- condensateur électronique
- résistances électroniques
- têtes d'enregistrement et de lecture
- antennes
- haut-parleurs, microphone et écouteurs
- etc.

La seconde section, les appareils de mesures :

- appareils et équipements de mesure destinés à vérifier les caractéristiques des composants
- appareils de mesure indicateurs et enregistreurs inclus dans les équipements électroniques.

La troisième, les matériaux et produits spécialement élaborés pour l'électronique.

Enfin, la dernière section, les équipements et les méthodes pour la mise en œuvre des composants électroniques.

Pour tous renseignements complémentaires, S.D.S.A., 20, rue Hamelin, 75016 PARIS.

QUINZAINE DU LIVRE TECHNIQUE

Si vous êtes proche de Vélizy II (78), ne manquez pas de visiter, **du 21 mars au 4 avril 1977**, l'exposition des **EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES AU MAGASIN PRESSE-LIBRAIRIE, NIVEAU I, Centre Commercial de VÉLIZY II.**

Vous y trouverez tous les ouvrages indispensables au technicien professionnel et à l'amateur d'électronique, de radio, télévision, hifi, musique, etc.

DÉCIBEL D'OR

Le prix spécial du jury 1976 a été décerné le 10 février 1977 au film **SERAIL** de Eduardo de Gregorio. Le prix spécial du jury est attribué annuellement à un film de long métrage de nationalité française dont l'équipe technique, par ses efforts et son invention dans le domaine de l'expression sonore mérite un encouragement. **SERAIL** est une co-production Filmoblic - Openfilm - Institut national de l'Audio-visuel. Directeurs de Production : Hubert Niogret et Hugo Santiago (Filmoblic) ; Jacques Zajdermann (Openfilm).

Equipe de création sonore : réalisateur, Eduardo de Gregorio ; ingénieur du son, Paul Laine ; perchman, Michel Villain ; montage, Alberto Yacellini ; musique, Michel Portal (Pema Music) ; mixages, Paul Bertault.

MEDIA JEUNESSE

Le département Media Jeunesse d'Education et Vie Sociale propose des fiches techniques destinées aux utilisateurs de la vidéo dans l'animation socioculturelle.

Ces fiches ont été rédigées à la demande de nombreux animateurs désireux de s'équiper en matériel vidéo ou cherchant à mieux utiliser des équipements mis à leur disposition.

Plusieurs techniciens d'organismes spécialisés dans des opérations d'animation à l'aide de la vidéo légère les ont réalisées à partir de leurs expériences. Elles sont consacrées pour l'instant aux ensembles portables à batteries et au magnéscope de montage.

Pour chaque appareil étudié une fiche comprend : la description signalétique avec prix, la liste d'accessoires utiles, le brochage des prises, une étude critique des avantages et des inconvénients, une liste des modifications améliorant l'exploitation du matériel.

Deux fiches sont enfin consacrées aux conseils généraux d'utilisation des ensembles portables et à des conseils pour le montage des bandes vidéo (avec plan de câblage).

Ce mémento pratique de la vidéo de 120 pages se présente sous forme de fiches perforées, 21 x 29,7. Il est diffusé par Education et Vie Sociale.

MULTIMÈTRE 3028 A BALLANTINE



Ballantine Laboratories, représentée en France par TA, vient de créer un multimètre 2 000 points.

Outre les six fonctions et 30 gammes proposés maintenant par un nombre toujours croissant de multimètres classiques, le 3028 A offre en standard : Une mesure en efficace vrai dans une bande de fréquences allant de 15 Hz à 110 kHz, et même 300 kHz avec des performances réduites.

Un disjoncteur thermique sur la face avant.

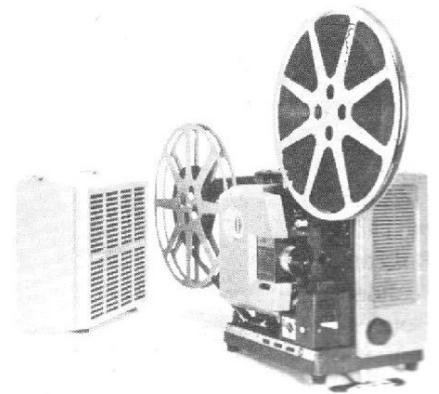
Un ohmmètre à deux tensions de mesure (180 mV et 2 V) permettant ainsi les mesures sur les semi-conducteurs.

Un affichage LED de 10 mm de haut. Une précision de $5 \cdot 10^{-4}$ en continu sur 24 heures.

Un boîtier incassable en ABS blindé pour l'utilisation en ambiance perturbée. Une protection automatique jusqu'à 385 V crête en ohmmètre.

Un test batterie et un test de l'affichage.

BELL & HOWELL



PROJECTEUR SONORE TQ III.

Bell & Howell lance une nouvelle série de projecteurs sonores.

Caractéristiques :

Un amplificateur.

Possibilités de fonctionnement marche avant ou arrière à vitesse sonore ou muette un système d'arrêt sur image et d'animation.

Vitesse de projection : 18 et 24 i/s.

Lecteur optique et magnétique.

Enregistrement magnétique.

Une lampe tungstène/halogène 250 W, à haute luminosité intrinsèque renforcée par un miroir dichroïque intégré.

Cette lampe peut fonctionner en position « économie », ce qui permettra, sans baisse notable de la luminosité, de doubler au minimum son temps d'utilisation qui pourra ainsi passer de 50 à 125 heures.

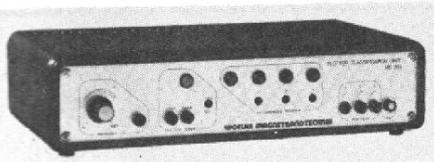
Un circuit électronique fait clignoter un voyant rouge dès qu'il y a surtension, ce qui permet à l'utilisateur d'effectuer la correction nécessaire pour protéger la lampe.

Objectif 51 mm f/1,2 (maximum de contraste et de définition).

Système de chargement automatique du film assurant une mise en place rapide et correcte. De plus, en cas de projection d'un film endommagé, un rattrapeur automatique et un système d'échappement et de reformage de boucles protègent le film tout en réduisant les interruptions dans la projection.

WOELKE

CLASSEUR DE FLUCTUATIONS ME 201 POUR FLUCTUOMÈTRE WOELKE.



Le ME 201 est un classeur d'un genre nouveau pour le pleurage et le scintillement (fluctuations). Avec les fluctuomètres ME 101-104, il constitue un précieux dispositif auxiliaire pour tous les utilisateurs devant procéder à des mesures objectives en série.

Alimentation : 110/220 V \pm 10 %, 40-60 Hz.

Consommation : environ 10 VA.

Plage de programmation des trois

seuils : 15 à 100 % de la gamme de mesure de fluctuations choisie. Indication par puissantes ampoules à incandescence miniatures. Sensibilité de réponse de l'affichage aux « aiguilles » réglable en 3 paliers.

Durée de mesure : continue ou 5 à 20 secondes.

Fonction : « Test period timed » : télécommandable par pédale MEZ 24.

Prise raccordement enregistreur : signal de scintillement selon DIN/CEI/ANSI 1 V = 100 %, impédance interne env. 10 k Ω .

Poids : 1,8 kg environ.

Dimensions : 305 x 200 x 80 mm.

DISTORSIOMÈTRE AUTOMATIQUE WOELKE ME 401.



Le ME 401 est un nouveau distorsiomètre automatique à lecture directe (harmonique 3), pour le réglage des magnétophones et magnétocassettes. Le ME 401 a été réalisé pour satisfaire aux besoins exprimés par les plates-formes d'essais et les ateliers de réparation. Il est d'utilisation universelle, maniable et léger.

Caractéristiques techniques :

Alimentation : 110/220 V \pm 10 %, 40-60 Hz.

Consommation : environ 5 VA.

Tension du signal d'entrée : 333 Hz, 100 mV - 2,5 V.

Différence admissible entre signal d'entrée et fréquence nominale : max. + ou - 4 %.

Impédance d'entrée : environ 40 k Ω .

Fréquence du générateur incorporé : 333 Hz.

Tension de sortie : environ 10 mV.

Impédance interne : 6,8 k Ω .

Dérive thermique : 2,5 x 10⁻⁴ °C.

Gammes de mesure : 0,1 - 10 % harmonique 3. Niveau - 20 à + 10 dB (0 dB = 500 mV).

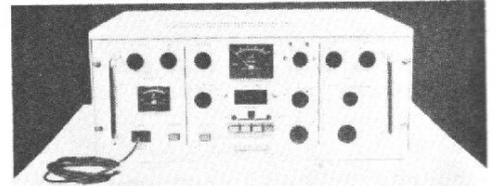
Programmation du seuil d'indication : 0,8 - 10 %. Fonction « niveau » télécommandable (pédale MEZ 24 caractérisée par voyant).

Poids : environ 1,9 kg.

Dimensions : 305 x 200 x 100 mm.

SAFE

SAFE 05 - Régénérateur cathoscopique.



Cet appareil permet de redonner l'efficacité à 90 % des cathodes usagées et à 85 % des cathodes couleurs et noir/blanc mises hors d'usage par court-circuit. Chaque couleuvre peut être examinée et régénérée séparément.

Le SAFE 05 permet, après la régénération, le contrôle de la valeur de la capacité calorifique de la cathode.

Cette dernière mesure analogique, indiquée à la seconde près par son horloge digitale, permet une estimation précise dans le temps de la durée de vie de la cathode, et il permet également de déceler et de rattraper les défauts de concentration. L'alimentation de toutes les électrodes permet de contrôler le bon vide du tube.

MATSUSHITA

NOUVELLES VARISTANCES À L'OXYDE DE ZINC À HAUTE ÉNERGIE.

Matsushita élargit la gamme des varistances à l'oxyde de zinc série ZNR à haute énergie.

Les nouveaux éléments type J permettent désormais de mieux protéger les dispositifs alimentés sous tension industrielle.

Ces éléments, destinés à travailler sur des tensions permanentes de 250 à 550 V efficaces, ou de 350 à 775 V continus, peuvent absorber, sur des points transitoires, des énergies dépassant 40 000 Joules, ce qui correspond à des courants de défaut instantané de 320 000 A.

Par leurs performances, ces nouvelles varistances sont particulièrement destinées à la protection des gros électroaimants, du matériel de traction.

Le département Electronique du C.C.I. en assure la commercialisation sur le marché français.

LES NOUVEAUTÉS DU FESTIVAL DU SON II^e PARTIE



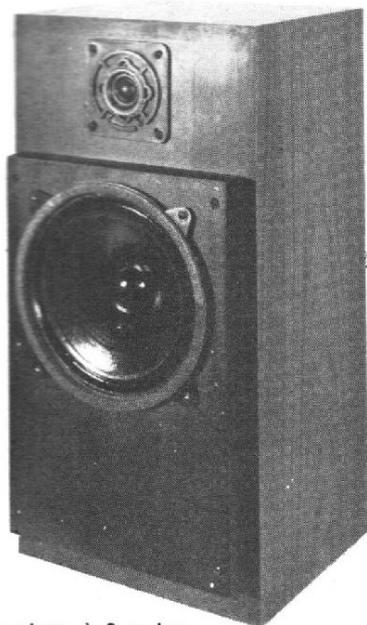
Les textes et illustrations constituant la présente nomenclature ont été établis par nos soins d'après les documents qui nous ont été communiqués par les constructeurs et importateurs des matériels présentés.

Ces caractéristiques sont données sans engagement de notre part.

En raison des impératifs de fabrication certaines marques n'ont pu nous envoyer à temps les documents concernant leurs nouveautés. Elles seront présentées dans notre compte-rendu du Festival du Son.

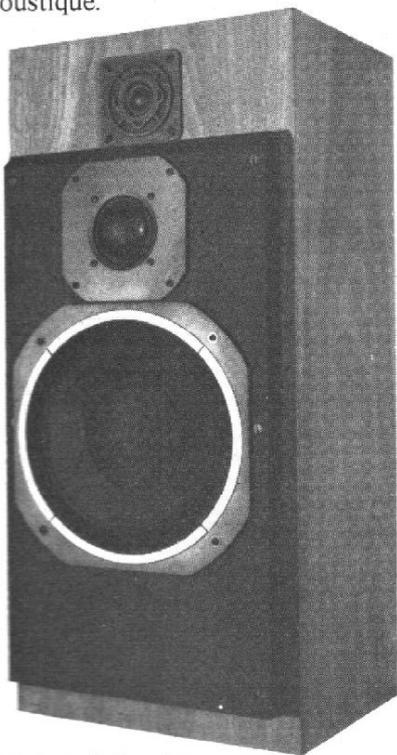
3 A

3A ALPHASE - Enceinte acoustique.



Enceinte à 2 voies.
Puissance : 35 W.
Tweeter hémisphérique professionnel.
Impédance : $4/8 \Omega$.
Dimensions : 500 x 250 x 250 mm.

3A APOGÉE MONITOR - Enceinte acoustique.



Enceinte à 3 voies.
Puissance : 60 W.
2 dômes hémisphériques pour médium et aigu.

AIWA

AIWA 5050E - Chaîne compact HiFi.



Puissance de sortie : 2 x 12 W efficaces/ 8Ω .
4 gammes d'ondes : GO, PO, OC, FM.
Table de lecture à retour automatique.
Cellule magnétique.
Magnétophone à cassette pour bande FeCr et CrO₂.
Limiteur de bruit : Dolby.
Dimensions : 590 x 160 x 430 mm.

AIWA AD 1250 EE - Platine magnétophone à cassette.



Courbe de réponse : Fe Cr : 30 à 16 000 Hz ; Cr O₂ : 30 à 16 000 Hz.
Rapport signal/bruit CrO₂ Dolby : 58 dB.
Pleurage et scintillement : $\leq 0,18 \%$.
Prises de raccordements : DIN.
2 microphones : $\leq 0,3$ mV.
Radio, amplificateur, tourne-disques, ligne, magnétophone ; entrée : $\leq 0,1$ mV à $1 \text{ k}\Omega$; sortie : 0,775 V à $50 \text{ k}\Omega$.
Dimensions : 388 x 130 x 275 mm.

CABASSE

CABASSE BRICK - Enceinte acoustique.



Enceinte à 2 voies.
Puissance : 40 W.
Impédance : $4/8 \Omega$.
Réponse en fréquence : 70-20 000 Hz (± 4 dB).
Dimensions : 640 x 300 x 256 mm.

CELESTION

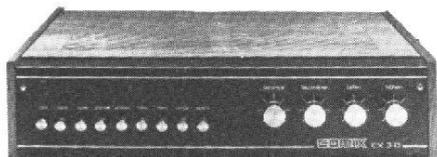
DITTON 22 - Enceinte acoustique.



Enceinte à 3 voies.
Puissance : 35 watts.
Impédance : $4/8 \Omega$.
Bande passante : 40 à 28 000 Hz.
Volume intérieur de l'enceinte : 352 mm.

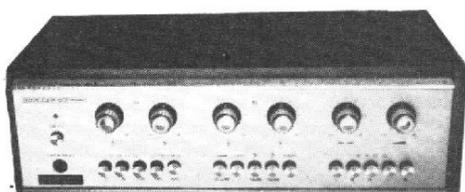
COMIX

COMIX CX30 - Amplificateur.



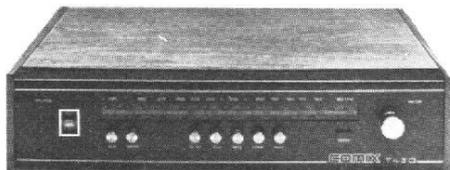
Puissance : 2 x 15 W/4 Ω.
Rapport signal/bruit : ≥ 45 dB.
Bande passante : 25 à 16 000 Hz (± 1 dB).
Dimensions : 95 x 430 x 250 mm.

ODYSSEE - Amplificateur.



Puissance : 2 x 25 W/4 Ω.
Rapport signal/bruit : ≥ 56 dB.
Taux de distorsion : 0,5 %.
Dimensions : 390 x 250 x 120 mm.

COMIX T 430 - Tuner.



Gammes : PO, GO, FM.
Sensibilité : 5 μV.
Dimensions : 430 x 250 x 95 mm.

COMIX BRIG - Amplificateur.



Puissance : 2 x 50 W/4 Ω.
Rapport signal/bruit : ≥ 76 dB.
Bande passante : 10 à 25 000 Hz ($\pm 1,5$ dB).
Distorsion : $\leq 0,2$ %.
Dimensions : 450 x 100 x 324 mm.

COLLARO

COLLARO B 610 - Platine tourne-disques.



Platine automatique à changeur.
Moteur à 4 pôles synchrone.
3 vitesses : 33 1/3, 45, 78 tours/mn.
Rapport signal/bruit : 48 dB.

CONNOISSEUR

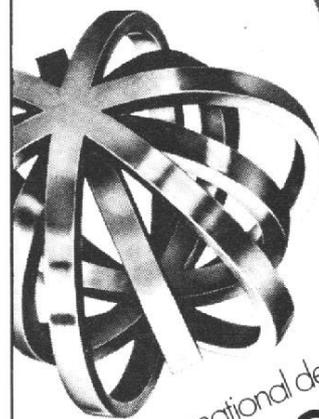
CONNOISSEUR BD 21A - Platine tourne-disques.



Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Fluctuations totales : 0,1 %.
Rapport signal/bruit : 65 dB.
Entraînement du plateau par courroie.
Dimensions : 457 x 380 x 140 mm.

Notez-le
sur votre agenda.

PARIS
excepté dimanche 3
31 mars
1 avril
2 avril
4 avril
5 avril
6 avril



salon international des
**composants
électroniques 77**

invitation
sur simple demande
S.D.S.A. 20, rue Hamelin
F 75116 Paris
Tél. 505.13.17
Télex 630 400 F

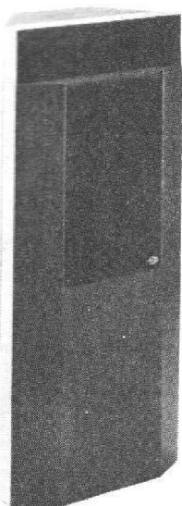
4 sections :
composants - mesure
matériaux et produits
équipements et méthodes

un nombre sans cesse croissant
de visiteurs*
1974 - 57.000
1975 - 61.000
1976 - 72.000
(* cartes permanentes)

**1^{er} rendez-vous mondial
de l'électronique**

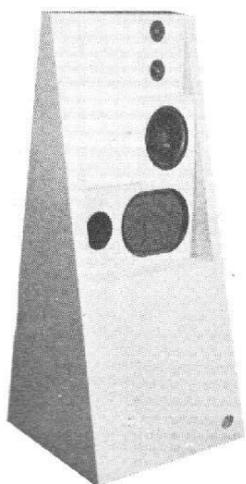
ELIPSON

ELIPSON 1413 - Enceinte acoustique.
Enceinte à 3 voies.



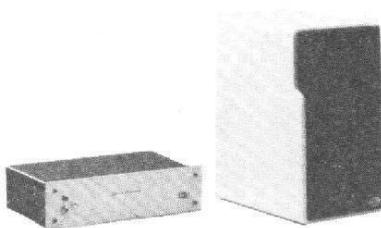
Puissance : 100 W.
Impédance : 8 Ω .
Distorsion : < 1 %.
Bande passante : 40 à 20 000 Hz
 \pm 4 dB.
Dimensions : 900 x 400 x 250 mm.

ELIPSON 1404 - Enceinte acoustique.



Enceinte à 4 voies.
Puissance : 150 W.
Impédance : 8 Ω .
Distorsion : < 0,8 %.
Bande passante : 30 à 20 000 Hz
 \pm 4 dB.
Dimensions : 110 x 550 x 500 mm.

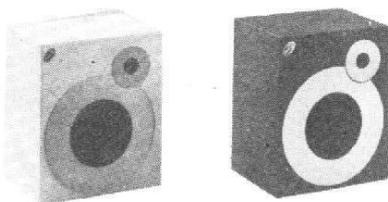
ELIPSON 1302 SERVO CONTROL
Système d'assistance électronique.



Bande passante : 50 à 20 000 Hz
 \pm 4 dB.
Impédance : 47 k Ω .
Ampli conseillé : 100 W.
Distorsion : < 1 %.

ELIPSON 1501 - 1502 - Enceintes
acoustiques.

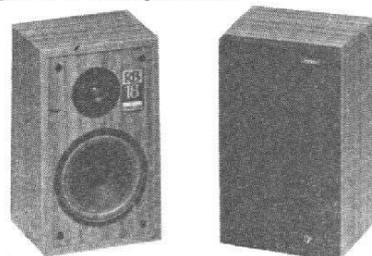
1501 :
Enceinte à 1 voie.
Puissance : 20 W.
Impédance : 8 Ω .
Distorsion : < 2 %.
Bande passante : 100 à 20 000 Hz
 \pm 4 dB.
Dimensions : 240 x 200 x 150 mm.



1502 :
Enceinte à 2 voies.
Puissance : 35 W.
Impédance : 8 Ω .
Distorsion : < 1,5 %.
Bande passante : 70 à 20 000 Hz
 \pm 4 dB.
Dimensions : 220 x 280 x 170 mm.

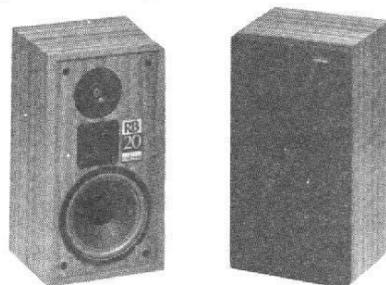
GOODMANS

GOODMANS RB 18 - Enceinte acous-
tique à 2 haut-parleurs.



Courbe de réponse : 60 à 20 000 Hz.
Puissance nominale : 40 watts.
Impédance d'entrée : 4 Ω .
Dimensions : 430 x 260 x 250 mm.

GOODMANS RB 20 - Enceinte acous-
tique à 3 haut-parleurs.



Courbe de réponse : 50 à 20 000 Hz.
Puissance nominale : 50 W.
Impédance d'entrée : 4 Ω .
Dimensions : 480 x 260 x 250 mm.

KOSS

KOSS Techn/2 - Casque stéréophoni-
que



Bande passante : 10 à 22 000 Hz.
Distorsion harmonique totale : 0,3 %.
Finition teck.

LEAK

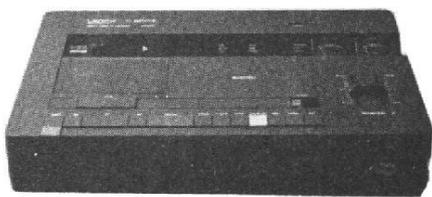
LEAK 3900 A - Amplificateur.



Puissance : 2 x 80 watts/8 Ω .
Rapport signal/bruit : 94 dB.
Distorsion harmonique : 0,1 %.
Courbe de réponse : 10 Hz à 40 000 Hz.
Diaphonie : 45 dB.
Entrées : phono : 2,5 mV ; aux. : 100 mV.
Dimensions : 430 x 330 x 140 mm.

LENCO

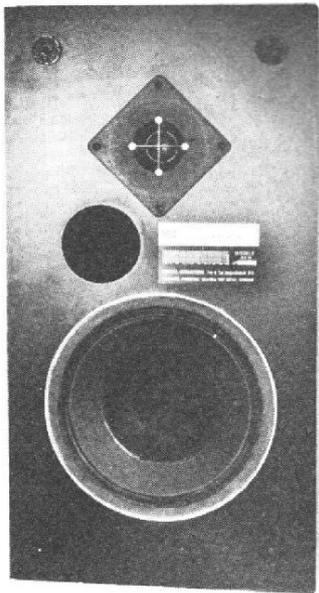
LENCO C 2003 - Platine de magnéto-
phone à cassette.



Courbe de réponse : 30 à 15 000 Hz
CrO₂ ; 30 à 18 000 Hz (\pm 3 dB) avec
Dolby.
Rapport signal/bruit : -65 dB avec
Dolby ; -56 dB sans dolby.
Pleurage et scintillement : \leq 0,16 %.
Distorsion harmonique : \leq 1,5 %.
Poids : 5,8 kg.

LES

LES AS 26 - Enceinte acoustique.



Enceinte à 2 voies.
Système : Bass-Reflex.
Puissance : 60 W/ 8 Ω .
Impédance : 8 Ω .
Bande passante : 30 à 20 000 Hz.
Dimensions : 540 x 255 x 285 mm.

LUXMAN

LUXMAN 1040 - Tuner amplificateur.



Partie tuner :
Gammes : PO, FM.
Sensibilité FM : 2 μ V.
Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 40 W/8 Ω .
Distorsion harmonique : 0,03 %.
Rapport signal/bruit : 69 dB.
Courbe de réponse : 10 à 50 000 Hz.
Diaphonie : 55 dB.
Entrées : phono : 2,5 mV ; aux., moni-
tor : 150 mV.
Dimensions : 485 x 353 x 175 mm.

Notez-le
sur votre agenda.

PARIS
excepté
dimanche 3

31
mars

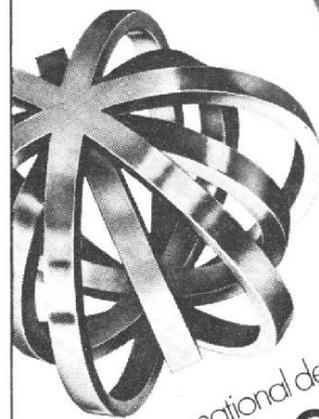
1
avril

2
avril

4
avril

5
avril

6
avril



salon international des
**composants
électroniques 77**

invitation
sur simple demande
S.D.S.A. 20, rue Hamelin
F 75116 Paris
Tél. 505.13.17
Télex 630 400 F

4 sections :
composants - mesure
matériaux et produits
équipements et méthodes

un nombre sans cesse croissant
de visiteurs *
1974 - 57.000
1975 - 61.000
1976 - 72.000
(* cartes permanentes)

1^{er} rendez-vous mondial
de l'électronique

LUXMAN 1050 - Tuner amplificateur.



Partie tuner :

Gammes : PO, FM.

Sensibilité FM : $1,8 \mu\text{V}$.

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 55 \text{ W} / 8 \Omega$.

Distorsion harmonique : 0,05 %.

Rapport signal/bruit : 70 dB.

Courbe de réponse : 10 à 50 000 Hz.

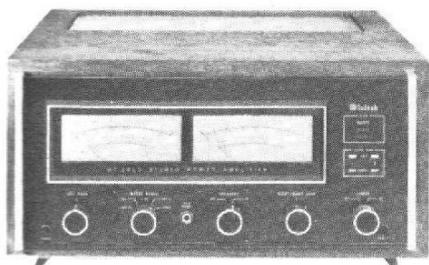
Diaphonie : 70 dB.

Entrées : phono : $2,5 \text{ mV}$; aux., moni-
tor : 150 mV .

Dimensions : 485 x 353 x 175 mm.

Mc INTOSH

Mc INTOSH 2205 - Amplificateur.



Puissance : $2 \times 200 \text{ W} / 8 \Omega$.

Bande passante : 10 à 100 000 Hz (+ 0,
- 3 dB).

Rapport signal/bruit : 95 dB.

Distorsion harmonique totale : 0,1 %.

Dimensions : 411 x 181 x 381 mm.

Mc INTOSH 2125 - Amplificateur.



Puissance : $2 \times 120 \text{ W} / 8 \Omega$.

Bande passante : 10 à 100 000 Hz (+ 0,
- 3 dB).

Rapport signal/bruit : 95 dB.

Distorsion harmonique totale : 0,1 %.

Dimensions : 406 x 127 x 330 mm.

ONKYO

**ONKYO CP 5000 A - Platine tourne-
disques.**



Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.

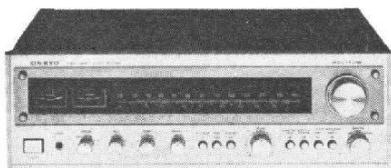
Fluctuations totales : 0,06 %.

Rapport signal/ronronnement : 65 dB.

Entraînement du plateau par courroie.

Dimensions : 458 x 160 x 368 mm.

**ONKYO TX 2500 - Tuner amplifica-
teur.**



Partie tuner :

Gammes : PO, FM.

Sensibilité FM : $5 \mu\text{V}$.

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 40 \text{ W} / 8 \Omega$.

Distorsion harmonique : 0,5 %.

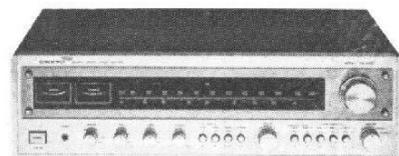
Courbe de réponse : 20 à 30 000 Hz
($\pm 1 \text{ dB}$).

Entrées : phono : $2,5 \text{ mV} / 50 \text{ k}\Omega$;
magnéto : $150 \text{ mV} / 50 \text{ k}\Omega$.

Rapport signal/bruit : 65 dB.

Dimensions : 488 x 163 x 400 mm.

**ONKYO TX 4500 - Tuner amplifica-
teur.**



Partie tuner :

Gammes : PO, FM.

Sensibilité FM : $1,8 \mu\text{V}$.

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 75 \text{ W} / 8 \Omega$.

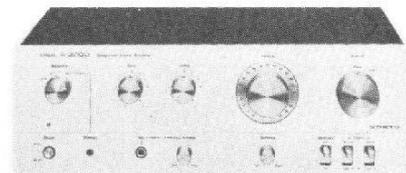
Distorsion harmonique : 0,1 %.

Courbe de réponse : 15 à 30 000 Hz
($\pm 1 \text{ dB}$).

Rapport signal/bruit : 65 dB.

Dimensions : 538 x 163 x 400 mm.

ONKYO A 3000 - Amplificateur.



Puissance : $2 \times 35 \text{ W}$.

Rapport signal/bruit : 70 dB.

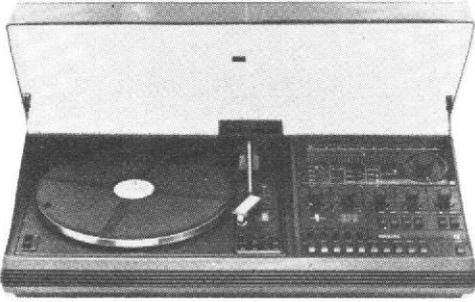
Distorsion harmonique : 0,8 %.

Bande passante : 15 à 25 000 Hz.

Dimensions : 414 x 150 x 301 mm.

PHILIPS

PHILIPS AH 878 - Chaîne compacte HiFi.



Puissance de sortie : 2 x 30 W efficaces sur 4 Ω.
 2 gammes d'ondes GO/FM stéréo.
 5 stations pré-réglables en FM.
 Table de lecture automatique HiFi 33 1/3 et 45 t/mn.
 Tête de lecture magnétodynamique GP 400.
 3 réglages de tonalité : graves, médium, aiguës.
 Filtre « physiologique » commutable.
 Filtres commutables pour bruits de surface et ronronnement.
 4 sorties pour haut-parleurs et 2 sorties pour ambiophonie.
 Dimensions : (H x L x P) : 150 x 680 x 360 mm.

PHILIPS AH 862 - Chaîne compacte HiFi.



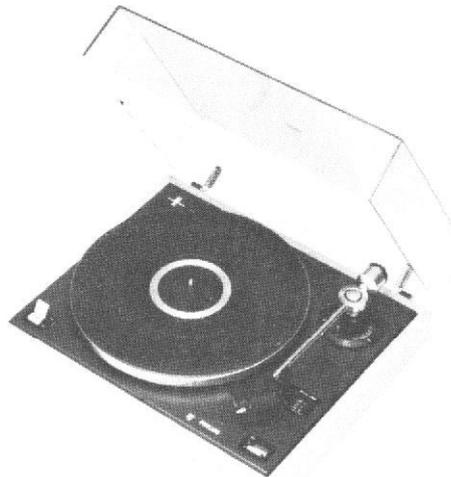
Puissance de sortie : 2 x 20 W efficaces sur 4 Ω.
 4 gammes d'ondes : GO, PO, OC, FM stéréo.
 5 stations pré-réglables en FM.
 Table de lecture automatique HiFi : 33 1/3 et 45 t/mn.
 Tête de lecture magnétodynamique GP 400.
 Filtre « physiologique » commutable.
 Sorties pour enceintes asservies MFB Philips.
 Sorties pour haut-parleurs et ambiophonie.
 Dimensions (H x L x P) : 105/180 x 665 x 410 mm.

PHILIPS SX 6967 - Chaîne compacte HiFi.



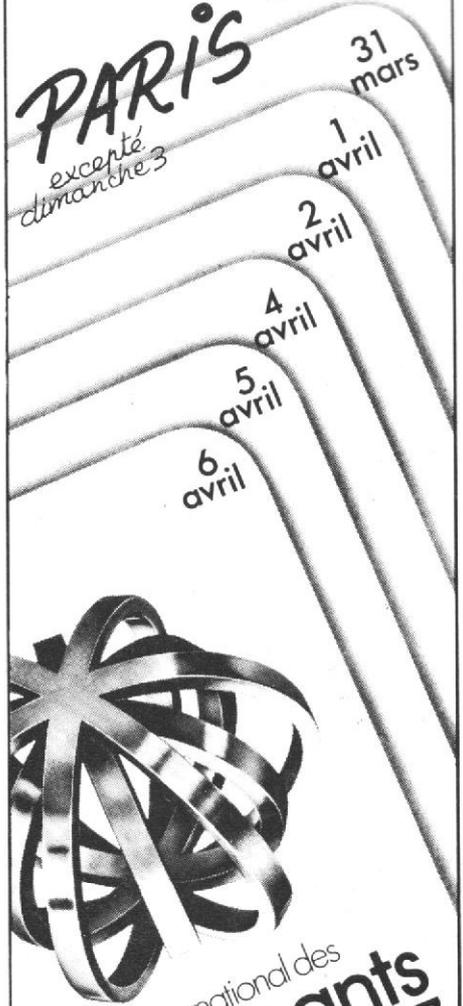
2 gammes d'ondes : GO et FM stéréo.
 5 stations pré-réglables en FM.
 Puissance de sortie : 2 x 25 W efficaces D < 1 % sur 4 Ω.
 Filtre « physiologique » commutable.
 4 sorties pour haut-parleurs et 2 sorties pour ambiophonie.
 Table de lecture HiFi automatique avec tête GP 400, magnétodynamique stéréo diamant.
 Magnétophone à cassettes pour bande Fe₂O₃ et CrO₂.
 Commutateur automatique en fonction de la bande utilisée.
 Arrêt automatique en fin de bande.
 Limiteurs de bruit : DNL et Dolby.
 2 sorties casque.
 Dimensions (H x L x P) : 152 x 640 x 420 mm.

PHILIPS GA 437 - Table de lecture.



Moteur synchrone.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
 Rapport signal/bruit : 58 dB.
 Pleurage et scintillement : ≤ 0,15 %.
 Dimensions : 415 x 142 x 355 mm.

Notez-le sur votre agenda.



salon international des
**composants
 électroniques 77**

invitation
 sur simple demande
 S.D.S.A. 20, rue Hamelin
 F 75116 Paris
 Tél. 505.13.17
 Telex 630 400 F

4 sections :
 composants - mesure
 matériaux et produits
 équipements et méthodes

un nombre sans cesse croissant
 de visiteurs *

1974 - 57.000

1975 - 61.000

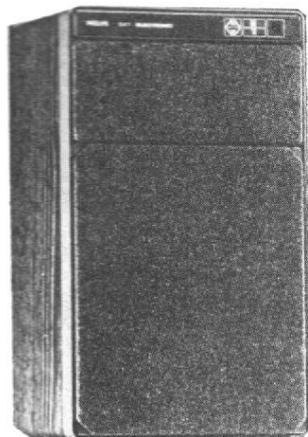
1976 - 72.000

(* cartes permanentes)

**1^{er} rendez-vous mondial
 de l'électronique**

Publi Services Content

PHILIPS AH 567 - Enceinte acoustique asservie.



Amplificateur pour les basses :

Puissance : 40 W efficaces $D < 1\%$ et $D < 0,1\%$ à 30 W efficaces.
Bande passante : 5 à 2 000 Hz (+ 0,5 - 3 dB).

Amplificateur médium-aiguës :

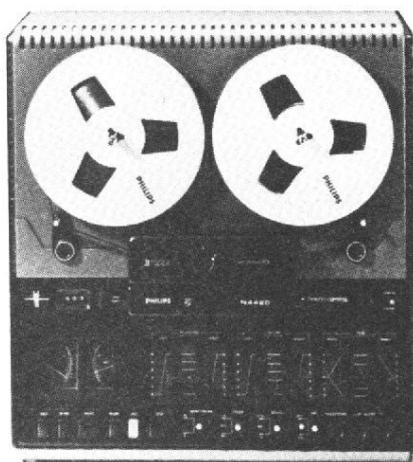
Puissance : 20 W efficaces $D < 1\%$ et $D < 0,1\%$ à 15 watts efficaces.
Bande passante : 500 à 60 000 Hz (+ 0,5 - 3 dB).
Dimensions (H X L X P) : 540 x 320 x 265 mm.

PHILIPS N 2521 - Platine magnétophone à cassette.



Courbe de réponse : FeCr : 25 à 17 000 Hz ; Cr O₂ : 25 à 16 000 Hz.
Rapport signal/bruit : FeCr ≥ 56 dB ; CrO₂ : ≥ 56 dB.
Pleurage et scintillement : $\geq 0,15\%$.
Prises de raccordement DIN :
2 microphones : $\leq 0,25$ mV à 2 k Ω .
Radio, amplificateur, tourne-disques, ligne, magnétophone, entrée : $\leq 0,25$ mV à 2 k Ω ou ≤ 100 mV à 1 M Ω ; sortie : de 0 à 1 V à 50 k Ω (réglable).
Dimensions (L x H x P) : 360 x 300 x 130 mm.

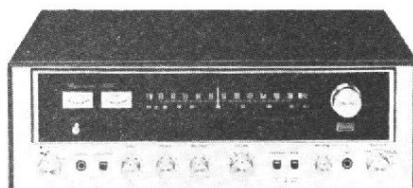
PHILIPS 4420 - Magnétophone 3 vitesses, 19, 9,5 et 4,75 cm/s.



Courbe de réponse : à 19 cm/s : 35 à 25 000 Hz ; à 9,5 cm/s : 35 à 19 000 Hz ; à 4,75 cm/s : 35 à 11 000 Hz.
Rapport signal/bruit (avec DNL) : à 19 cm/s : ≥ 58 dB ; à 9,5 cm/s : ≥ 58 dB ; à 4,75 cm/s : ≥ 56 dB.
Pleurage et scintillement : à 19 cm/s : $\leq 0,15\%$; à 9,5 cm/s : $\leq 0,2\%$; à 4,75 cm/s : $\leq 0,2\%$.
Prises de raccordement DIN :
Pour 2 microphones : $\leq 0,2$ mV à 2 k Ω .
Entrée ligne : ≤ 2 mV ou 2 k Ω ou ≤ 100 mV à 1 M Ω .
Sortie ligne : ≤ 1 V à 10 k Ω ; monitor : ≥ 1 V à 10 k Ω .
Dimensions : 41,5 x 42,5 x 20,5 cm.

SANSUI

SANSUI 5050 - Tuner amplificateur.



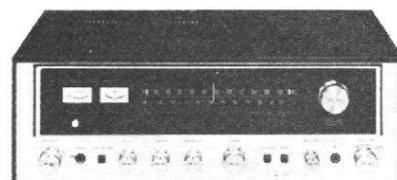
Partie tuner :

Gammes : PO, FM.
Sensibilité FM : 1,1 μ V.

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 30 W / 8 Ω .
Distorsion harmonique : 0,5 %.
Rapport signal/bruit : 70 dB.
Courbe de réponse : 20 à 30 000 Hz.
Diaphonie : 45 dB.
Dimensions : 462 x 146 x 299 mm.

SANSUI 6060 : Tuner amplificateur.



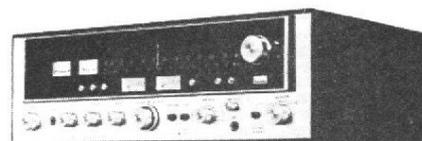
Partie tuner :

Gammes : PO, FM.
Sensibilité FM : 1,1 μ V.

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 40 W / 8 Ω .
Distorsion harmonique : 0,4 %.
Rapport signal/bruit : 70 dB.
Courbe de réponse : 15 à 40 000 Hz.
Diaphonie : 45 dB.
Dimensions : 462 x 146 x 299 mm.

SANSUI 7070 - Tuner amplificateur.



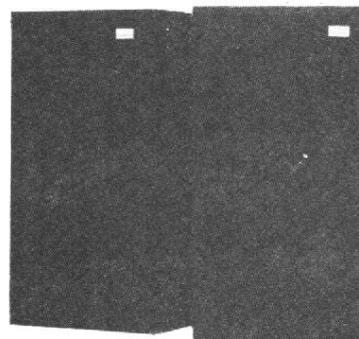
Partie tuner :

Gammes : PO, FM.
Sensibilité FM : 1 μ V.

Partie amplificateur :

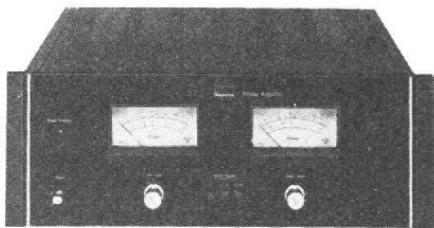
Puissance : 2 x 60 W / 8 Ω .
Distorsion harmonique : 0,3 %.
Rapport signal/bruit : 70 dB.
Courbe de réponse : 10 à 40 000 Hz.
Diaphonie : 50 dB.
Dimensions : 502 x 156 x 371 mm.

SANSUI ES 203 - Enceinte acoustique



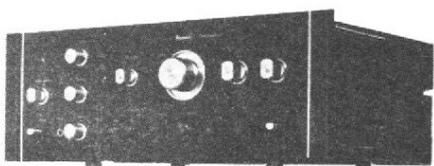
Impédance : 8 Ω .
Puissance maxi : 30 W.
Enceintes 2 voies.

SANSUI BA 2000 - Amplificateur.



Puissance : 2 x 110 W/ 8 Ω .
Distorsion harmonique : 0,03 %.
Bande passante : 5 à 100 000 Hz.
Diaphonie : 115 dB.
Dimensions : 460 x 160 x 375 mm.

SANSUI CA 2000 - Préamplificateur.



Distorsion : 0,03 %.
Bande passante : 10 à 80 000 Hz.
Diaphonie : 60 dB.
Sensibilité d'entrée : phono : 2 mV à 8 mV ; 50 k Ω ; aux., tuner, tape : 150 mV, 50 k Ω .

SANSUI SR 929 - Table de lecture.



Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Fluctuations totales : 0,028 %.
Rapport signal/bruit : 66 dB.
Moteurs à entraînement direct.
Dimensions : 490 x 173 x 381 mm.

SALORA

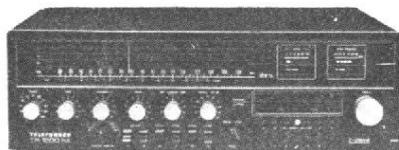
SALORA 6000



3 gammes d'ondes : FM, GO et PO.
7 présélections en FM.
Sensibilité en FM : 1 μ V.
FM Dolby.
Platine tourne-disques Dual 1226.
Cassette à système Dolby.
Tête ferrite.
Taux de pleurage < 0,2 %.
Rapport signal/bruit > 60 dB.
Amplificateur : 2 x 45 W.
Courbe de réponse : 20 à 30 000 Hz.
Dimensions : 640 x 170 x 403 mm.

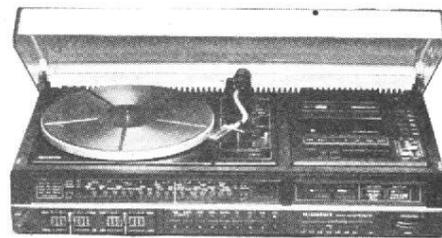
TELEFUNKEN

TELEFUNKEN TR 1200 - Tuner amplificateur.



Partie tuner :
Gammes : PO, GO, OC₁, OC₂, FM.
Sensibilité FM : 1,2 μ V.
Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 60 W/ 8 Ω .
Distorsion harmonique : 0,1 %.
Rapport signal/bruit : 74 dB.
Bande passante : 20 Hz à 20 000 Hz.
Diaphonie : 45 dB.
Dimensions : 493 x 151 x 385 mm.

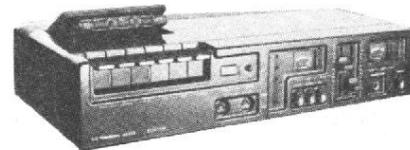
TELEFUNKEN CENTER 5030 - Chaîne compacte HiFi.



4 gammes d'ondes : FM, GO, PO, OC.
7 présélections en FM.
Vumètre d'accord par L.E.D.
Présélections affichées par L.E.D.
Prise casque.
Cassette à système Dolby.
Contrôle d'enregistrement par L.E.D. ainsi que le contrôle du fonctionnement de la cassette (avance rapide, retour rapide, lecture) est aussi contrôlé par L.E.D.
Puissance nominale : 2 x 35 W.

TELETON

**TELETON CD 250 - Platine magnéto-
phone à cassette.**



Courbe de réponse : CrO₂ : 20 à 14 000 Hz (\pm 3 dB) FeCr : 20 à 13 000 Hz.
Rapport signal/bruit CrO₂ : 56 dB avec Dolby.
Pleurage et scintillements \leq 0,12 %.
Prise de raccordement : DIN.
2 microphones \leq 0,3 mV.
Radio, amplificateur, tourne-disques, ligne magnétophone entrée \leq 0,1 mV à 1 k Ω .
Distorsion : 0,5 %.

un générateur B.F. sinusoïdal



à affichage direct

UN générateur BF pour les essais et la mise au point de circuits électroniques est généralement bien utile. Il n'est pas indispensable pour un amateur ou un dépanneur de disposer d'un appareil de laboratoire très précis et très onéreux, mais plutôt d'avoir sous la main un oscillateur BF d'un emploi très simple.

Générateur et oscilloscope sont les deux appareils complémentaires indispensables pour qui veut travailler sérieusement sur une maquette.

Le générateur BF que nous allons décrire dans ces colonnes permet d'effectuer tous les contrôles nécessaires sur des circuits fonctionnant dans la bande de fréquences 20 Hz-

100 kHz. Un galvanomètre affiche directement la fréquence du signal disponible aux bornes de sortie, ce qui est plus pratique et plus précis qu'un cadran gradué.

I - SYNOPTIQUE DU GÉNÉRATEUR

Celui-ci est proposé à la figure 1. Nous y voyons quatre étages :

- Générateur sinusoïdal (oscillateur + adaptateur impédance) 20 Hz à 100 kHz.
- Etage tampon.
- Fréquentemètre.
- Alimentation stabilisée ± 12 V et + 5 V.

Les éléments de ces quatre étages sont regroupés sur quatre circuits imprimés comme nous aurons l'occasion de le voir plus loin.

II - LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Proposé à la figure 2, ce schéma de principe n'est pas trop complexe à suivre, nous y retrouvons les quatre étages du synoptique.

A) Le générateur BF :

Le cœur de l'oscillateur BF est un circuit intégré, maintenant très courant, puisqu'il s'agit du SFC2741DC. Cet

oscillateur utilise un montage en pont de Wien, raison pour laquelle un commutateur à deux galettes insère dans les deux branches du pont des condensateurs de même valeur.

De la même façon, afin de conserver la symétrie, les éléments variables $P_1(a)$ et $P_1(b)$ sont jumelés. Il s'agit d'un potentiomètre double à axe unique.

Cet oscillateur comporte quatre gammes de fonctionnement grâce à la substitution de condensateurs fixes. Une commande manuelle, à l'aide du potentiomètre double permet d'étaler les fréquences sur les plages suivantes :

- 1 - 17 Hz à 200 Hz.
- 2 - 120 Hz à 1 800 Hz.

3 - 1 200 Hz à 17 kHz.

4 - 14 kHz à 100 kHz.

Il s'agit bien entendu de valeurs théoriques qui peuvent légèrement varier d'une maquette à l'autre en fonction de la tolérance des composants (C_1 à C_8).

Avec ce type de montage, le problème le plus délicat consiste à obtenir une tension de sortie constante en amplitude quelle que soit la valeur de la fréquence désirée. On peut alors utiliser utilement une commande automatique de gain, mais le montage se compliquerait. Dans ce circuit une solution intéressante a été retenue, elle fait appel à une lampe à incandescence miniature L_1 -24 V/50 mA. En effet, la résistance ohmique d'une telle ampoule varie avec la température du filament. De la façon dont elle est insérée dans le montage, on obtient ainsi une régulation de l'amplitude très efficace en constituant un dispositif de C.A.G.

Les condensateurs C_1 à C_8 permettent de répartir les fréquences de travail en quatre gammes grâce aux valeurs suivantes adoptées :

$C_1 = C_5 = 470 \text{ nF}$ — 17 Hz à 200 Hz

$C_2 = C_6 = 47 \text{ nF}$ — 120 Hz à 1 800 Hz

$C_3 = C_7 = 4,7 \text{ nF}$ — 1 200 Hz à 17 kHz

$C_4 = C_8 = 330 \text{ pF}$ — 14 kHz à 100 kHz.

Le potentiomètre ajustable RV_1 -100 Ω sert de contrôle d'amplitude et de linéarité du signal sinusoïdal de sortie. A cette fin il est indispensable d'utiliser une ampoule miniature L_1 24 V/50 mA en série avec cet élément variable, une ampoule d'un autre type pouvant altérer la linéarité du signal de sortie.

Le potentiomètre P_2 -4,7 k Ω monté en série avec la résistance R_4 -47 Ω constitue la commande de niveau.

Le circuit intégré IC_1 nécessite une alimentation symétrique stabilisée de $\pm 12 \text{ V}$ pour son fonctionnement, le +12 V étant appliqué à la

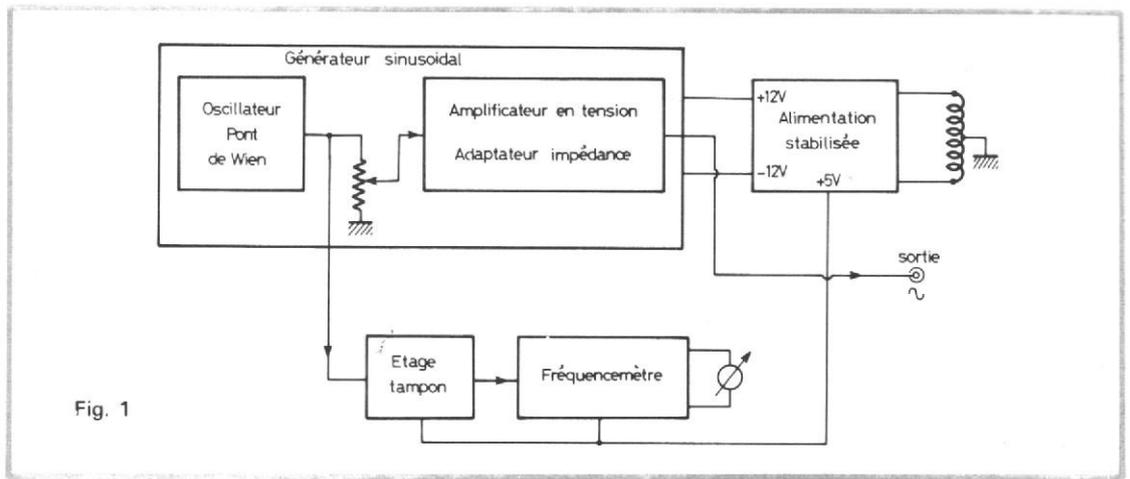


Fig. 1

patte 7 du CI et le -12 V au point 4 à travers la résistance R_{11} -47 Ω .

Deux transistors sont utilisés comme étage tampon et adaptateur d'impédance. Il s'agit des transistors complémentaires Q_1 -2N2904 du type PNP et Q_2 -2N2222 du type NPN. L'impédance de sortie est constante et égale à 600 Ω . Elle est indépendante de l'amplitude et de la fréquence du signal délivré.

L'ajustable RV_2 -470 k Ω permet d'obtenir une tension de sortie maximale de 5 Vcc pour un déplacement maximal du curseur de P_2 -4,7 k Ω .

Le condensateur C_{10} -47 nF sert de liaison entre l'étage oscillateur IC_1 et l'étage adaptateur d'impédance Q_1 - Q_2 .

La sortie est établie au niveau du collecteur de Q_2 par l'intermédiaire de C_{11} -1000 μF sur R_9 -680 Ω et R_{10} -10 k Ω .

B) Etage tampon

Il n'est pas possible de coupler directement la sortie de l'oscillateur BF et l'entrée du fréquencemètre, il est donc indispensable d'insérer un étage tampon qui utilise ici le transistor Q_6 . Ce transistor est monté en collecteur commun. La base de ce BC207 est polarisée par le pont de résistances R_{19} et R_{20} -220 k Ω . Le signal prélevé aux bornes du potentiomètre P_2 est appliqué à la base de Q_6 par le condensateur C_{24} -470 nF. La sortie sur l'émetteur (chargé par R_{21} -100 Ω) permet d'appliquer le signal de commande à l'étage fréquencemètre.

C) Le fréquencemètre

On fait encore appel ici à un circuit intégré. IC_2 -SN74121 est le cœur du montage. Le SN74121 est un monostable qui convertit les mesures digitales en affichage analogique par l'intermédiaire d'une bobine à cadre mobile.

La valeur mesurée est transmise sous forme de cadence d'impulsions. Les impulsions sont transmises à l'entrée positive du monostable (broche 5 du SN74121). La durée d'impulsion à la sortie du monostable est constante, étant déterminée par le réseau RC aux broches 10 et 11 de IC_2 . A la sortie (broche 6) est branchée la bobine à cadre mobile de 100 μA , à travers la résistance ajustable RV_8 -10 k Ω qui sert au calibrage de l'affichage. L'inertie de la bobine transforme la tension de sortie pulsée en affichage direct linéaire.

La précision du fréquencemètre est égale aux tolérances des composants, cette précision est nettement améliorée par l'utilisation de potentiomètres ajustables RV_3 à RV_7 ; chaque trimmer ajustant une plage de fréquence.

Un commutateur à deux galettes met en service les éléments RC qui déterminent la plage de fréquence. Cinq gammes peuvent être sélectionnées :

1. 10 Hz à 100 Hz
2. 100 Hz à 1 kHz
3. 1 kHz à 10 kHz
4. 10 kHz à 100 kHz
5. 100 kHz à 1 MHz.

La cinquième gamme ne

peut cependant être utilisée ici avec le générateur, celui-ci étant limité à 100 MHz.

D) Les alimentations stabilisées

Trois tensions stabilisées sont ici nécessaires au bon fonctionnement du générateur BF, $\pm 12 \text{ V}$ pour la section oscillatrice et adaptateur d'impédance, +5 V pour le fréquencemètre et l'étage tampon. Le +5 V sert également à alimenter une diode LED qui indique la mise sous tension de l'appareil.

On part d'un transformateur pouvant fournir au secondaire 2 x 12 V et une intensité de 300 mA. Un pont formé de 4 diodes 1N4001 redresse cette tension alternative et permet d'obtenir environ $\pm 17 \text{ V}$.

La tension stabilisée +12 V est obtenue à partir du transistor Q_3 -2N1711. Sa base est fixée à un potentiel de +13 V par la diode zener. Celle-ci est polarisée par la résistance R_{16} -1 k Ω . Le bruit thermique qui est engendré par cet élément est filtré par le condensateur C_{18} -100 μF . Le condensateur C_{19} -1000 μF permet d'obtenir une tension continue avec une très faible ondulation.

La tension stabilisée -12 V est obtenue de la même façon avec cette fois-ci comme élément ballast un transistor PNP/ Q_4 -2N2904.

La tension stabilisée +5 V est obtenue à partir du +12 V, sur l'émetteur de Q_3 . On utilise ici comme ballast le tran-

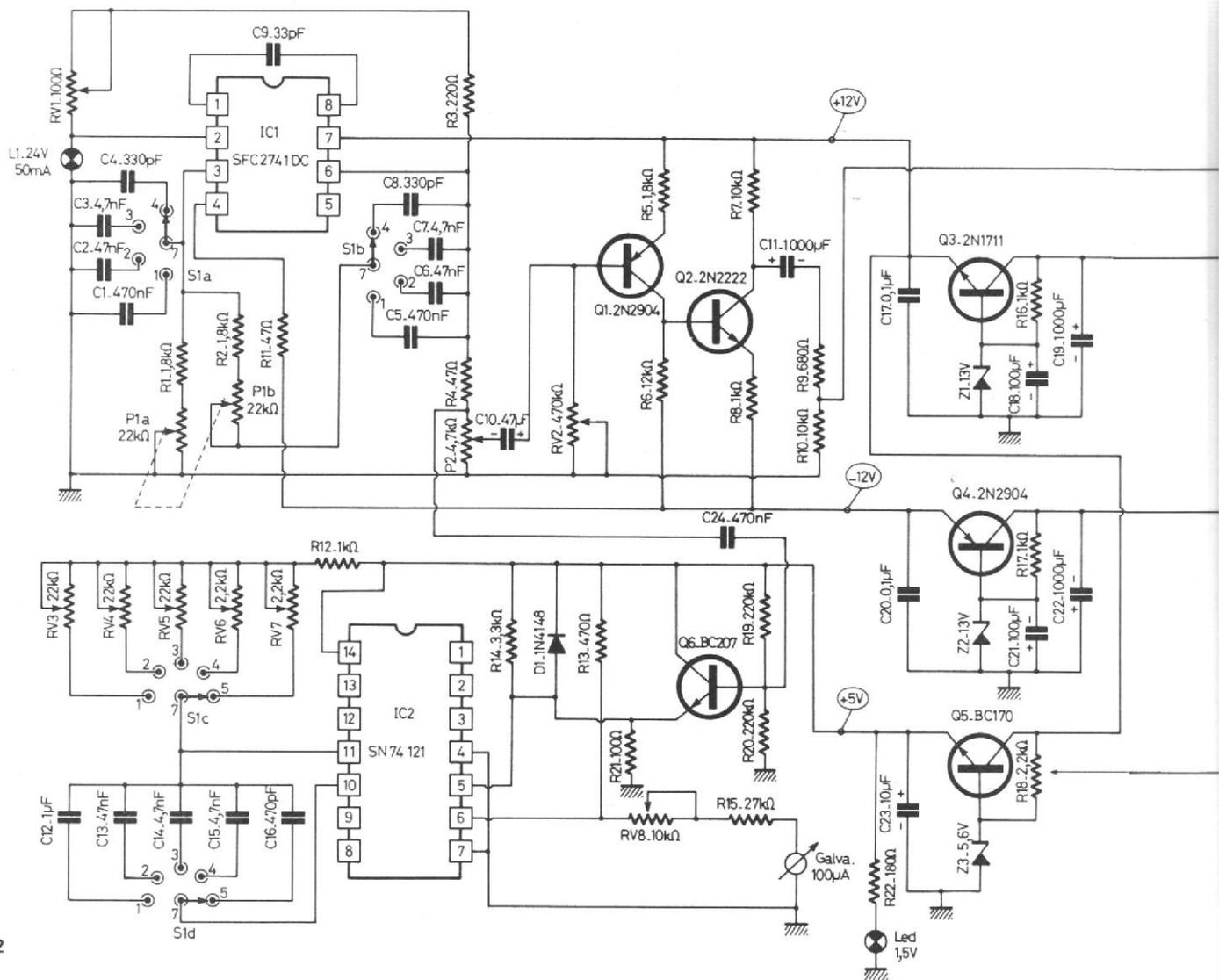


Fig. 2

sistor Q₅-BC170, qui peut être remplacé si on le désire par un 2N1711.

III - RÉALISATION DU GÉNÉRATEUR BF (LES MODULES)

A) L'OSCILLATEUR ET L'ADAPTATEUR D'IMPÉDANCE (GÉNÉRATEUR BF):

1) Le circuit imprimé :

Celui-ci est proposé aux lecteurs à l'échelle 1 afin d'en

faciliter la reproduction. Les dimensions de la plaquette sont de 130 x 69 mm. Les liaisons ne sont pas trop nombreuses et l'utilisation de bandes et pastilles adhésives devrait en faciliter la gravure. Attention pour les deux rangées de 2 x 11 pastilles qui doivent être déposées avec précision. Nous avons personnellement utilisé des transferts Mécanorma de circuits intégrés Dual in Line.

Il suffit de reproduire la figure 3 sur une feuille de calque ou de mylar pas trop opaque et l'emploi d'une plaquette photosensibilisée rendra les meilleurs services.

Le document de base (fig. 3)

bien reproduit, on insole le circuit imprimé 3 à 5 mn, on développe et on grave au perchlore. Si le produit est porté à une température de 25 °C, la gravure est très rapide (3 à 5 mn suffisent).

La plaquette imprimée, reste les perçages avec un foret de Ø 1 mm. Les quatre trous de fixation sont ensuite protés par des bouchons de Ø 3,2 mm. La résine protégeant les pistes lors de la gravure, est ensuite dissoute.

On frotte les liaisons cuivrées avec un tampon Jex pour que le métal soit bien désoxydé, cette opération facilitant l'adhérence de la soudure au moment du câblage.

2) Câblage du module :

Le plan de câblage est propre à la figure 4. Tous les composants étant repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur nominale ainsi que la tolérance.

On commence par souder toutes les résistances. Attention, la résistance R₃ doit être soudée sur deux picots car elle est susceptible d'être changée lors des essais.

On passe ensuite à RV₁ et RV₂, aux condensateurs non polarisés en commençant par les plus petites valeurs (C₂, C₃, C₄, C₆, C₇, C₈) sans oublier le condensateur céramique C₉.

Fig. 3

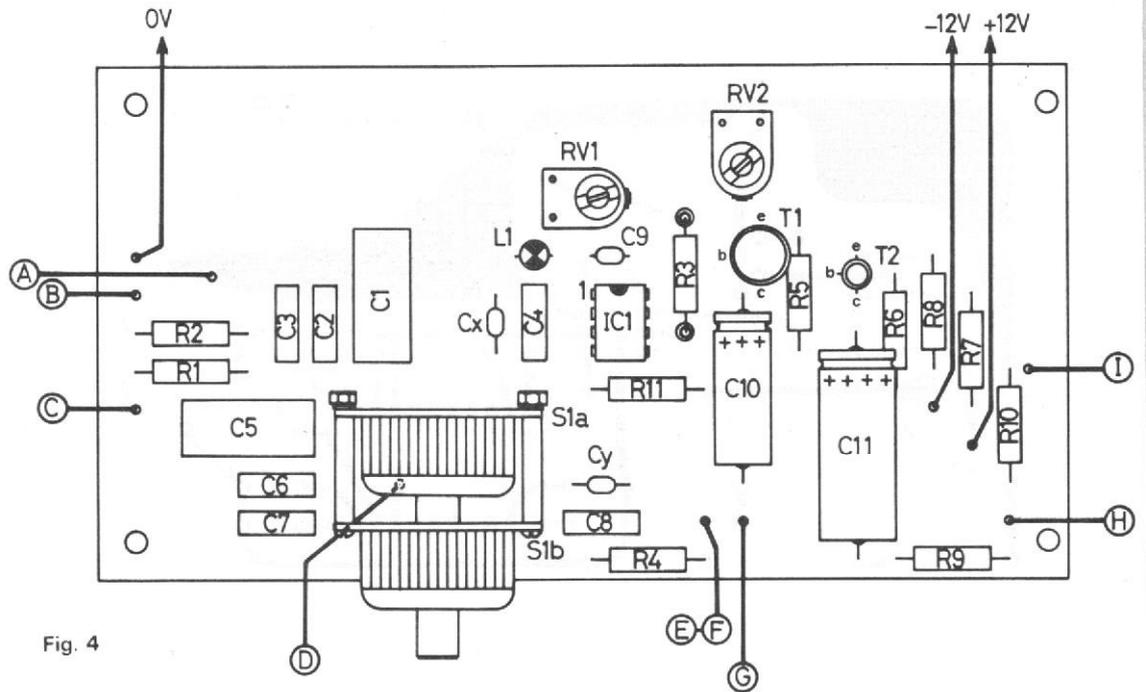
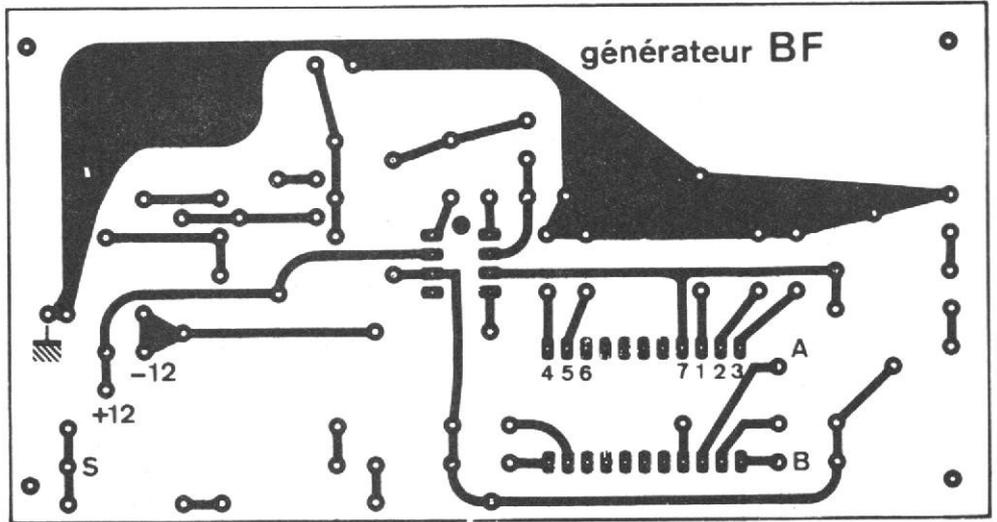


Fig. 4

Viennent ensuite les gros éléments C_1 et C_5 .

Les électrochimiques C_{10} et C_{11} suivant l'ordre de câblage, avant le commutateur de fonction. On termine alors par les semi-conducteurs et la lampe L_1 .

Il est préférable de souder tout de suite les fils d'interconnexions, ceux-ci auront des longueurs de 20 centimètres. Pour les liaisons A, B, C, D, on utilise un câble blindé quatre conducteurs et les liaisons FG, un câble blindé un conducteur.

Aux emplacements C_x et C_y , on peut souder deux condensateurs céramiques de 33 pF, ce qui permet d'obtenir

une cinquième gamme 100 kHz... X kHz.

Le module câblé et vérifié soigneusement, on dissout la résine des points de soudure avec du trichloréthylène, ce qui donne un aspect professionnel à la plaquette.

Pour éviter toute nouvelle oxydation des liaisons cuivrées, on pulvérise une couche de vernis protecteur.

-3) Nomenclature des éléments :

*Résistances à couche $\pm 5\%$ - 0,5 W

$R_1 = 1,8 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 1,8 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 220 \Omega$
 $R_4 = 47 \Omega$

$R_5 = 1,8 \text{ k}\Omega$
 $R_6 = 12 \text{ k}\Omega$
 $R_7 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_8 = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_9 = 680 \Omega$
 $R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{11} = 47 \Omega$

*Condensateurs non polarisés à sorties radiales

(DI = distance d'insertion)
 $C_1 = 470 \text{ nF}/100 \text{ V DI}/15$
 $C_2 = 47 \text{ nF}/250 \text{ V DI}/7,5$
 $C_3 = 4,7 \text{ nF}/250 \text{ V DI}/7,5$
 $C_4 = 330 \text{ pF}/250 \text{ V DI}/7,5$
 $C_5 = 470 \text{ nF}/100 \text{ V DI}/15$
 $C_6 = 47 \text{ nF}/250 \text{ V DI}/7,5$
 $C_7 = 4,7 \text{ nF}/250 \text{ V DI}/7,5$
 $C_8 = 330 \text{ pF}/250 \text{ V DI}/7,5$
 $C_9 = 33 \text{ pF}$ céramique

*condensateurs électrochimiques

$C_{10} = 47 \mu\text{F}/25 \text{ V}$ au tantale
 $C_{11} = 1000 \mu\text{F}/10 \text{ V}$

* ajustable VO5 H ohmic pas 2,54

$RV_1 = 100 \Omega$
 $RV_2 = 470 \text{ k}\Omega$

* semi-conducteurs
 $IC_1 = \text{SFC2741DC}$

$Q_1 = 2\text{N}1711$
 $Q_2 = 2\text{N}2904$

$L_1 = 24 \text{ V}/50 \text{ mA}$ ou 60 mA

* commutateur de fonctions Jeanrenaud

Réf. : ensemble de 1 RBP-12 ADP + 1 RBP - 125 P 1 circuit - 6 positions (ACER)

Câble blindé 3 conducteurs et 1 conducteur

Fils de câblage de couleurs Picots à souder.

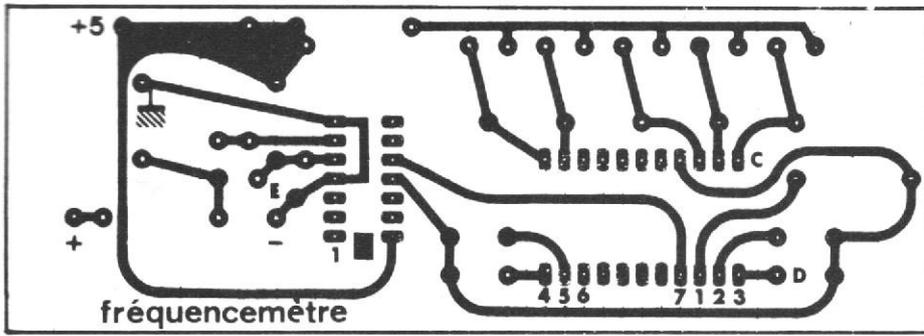


Fig. 5

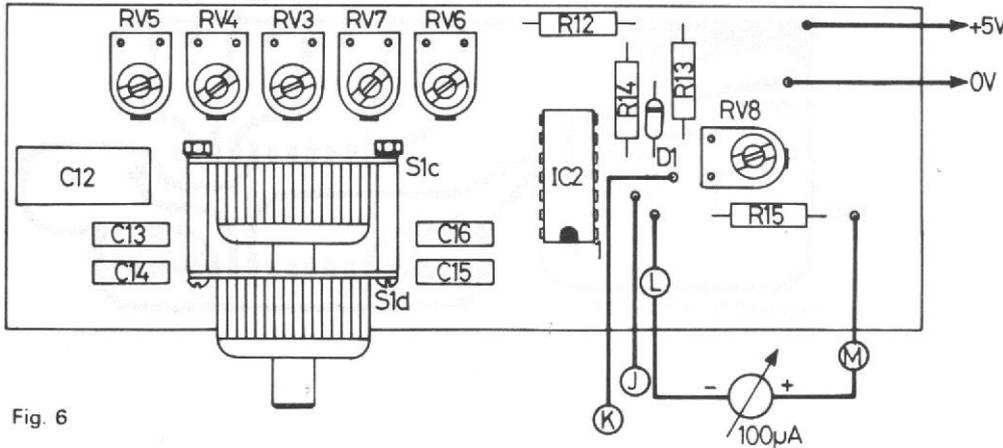


Fig. 6

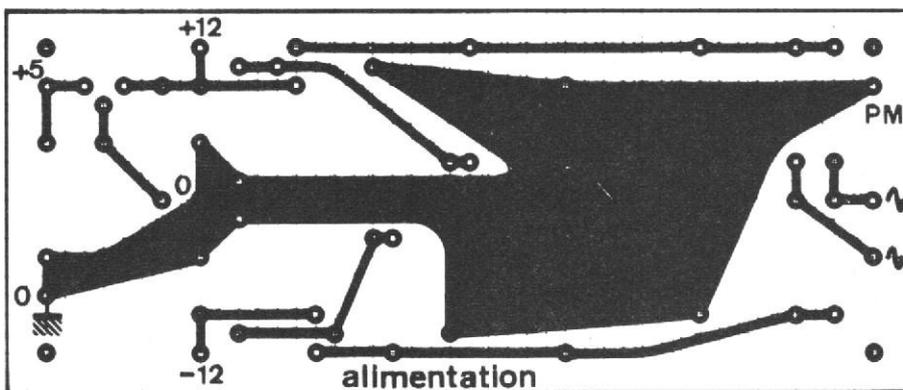


Fig. 7

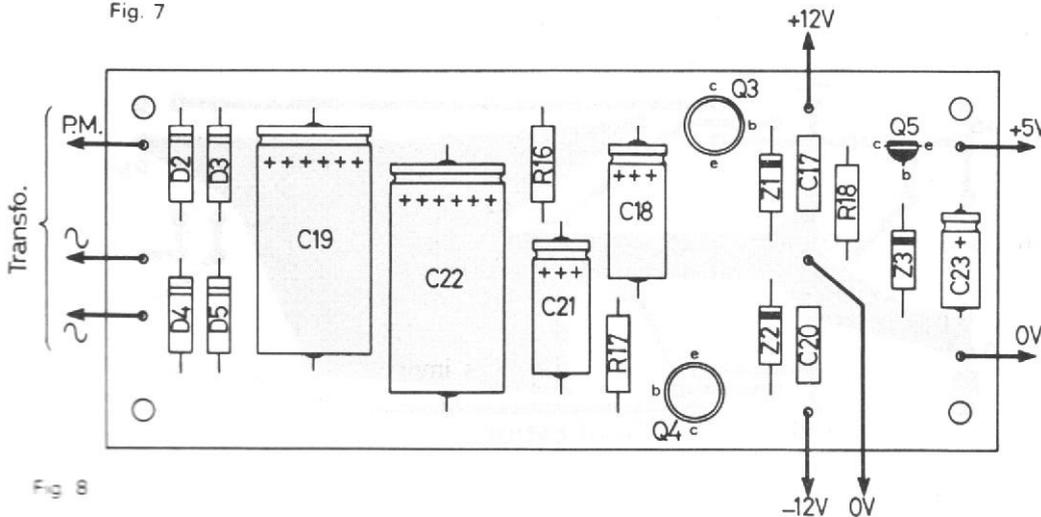


Fig. 8

B) LE FRÉQUENCÉMÈTRE

1) Le circuit imprimé :

Le dessin des pistes cuivrées est proposé à la figure 5, toujours à l'échelle 1.

Les dimensions de la plaque sont de 122 x 43 mm.

Les liaisons ne sont pas très nombreuses, ce qui facilite la gravure de cette plaque. Cependant faire très attention, comme pour le circuit précédent, aux deux rangées de 11 pastilles, il faut de la précision.

2) Câblage du module :

Le plan de câblage de la figure 6 demande encore un report à la nomenclature pour connaître la valeur des composants.

Comme pour la figure 4, on commence par souder toutes les résistances, puis les condensateurs en commençant par les petites valeurs et en terminant par C₁₂.

Mettre ensuite en place les ajustables RV₃ à RV₈ et les semi-conducteurs IC₂ et D₁.

Vient le tour des commutateurs, on termine en soudant des picots au niveau des interconnexions aux éléments extérieurs.

Le module câblé et vérifié, on dissout la résine et on pulvérise une couche de vernis.

3) Nomenclature des éléments :

* Résistances à couche $\pm 5\%$
- 1/2 W

R₁₂ = 1 k Ω

R₁₃ = 470 Ω

R₁₄ = 3,3 k Ω

R₁₅ = 27 k Ω

* Condensateurs non polarisés

C₁₂ = 1 μ F/100 V DI/15

C₁₃ = 47 nF/100 V DI/7,5

C₁₄ = 4,7 nF/250 V DI/7,5

C₁₅ = 4,7 nF/250 V DI/7,5

C₁₆ = 470 pF céramique

* Ajustables VAO5 H ohmic (pas de 2,54)

RV₃ = RV₄ = RV₅ = 22 k Ω

RV₆ = RV₇ = 2,2 k Ω

RV₈ = 10 k Ω

* Semi-conducteurs

IC₂ = SN74121

D₁ = 1N914

* Commutateur Jeanrenaud
Réf. : ensemble de 1RBP-

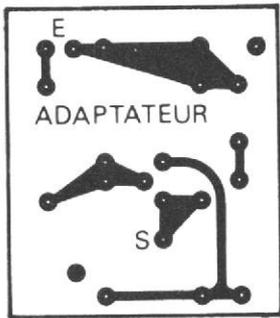


Fig. 9

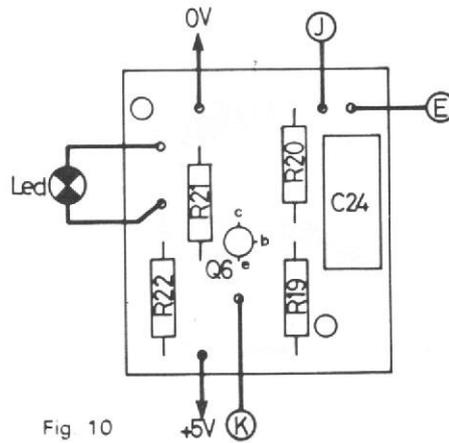


Fig. 10

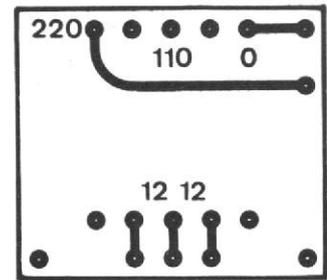


Fig. 11

12ADP + 1RBP-12SP 1 circuit 6 positions (ACER)

- * Fils de câblage
- * Picots à souder.

C) L'ALIMENTATION STABILISÉE ± 12 V et + 5 V

1) Le circuit imprimé :

Le dessin des pistes cuivrées est donné à la figure 7. Les dimensions de la plaquette sont de 119 x 51 mm. Les liaisons peu nombreuses ont l'avantage d'être directes de pastille à pastille, donc pas de problème pour reproduire le document sur une feuille de calque ou de mylar.

2) Câblage du module :

Le plan de câblage détaillé est fourni à la figure 8. Là encore les composants sont repérés par leur symbole électrique. La marche à suivre pour le câblage est identique aux modules précédents : résistances, condensateurs, semi-conducteurs.

Les fils de câblage module/transformateur sont soudés sur le circuit (longueur de 20 cm environ), tandis que pour les sorties stabilisées + 12 V, - 12 V, 0 V, + 5 V, on soude des picots.

Le module câblé et vérifié, dissoudre la résine et pulvériser une couche de vernis.

3) Nomenclature des composants :

- * Résistances à couche ± 5 % - 1/2 W

- $R_{16} = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_{17} = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_{18} = 2,2 \text{ k}\Omega$
- * Condensateurs
- $C_{17} = 0,1 \mu\text{F}/63 \text{ V DI}/7,5$
- $C_{18} = 100 \mu\text{F}/16 \text{ V}$
- $C_{19} = 1000 \mu\text{F}/16 \text{ V}$
- $C_{20} = 0,1 \mu\text{F}/63 \text{ V DI}/7,5$
- $C_{21} = 100 \mu\text{F}/16 \text{ V}$
- $C_{22} = 1000 \mu\text{F}/16 \text{ V}$
- $C_{23} = 10 \mu\text{F}/63 \text{ V}$

* Semiconducteurs

- * Semi-conducteurs
- $D_2 = D_3 = D_4 = D_5 = 1\text{N}4001$
- $Z_1 = Z_2 = \text{zeners } 13 \text{ V}/1 \text{ W}$
- $Z_3 = \text{Zenrer } 5,6 \text{ V}/1 \text{ W}$
- $Q_3 = 2\text{N}1711$
- $Q_4 = 2\text{N}2904$
- $Q_5 = \text{BC}170 \text{ (ou } 2\text{N}1711)$

- * Fils de câblage
- * Picots à souder.

D) L'ÉTAGE TAMPON

1) Le circuit imprimé :

Il suffit de se reporter à la figure 9, nous y voyons le CI de l'étage tampon (ou adaptateur générateur/fréquence-mètre). Les dimensions sont modestes : 36 x 41 mm. Vu le peu de composants utilisés, les liaisons cuivrées ne sont pas nombreuses.

Les opérations pour la gravure et le perçage sont identiques aux trois autres circuits.

2) Câblage du module :

Le plan de câblage de la figure 10 se passe de tout commentaire. La résistance R_{22} ne fait pas partie de l'étage tam-

pon, elle sert à alimenter la diode LED à partir du + 5 V.

On soude des picots au niveau des interconnexions aux différents modules.

Ne pas négliger les opérations de décapage de la résine et de vernissage.

3) Nomenclature des composants :

- * Résistances à couche ± 5 % 1/2 W
- $R_{19} = 220 \text{ k}\Omega$
- $R_{20} = 100 \Omega$
- $R_{22} = 180 \Omega$
- * Condensateur $C_{24} = 0,47 \mu\text{F}$
- * Transistor $Q_6 = \text{BC}207$
- * Picots à souder.

E) LE TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

Afin de réaliser une maquette bien propre, nous avons gravé un circuit imprimé qui reçoit le transformateur d'alimentation. Ce circuit proposé à la figure 11 est des plus simple. Les dimensions de la plaquette sont de 40 x 36 mm. Le câblage du cordon secteur et des trois fils allant vers le module alimentation se soudent sur des picots.

Les cinq circuits imprimés sont maintenant câblés, vérifiés et prêts à l'emploi. Il ne reste plus qu'à les assembler dans un coffret pour avoir entre les mains un générateur BF de bonnes performances.

IV - RÉALISATION DU GÉNÉRATEUR BF (LA TÔLERIE)

Afin de faciliter le travail de tôlerie des lecteurs, nous avons utilisé un coffret disponible dans le commerce, chez de nombreux revendeurs. Il s'agit d'un modèle de la marque LG aux dimensions de 144 x 144 x 72 mm. Ce coffret est identique à celui utilisé pour le capacimètre linéaire (voir H.-P. n° 1563) ou l'alimentation stabilisée 0 V-50 V (voir H.-P. n° 1583).

A) PERÇAGES DE LA FACE AVANT

Les différentes cotations et les diamètres de perçages sont fournis à la figure 12. Ce travail n'est pas trop délicat à réaliser, excepté pour le trou de $\varnothing 28 \text{ mm}$. Après avoir tracé le cercle de $\varnothing 28 \text{ mm}$ sur la tôle, il suffit de percer une série de petits trous autour de la circonférence. Ces trous sont ensuite réunis en sciant avec une lame abrafil. Une lime demi-ronde termine le travail afin d'obtenir un trou bien rond de $\varnothing 28 \text{ mm}$. Cette face avant étant en aluminium, ce travail est assez vite réalisé, sans trop peiner.

Fig. 12

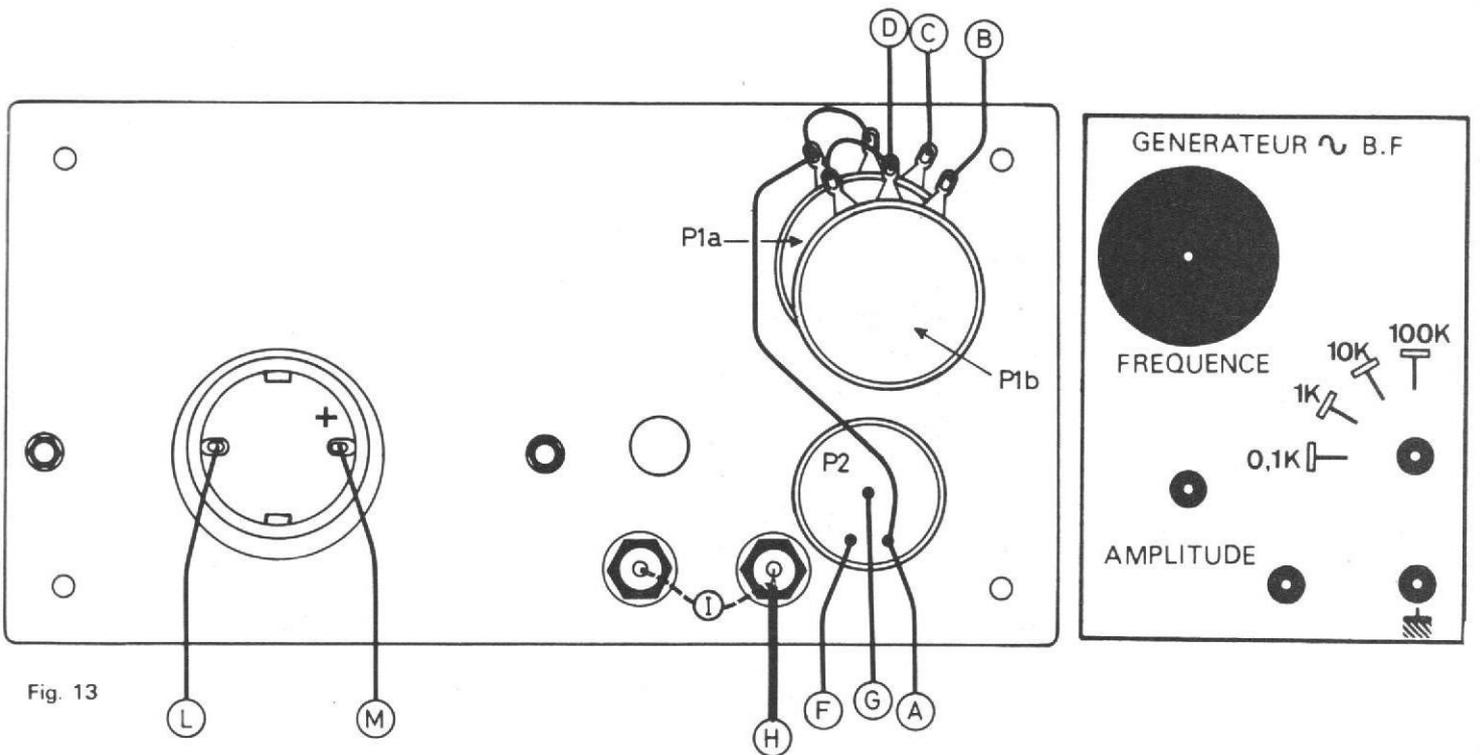
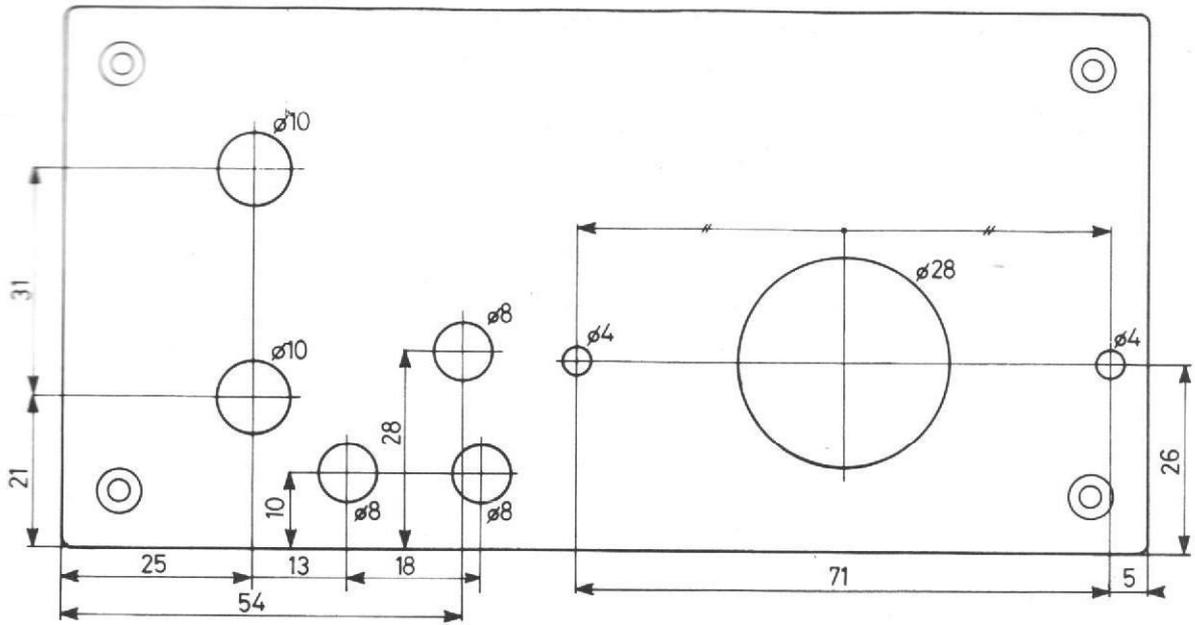


Fig. 13

B) PERÇAGES DE LA FACE ARRIÈRE

Il n'y a que quatre trous de $\varnothing 3,2$ mm à percer, nous ne donnons donc pas de plan détaillé pour si peu. Pour le repérage de ces quatre trous, on se sert du module alimentation. Celui-ci est positionné le plus haut possible sur la face arrière, les (+) des condensateurs électrochimiques étant orientés vers le haut.

V - RÉALISATION DU GÉNÉRATEUR BF (MISE EN PLACE DES MODULES)

1) On commence par fixer le module alimentation contre la face arrière du coffret, en surélevant celui-ci avec des entretoises de 5 mm de hauteur.

2) On met ensuite en place le module oscillateur/adaptateur impédance (générateur BF). Celui-ci est fixé au fond du coffret et à l'arrière, en prenant soin de bien le centrer de part et d'autre de la largeur (il doit rester environ 5 mm de chaque côté).

Ce module est surélevé du fond grâce à quatre entretoises de 10 mm de hauteur. A cette hauteur on ajoute celle d'un écrou. Les entretoises

sont donc fixées sur le module.

3) Mêmes opérations pour le module fréquencemètre.

Attention : Veiller à ce que le commutateur du générateur soit bien sur la première position (en tournant vers la gauche). Même vérification pour le commutateur du fréquencemètre. S'il en est ainsi, le commutateur du fréquencemètre doit s'enclencher dans l'axe du commutateur du générateur.

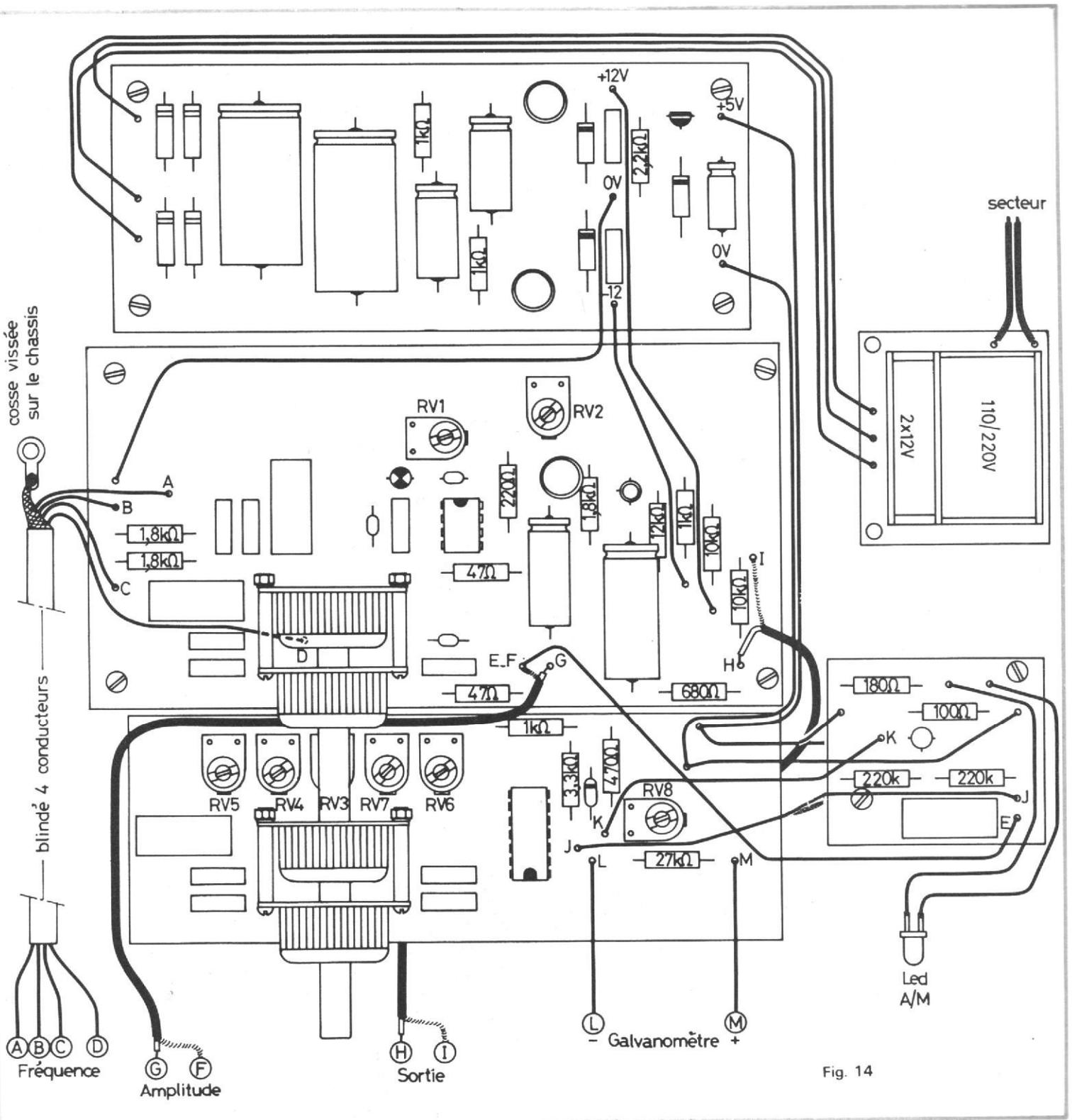


Fig. 14

Il faut alors repérer les trous de fixation de ce module au fond du châssis, on prévoit 2, 3 ou 4 points. C'est un travail délicat qui demande de la précision et de la patience. Quatre points de fixation permettent de mieux maintenir le module et lui évitent de tourner. Ce module fréquencemètre est également surélevé avec des

entretoises de 10 mm et un écrou de 3. C'est logique, les deux modules doivent se trouver à la même hauteur pour que les deux commutateurs puissent s'enclencher l'un dans l'autre. Le fréquencemètre solidement maintenu avec de la visserie de 3 x 16 mm, on trouve le commutateur du générateur sur toutes les posi-

tions et on vérifie que celui du fréquencemètre suit bien le même mouvement (6 positions).

4) Le module adaptateur d'impédance (étage tampon entre le générateur et le fréquencemètre) est à fixer contre la paroi droite du châssis, vers l'avant. A cet endroit nous trouvons une série de

trous qui vont servir à la fixation de ce module. On utilise encore ici deux entretoises de 10 mm de hauteur et des écrous de 3. La vis doit avoir une longueur maximum de 16 mm, sinon il ne serait plus possible de reposer le capot du coffret.

5) Le transformateur d'alimentation est fixé également

contre la paroi du châssis mais au fond. On se sert à cet effet des brides de cet élément. Cependant, cette pièce ne sera fixée qu'au dernier moment, après les essais du générateur, avant de remettre le capot de l'appareil terminé.

6) Equipement de la face avant :

Le plan d'équipement est celui proposé à la figure 13.

— On visse les deux fiches bananes femelles en prenant soin de bien les isoler du châssis.

— On visse le potentiomètre double $P_1(a) + P_1(b)$, les cosses à souder vers le haut de la face avant.

— On visse le potentiomètre P_2 , en positionnant correctement les trois bornes de sortie.

— On met en place le galvanomètre. Attention, il faut avant de fixer ce galvanomètre percer un trou de $\varnothing 3,2$ mm dans le châssis. Ce travail effectué, on met en place le galvanomètre et **on ne fixe que la vis de gauche**, la vis de droite est simplement enfilée dans le trou que l'on vient de percer.

VI - NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS EXTÉRIEURS AUX MODULES

Coffret LG 144 x 72 x 144 mm

Transformateur pour circuit imprimé 110/220 V - 2 x 12 V/300 mA

Entretroises de 5 et 10 mm de hauteur

Visserie de 3 x 16 mm et 3 x 10 mm

Potentiomètre double 2 x 22 k Ω ohmic (axe unique) modèle MP41

Potentiomètre 4,7 k Ω Sfernice, modèle PE25

Fiches bananes femelles isolées

Galvanomètre 100 μ A, appareil de mesure magnéto électrique

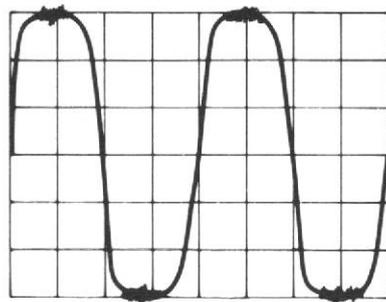


Fig. 15

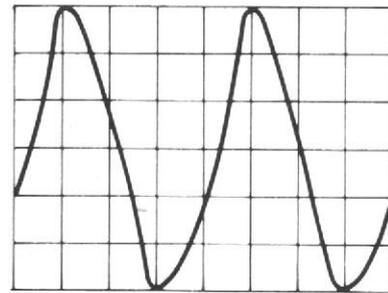


Fig. 16

Dimensions 78 x 63 mm
Cordon secteur avec fusible incorporé
Diode LED $\varnothing 3$ mm rouge ou verte 1,6 V.

VII - INTER-CONNEXIONS DES DIFFÉRENTS MODULES

Afin de simplifier le travail des lecteurs et nous éviter un bavardage important et souvent peu compréhensible, nous donnons à la figure 14 un plan de câblage que nous espérons clair.

Attention : Le fil alimentant en + 5 V le module fréquencemètre ne sera pas soudé dans un premier temps. Les modules fréquencemètre et adaptateur ainsi que la diode LED ne seront donc pas alimentés.

On se reportera à la figure 13 par le câblage des éléments sur la face avant.

VIII - RÉGLAGES DU GÉNÉRATEUR BF SINUSOIDAL

A) LE MODULE GÉNÉRATEUR BF

A la mise sous tension, on vérifie au contrôleur universel que l'on a bien ± 12 V appli-

qués au module générateur. Dès la mise sous tension on doit obtenir un signal aux bornes de sortie. La mise au point s'effectue très rapidement à l'aide d'un oscilloscope. Il suffit de relier la sonde de l'appareil de mesure aux bornes du potentiomètre P_2 -4,7 k Ω en plaçant le curseur à la masse. L'oscillateur est ainsi isolé du reste du montage. Le commutateur de fonctions est positionné sur la quatrième gamme, la plus élevée. On insère donc dans le montage les condensateurs C_4 et C_8 de 330 pF. On contrôle alors la forme de l'onde qui doit être parfaite, sinusoïdale. S'il n'en est pas ainsi, on ajuste le potentiomètre RV_1 -100 Ω et tout doit rentrer dans l'ordre. Dans le cas contraire, si le signal alternatif présente une analogie avec la figure 15, il faut réduire la valeur de la résistance R_3 (soudée sur des picots) et la porter de 220 Ω à 180 Ω ou bien 150 Ω . On réajuste au besoin le potentiomètre RV_1 -100 Ω pour obtenir une sinusoïde parfaite.

Si la forme de l'onde délivrée présente au contraire une analogie avec celle représentée figure 16, il faut alors augmenter la valeur de R_3 et la porter de 220 Ω à 270 Ω voire même 330 Ω si l'ajustable RV_1 n'est pas assez efficace.

On doit par ailleurs ajuster RV_2 -470 k Ω de manière à obtenir un signal sinusoïdal maximal de 5 V crête à crête aux bornes de sortie, lorsque le potentiomètre P_2 est en position max.

On commute les différentes gammes et on fait varier le potentiomètre double $P_1(a) + P_1(b)$. Le signal doit toujours être parfaitement sinusoïdal.

Attention : Pour régler l'ajustable RV_2 , utiliser un tournevis isolé, il ne faut surtout pas que celui-ci provoque un court-circuit entre RV_2 et le transistor 2N2904.

B) LE MODULE FRÉQUENCEMÈTRE

Là les réglages sont plus nombreux mais identiques d'une gamme à l'autre.

On commence par appliquer le + 5 V au module, du même coup la diode LED doit s'allumer.

On vérifie au contrôleur que l'on a bien du + 5 V, dans le cas contraire, il faut remplacer le transistor BC170 par un 2N1711. Si la LED ne s'allume pas, permuter les deux fils, on s'est trompé de sens.

On commute le commutateur 4 galettes sur la première gamme : 15 Hz à 200 Hz et on positionne le potentiomètre double sur minimum (bouton tourné à fond vers la gauche).

On dessoude le fil K sur le module fréquencemètre. Avec le potentiomètre RV_8 -10 k Ω , on amène l'aiguille du galvanomètre en position 0. Au besoin on se sert également de la vis du galva. On ressoude le fil K, l'aiguille du galvanomètre doit dévier vers la droite. Il faut alors régler la première gamme avec l'ajustable RV_3 (mal situé malheureusement). On se sert pour cela

de l'oscilloscope et de sa base de temps.

On se souvient de la formule

$$F = \frac{1}{T}$$

F : en hertz

T : en secondes.

Commuter la base de temps sur la position : 5 ms par division et avec le potentiomètre double faire varier la fréquence du signal (l'oscilloscope est bien entendu relié aux bornes de sortie du générateur BF et le potentiomètre P₂ tourné en position max.). Ce signal alternatif doit s'inscrire dans quatre divisions de l'écran, on agit pour cela sur le potentiomètre « Fréquence ». Il faut être précis dans cette manipulation importante.

Etant commuté sur la position 5 ms/par division, le signal met donc 20 ms pour passer de 0 à 360°. On peut donc en déduire la fréquence grâce à la relation :

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,020} = 50 \text{ Hz}$$

Avec l'ajustable RV₃, on amène l'aiguille du galvanomètre sur la graduation 50, ce qui nous donne une lecture directe du 50 Hz.

On peut vérifier que le réglage est correcte en augmentant la fréquence avec le potentiomètre double. On s'arrête alors sur la déviation

100 du galvanomètre, ce qui indique 100 Hz. Cette fréquence permet d'en déduire

$$T = \frac{1}{F} = \frac{1}{100} = 100 \text{ ms}$$

La base de temps étant toujours commutée sur le calibre 5 ms/division, la sinusoïde doit s'inscrire dans deux divisions au lieu de quatre précédemment.

Le réglage des trois autres gammes est identique, RV₄ servant à la gamme 100 Hz-1 kHz, RV₅ à la gamme 1 kHz-10 kHz, RV₆ à la gamme 10 kHz-100 kHz.

L'ajustable RV₇ permet de régler une cinquième gamme : 100 kHz-1 MHz, cependant le circuit intégré SFC2741DC ne monte pas beaucoup plus haut que 100 kHz avec une atténuation importante du signal. De plus, le fréquencemètre demande pour son fonctionnement un signal au point K ayant une amplitude minimale de 1,6 V crête à crête, nous sommes donc limité pour cette cinquième gamme 100 kHz-1 MHz.

De toute façon, nous avons voulu mettre au point un générateur BF et non HF.

Les réglages sont terminés et le générateur BF est prêt à rendre de multiples services à son possesseur. Si les réglages sont correctement effectués, le fréquencemètre donnera des indications très précises au galvanomètre. Celui-ci ayant un format important, la lecture est aisée.

IX - LA FACE AVANT

Pour agrémenter la face avant du générateur BF, on peut graver une petite plaque donnant les indications des différentes fonctions des éléments variables. La figure 15 donne un exemple de gravure. Pour les boutons, chacun trouvera dans le commerce le modèle à son goût, c'est un choix personnel.

Nota : l'axe du commutateur de fonctions ne sortant pas assez de la face avant, il est indispensable de prévoir un prolongateur d'axe.

La diode LED est collée à l'araldite en bas à droite de la face avant à la place de la vis de fixation.

Pour les lecteurs peu familiarisés avec la gravure des circuits imprimés, ceux-ci pourront leur être fournis en en faisant la demande à la rédaction.

B. DUVAL

N° 1591 - Page 137

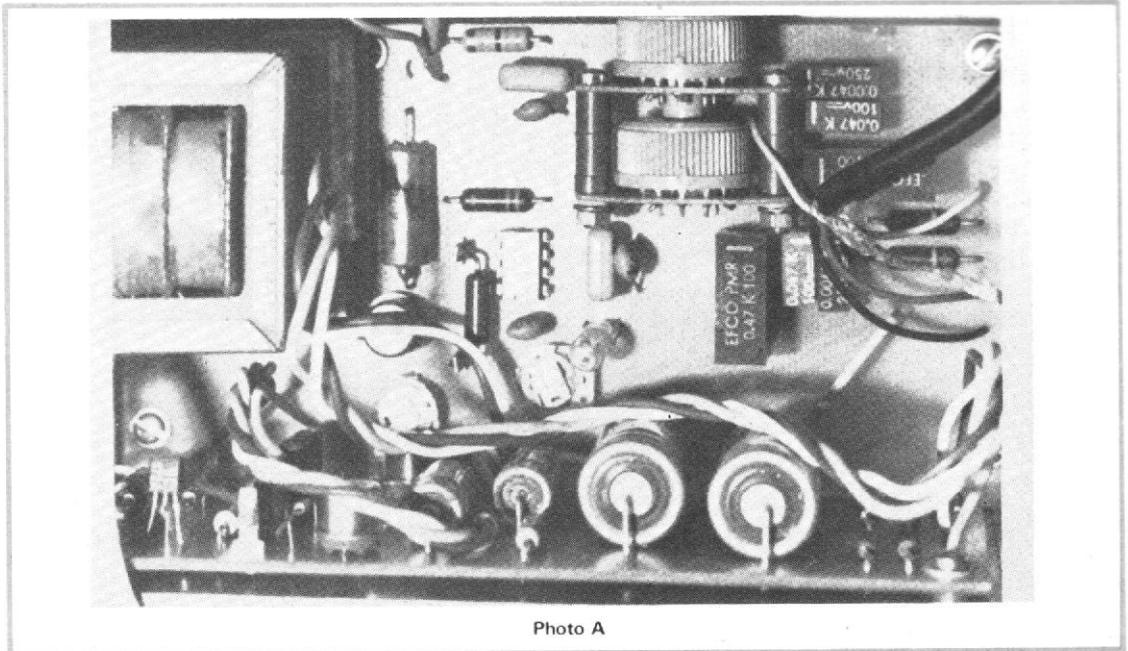


Photo A

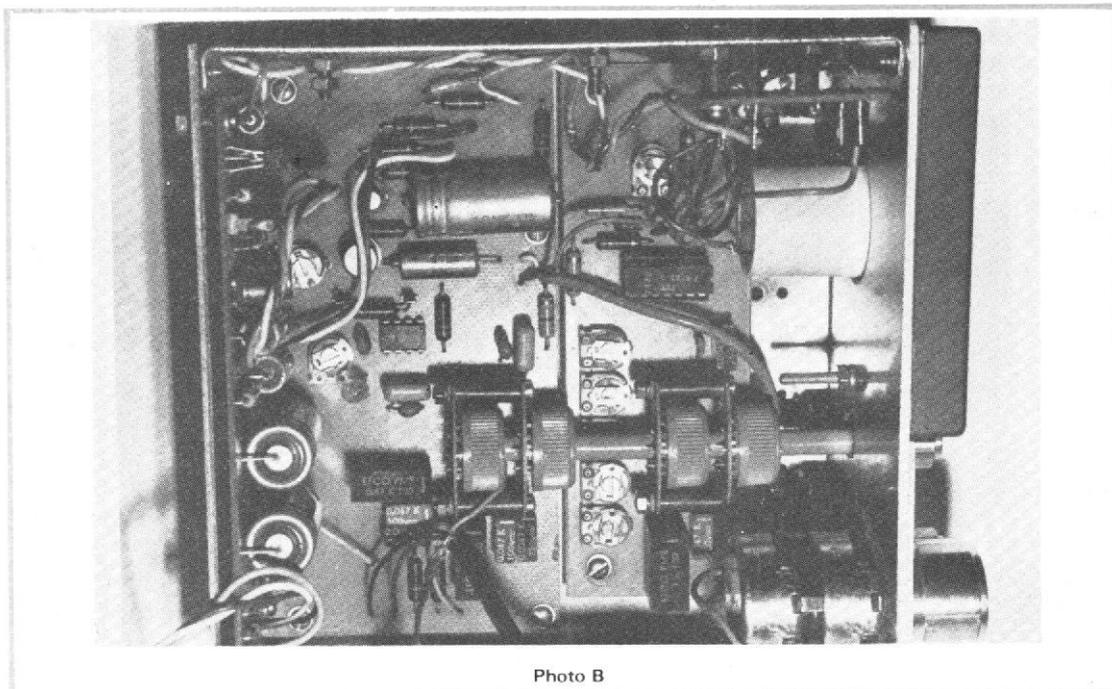


Photo B

LE STYLOPHONE



350 S DÜBREQ

LE stylophone 350S porte bien son nom, c'est en effet un instrument de musique qui se joue avec une sorte de stylo que l'on promène sur un circuit imprimé ayant épousé la configuration d'un clavier. Pas de notes noires et blanches, uniquement des touches métallisées, plus précisément nickelées.

L'appareil se présente comme une sorte d'électrophone portable sans poignée et dont le couvercle serait décoré d'une grille de protection de haut-parleur. Devant cette grille, nous avons une série de touches à bascule ayant chacune trois positions, des touches rainurées qui ne dérapent pas sous la main. Sur la gauche un potentiomètre est surmonté d'une fenêtre translucide. Le tout est maintenu

dans un capot de matière plastique noire, la partie inférieure cache les deux piles qui servent à son alimentation.

Cet appareil est présenté aussi sous le nom de synthétiseur, c'est assez prétentieux, compte tenu des possibilités limitées de l'instrument. Ce terme de synthétiseur s'adresse à notre avis à des instruments d'un plus haut niveau musical ou technique, il y a une limite entre l'orgue monodique et le synthétiseur, nous ne pensons pas que le constructeur ait eu l'intention de proposer un synthétiseur à ses clients.

Nous retrouvons sur cet instrument quelques effets qui ne sont pas sur tous les orgues monodiques mais que l'on peut trouver en se procurant une pédale Wha-Wha. L'avant-

tage de cet instrument est indéniable, il fera merveille en tant que guide-chant, son alimentation autonome permettant de l'utiliser partout.

Son mode de commande par stylo limite quelque peu les possibilités de jeu, il est assez difficile de passer d'une note à l'autre rapidement. Par contre, son utilisation sera beaucoup plus souple lorsqu'il s'agira de travailler des musiques sérielles dans lesquelles le stylo pourra se promener cycliquement sur les notes successives du clavier.

Nous devons évoquer le prix de l'instrument, un prix qui explique que cet appareil ne puisse prétendre à la désignation de synthétiseur.

La notice descriptive de cet appareil est un poème, le 350S de Dübreq est « l'instrument

musical le plus adaptable du monde... » il offre « un orchestre entier au bout de vos doigts », etc., des affirmations quelque peu exagérées, ce 350S ne les mérite pas. Il reste à beaucoup de points de vue particulièrement pédagogique et qui n'a pas besoin de « renforts » pour sa mise en valeur...

FONCTIONS

La génération des notes est obtenue par un clavier fait d'un circuit imprimé nickelé par électrolyse, ce qui garantit sa longévité.

Son clavier est de 44 notes, ce qui permet de couvrir

3 octaves et demie. Les rangs vont de 16 à 2 pieds, soit une étendue de 3 octaves supplémentaires. La sélection de timbre permet de choisir trois sonorités de base, bois, cuivre, et cordes. Pour les bois, nous avons quatre positions, pour les cuivre deux et pour les cordes 2.

La sélection de timbre est limitée par l'utilisation de commutateurs à trois positions, par exemple pour la touche 16 pieds, nous avons le choix entre l'absence de signal, le bois ou le cuivre. Pour le 8 pieds, c'est également le bois ou le cuivre, pour le 4 pieds et le 2, c'est soit le bois, soit les cordes. Un potentiomètre d'accord permettra d'ajuster la hauteur du son par rapport à celle d'un autre instrument.

Comme dispositifs auxiliaires, nous avons un vibrato à deux fréquences, ce vibrato produit une modulation de fréquence de l'oscillateur. Les touches de répétition sont là pour produire une succession de notes, une imitation de la mandoline, du banjo ou d'autres instruments répétitifs.

Ce qui est plus intéressant, c'est un système de chute du son, de décroissance de son amplitude. Une touche choisit soit une décroissance lente, soit une décroissance rapide. Lorsque cette touche n'est pas utilisée, l'enveloppe est celle

d'un signal d'orgue électronique, c'est-à-dire un signal dont l'apparition est brusque et dont la disparition est aussi rapide.

Autre système intéressant, c'est le circuit de contrôle par cellule photo-électrique. Nous disposons ici d'une commande de niveau de sortie, d'une autre commande, de vibrato et d'une commande de circuit Wha-Wha. La commande photo nécessite un jeu avec une lumière ambiante suffisante. Derrière une fenêtre translucide, nous avons une cellule photo-électrique. Lorsque la cellule est éclairée, sa résistance est faible, lorsque la cellule est obscurcie, la résistance est importante, le fait de promener la main devant la fenêtre assure une possibilité de jeu intéressante, la main droite promènera le stylo sur le clavier alors que la main gauche modulera le son émis. Les trois effets évoqués ici un peu plus haut sont commandés en intensité par cette cellule.

Si vous jouez dans l'obscurité, vous devrez soit mettre une lampe de poche devant la cellule, ce qui n'est pas très pratique soit encore ajouter une pédale de commande. Cette pédale ne doit pas être une pédale genre phasing ou autre mais une résistance variable qui remplacera la photorésistance.

Deux autres jacks servent à

brancher soit un amplificateur externe soit à entrer un autre signal qui sera mélangé au premier.

L'alimentation est confiée à deux piles de 9 V. L'instrument dispose de son propre amplificateur et de son haut-parleur. Ce dernier est un elliptique de 16 centimètres par 10.

Les deux touches sont reliées par fils à l'instrument. La première touche est celle du jeu normal, la seconde celle de la répétition. La combinaison des deux permet un jeu de trilles.

ETUDE TECHNIQUE

Les transistors T_1 à T_5 sont montés en oscillateur commandé en tension. Le potentiomètre VR_2 ajuste la tension de base des transistors T_4 et T_5 qui sont couplés par l'émetteur. La constante de temps de l'oscillateur est déterminée par la valeur du condensateur C_1 et du courant dans les émetteurs de T_4 et T_5 . Ce courant dépend de la valeur de la résistance commune, valeur qui est fonction de la position du style sur le clavier. Ce clavier est représenté ici par une chaîne de résistances RM_1 à RM_2 . Ces résistances sont des modules de résistances sur substrat céramique.

Les circuits T_6 à T_{11} sont utilisés pour maintenir la justesse de la note pendant les transitoires.

Les oscillations sont transmises à un circuit diviseur de General Instrument qui effectue une série de divisions successives par deux pour obtenir les diverses octaves à partir de son primaire. La hauteur du son primaire peut varier entre les valeurs fixées par les résistances, c'est-à-dire suivant les trois octaves et demie du clavier.

Le filtre 2 pieds « anche » est un passe-haut composé de C_{12} et de R_{39} . Le 2 pieds corde est un passe-bande composé de C_{13} , C_{14} et R_{42} , et ainsi de suite, nous avons une série de filtres pour chaque sortie du circuit intégré. Chaque sortie ne fait appel qu'à un seul rang, il n'y a pas de mélange avant filtrage. Les timbres ainsi obtenus sont approximatifs, la simplicité de cet ensemble de filtrages se justifie par le prix de l'appareil. Sur les anches de 8 et 16 pieds, nous avons un écrêtage imposé par des diodes. Le mélange final de tous les sons s'obtient par résistances. La valeur des résistances est différente suivant le rang choisi. Pour les rangs élevés (fréquences hautes) nous avons des résistances de relativement faible valeur, ce n'est pas le cas pour les fréquences les plus basses.

A la sortie du filtre, nous

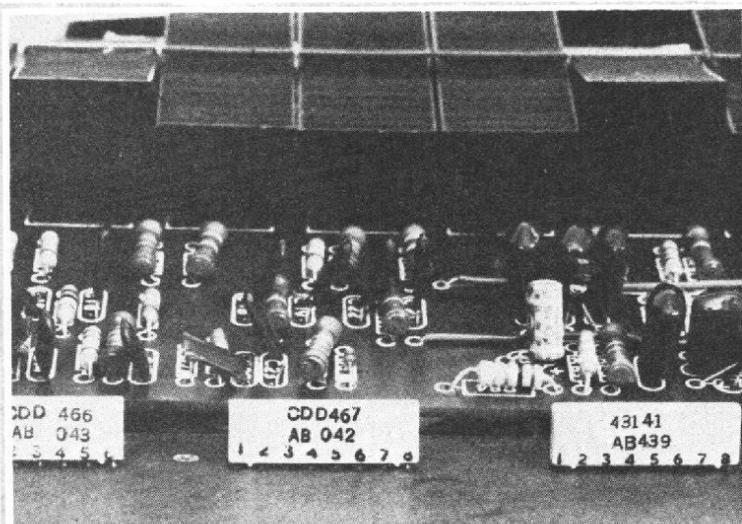


Photo 1. - Réseau de résistances à couche sur substrat céramique.

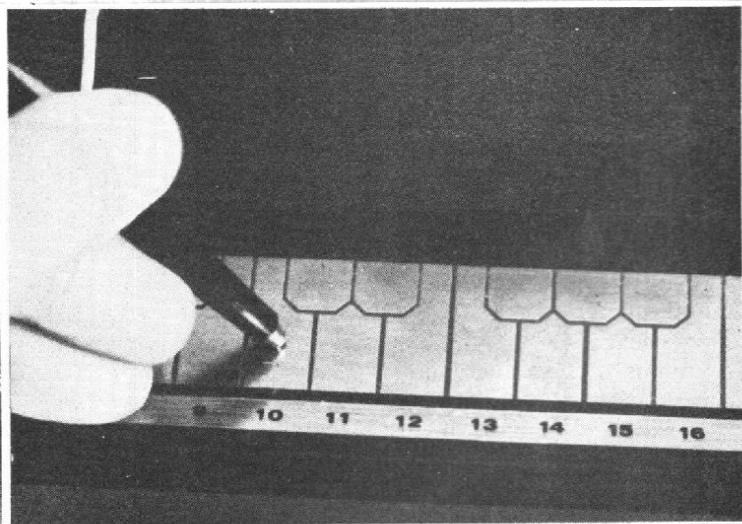
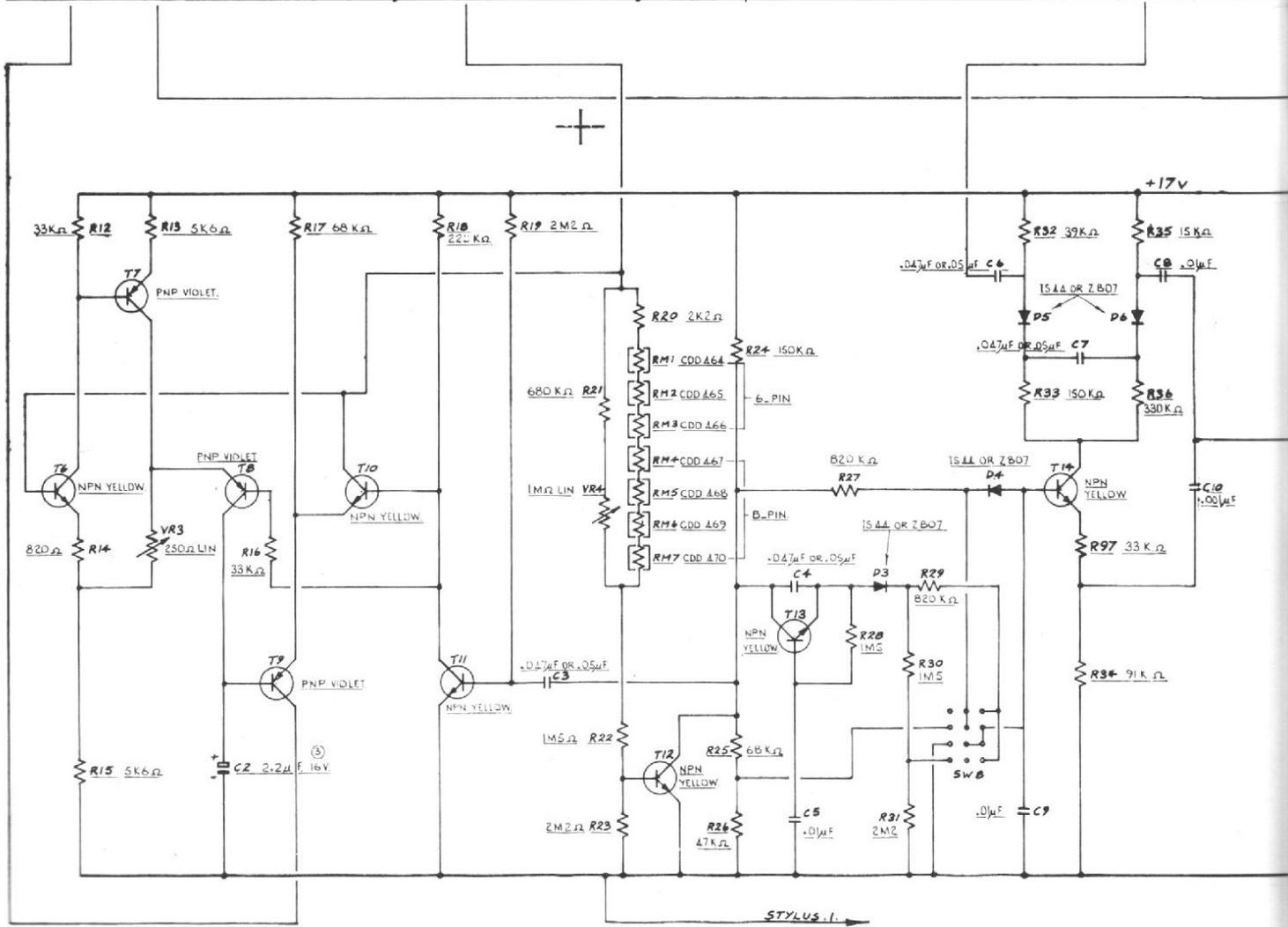
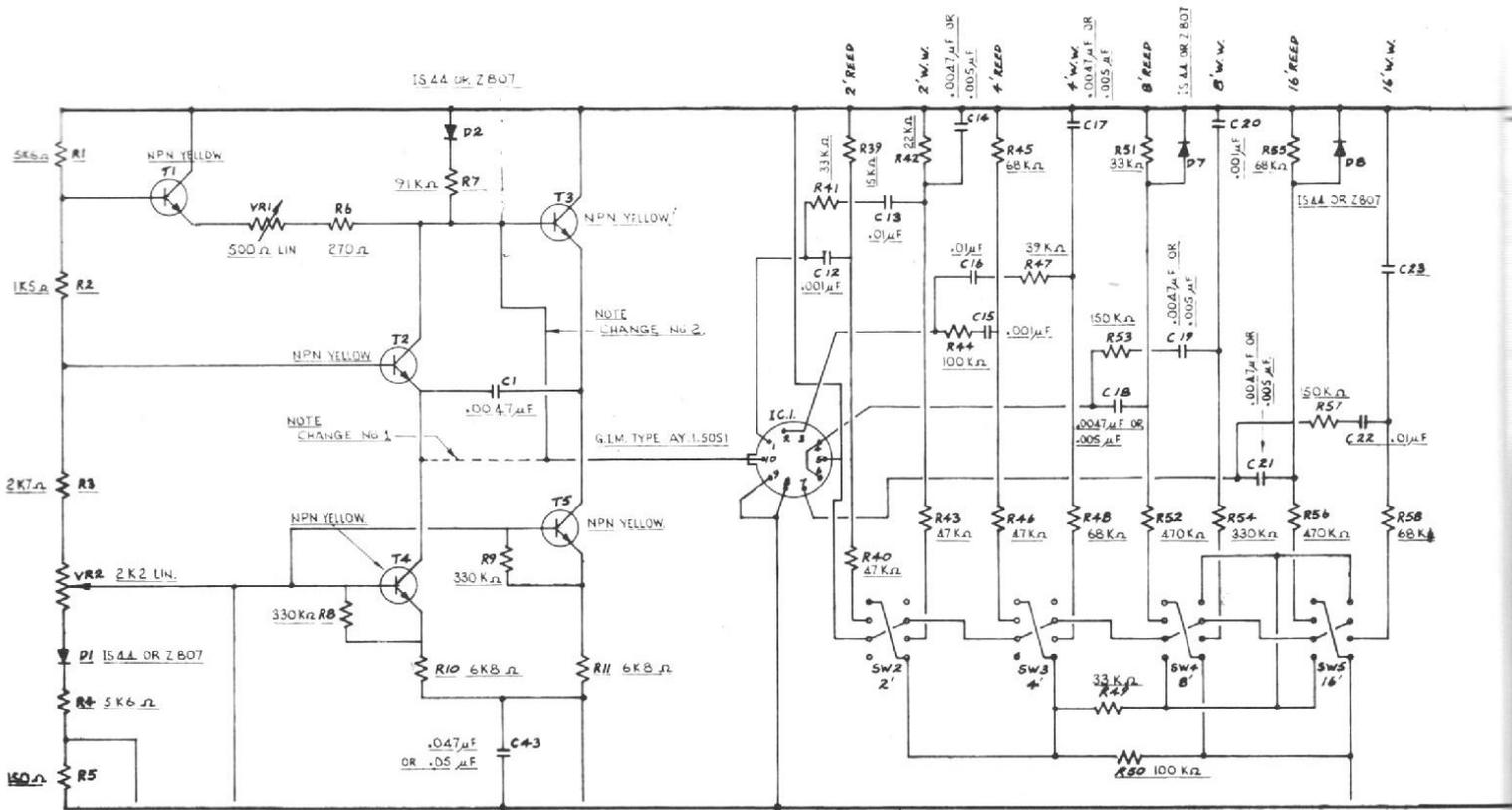
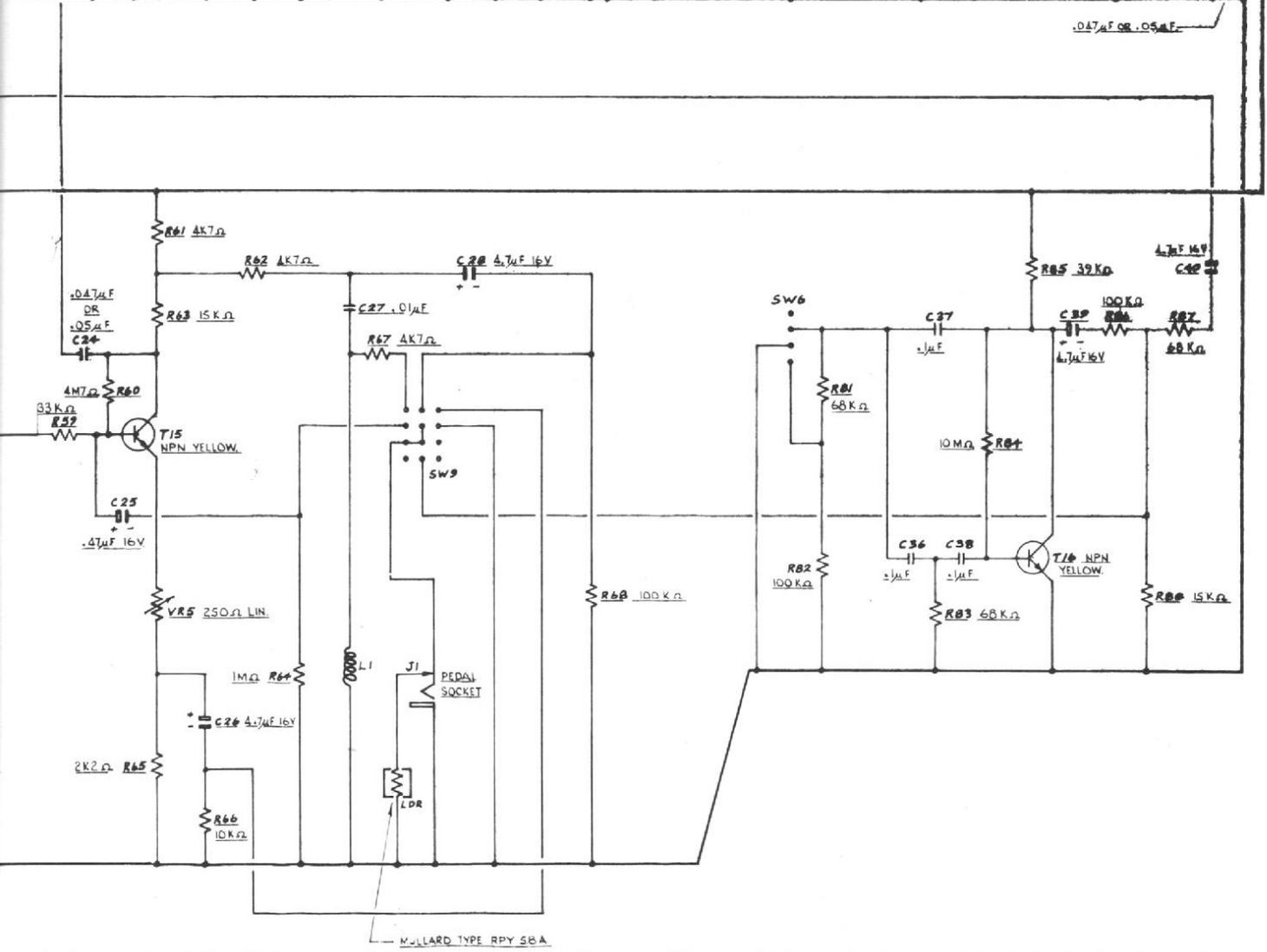
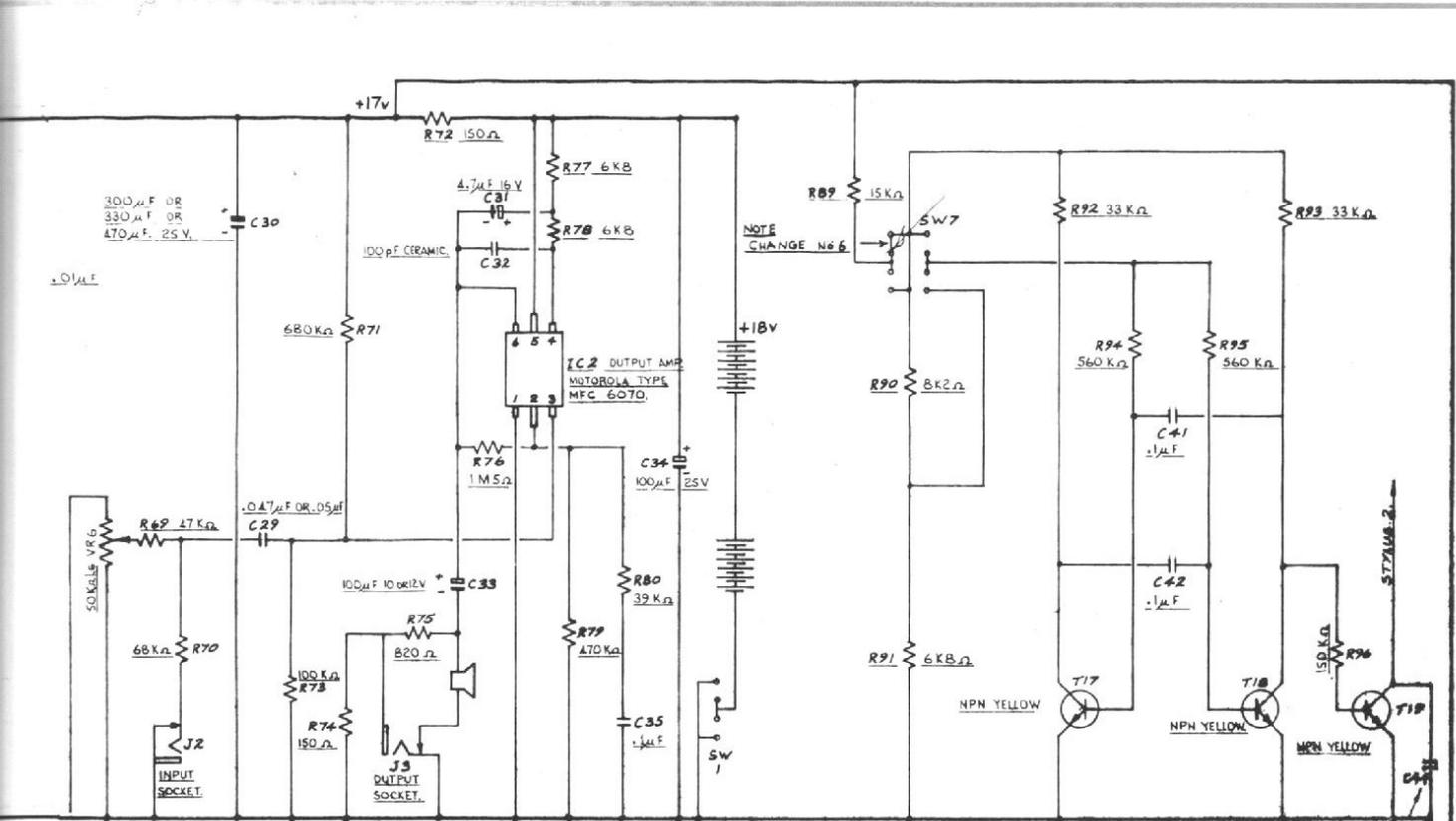


Photo 2. - Le clavier en circuit imprimé avec son stylo.





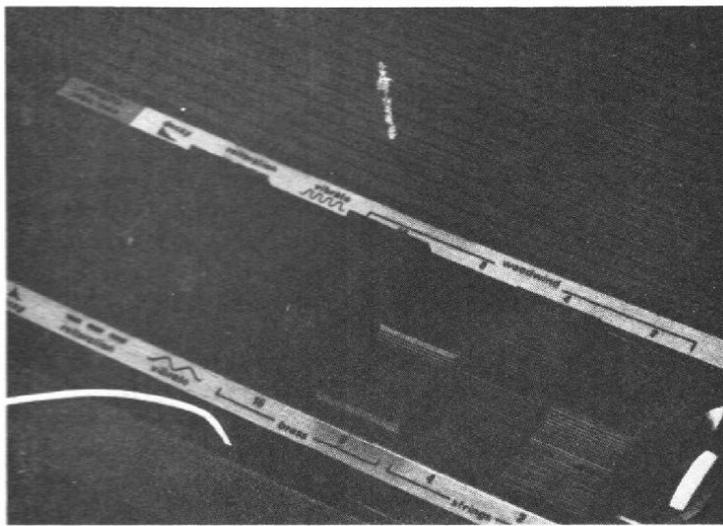


Photo 3. - Clavier de sélection de timbre, cuivre, bois, cordes-vibrato à 2 vitesses.

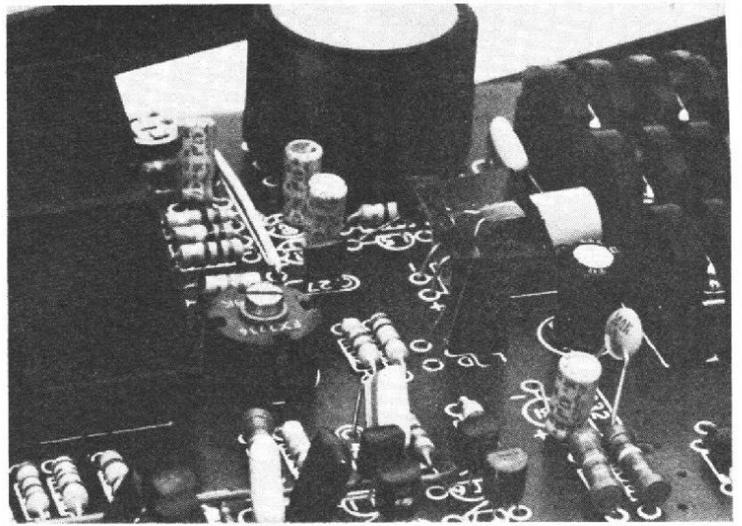


Photo 4. - Filtre sélectif en pot ferrite pour wha wha et cellule photo électrique de contrôle manuel.

trouvons une porte. Cette porte est constituée de deux diodes, D_5 et D_6 et d'un condensateur C_7 . Le transistor T_4 commande le passage du courant dans les diodes. Lorsque les diodes sont bloquées, la tension audio ne passe pas. Lorsque les diodes sont passantes, la tension audio passe au travers des diodes. Le transistor T_4 est commandé de deux façons, il sert d'une part pour assurer la commutation normale pendant le fonctionnement suivant le mode orgue, d'autre part, il permet de commander l'étage en tension pour la fonction percussion.

Lorsque le stylo touche le réseau de résistances, la base de T_{12} est mise à la masse par l'intermédiaire du réseau de résistances. Le courant de collecteur de T_{12} est nul et la base de T_{14} peut recevoir par les contacts de SW_8 une tension positive, T_{14} se met alors à conduire et le courant dans les diodes permet le passage du signal audio.

Pour le fonctionnement en percussion, le condensateur C_4 se charge au travers de R_{30} et R_{31} . La tension de base de T_4 devient positive, la diode D_4 n'est plus court-circuitée par SW_8 . La tension audio passe. Une fois que le condensateur est chargé, T_{14} se bloque progressivement créant ainsi une décroissance du son. Cette décroissance est obtenue

uniquement lorsque la pointe est maintenue sur le clavier. Une fois la pointe levée, le condensateur C_5 maintient une tension positive sur T_{13} ce qui décharge le condensateur C_4 qui est ainsi aussitôt prêt à reprendre un cycle.

A la sortie de l'étage commandé en tension, T_{15} sert de préamplificateur et de filtre type sélectif créant l'effet Wha-Wha. La photo-résistance LDR sert de résistance variable et met en service le condensateur C_{28} qui modifie l'accord du filtre L_1/C_{28} qui sert à recréer l'effet recherché. La sortie du circuit LC est réinjectée sur la base de T_{15} .

Ce circuit est un exemple type de circuit Wha-Wha. Le signal de sortie de cet étage attaque ensuite un amplificateur de puissance (modeste) construit autour d'un circuit intégré de Motorola.

Le circuit de répétition est constitué de trois transistors. Ce montage est en fait un second stylet dont le fil est mis à la masse au rythme du multivibrateur. T_{17} et T_{18} forment le multivibrateur, T_{19} assure la commutation à la masse du stylet, et par suite, du clavier. Lorsque les deux styles seront en communication avec le clavier, l'un sur une note, le second sur une autre, nous aurons une trille si le stylet de répétition est placé au-dessus du stylet normal, si par contre

ce dernier est posé sur une note plus haute, cette dernière sera jouée en permanence, nous avons ici une priorité à la note haute.

Le transistor T_{16} est un oscillateur à déphasage, c'est lui qui sert pour le vibrato. L'amplitude de la tension de modulation de l'oscillateur peut être commandée par la photo-résistance, par l'intermédiaire de l'un des contacts du commutateur SW_9 .

Les transistors utilisés ici sont repérés par couleur, lorsque nous avons ouvert l'appareil qui fonctionnait parfaitement, les transistors étaient colorés de rouge... Ce sont des transistors du type BC 108 et BC 158 selon toute vraisemblance.

RÉALISATION

Les composants sont réunis par un circuit imprimé soudé à la vague, le dessin du circuit imprimé est propre, les composants sont de bonne qualité en général. Les commutateurs sont des modèles à glissière commandés par des touches de plastique beaucoup plus grandes qu'eux. L'inductance est réalisée sur un pot en ferrite vissé sur le circuit. Le clavier est plaqué nickel (métal dur), la métallisation est faite par électrolyse, le dépôt est épais et régulier, il assure avec

les pointes un contact d'une bonne qualité. Les circuits sont bien maintenus en place par vissage, rien à craindre de ce côté. Les portes d'accès aux piles sont pourvues d'un capot à fermeture par vis quart de tour, une fermeture de luxe.

Nous signalerons également la présence de potentiomètres à piste moulée, des composants qui en principe ne s'usent pas, ou en tout cas très lentement.

CONCLUSION

Le stylophone 350S est un appareil de structure simple, mais sa réalisation a fait l'objet de soins attentifs de la part de son réalisateur comme le témoigne la complexité de l'oscillateur et du circuit annexe dont le rôle exact est très délicat à définir. La musicalité est bonne compte tenu de la puissance et du haut-parleur disponible. La diversité des sons n'est pas infinie, elle est tout de même importante. Nous connaissons le premier stylophone qui était plus un générateur de notes qu'un instrument de musique, cette fois, nous nous approchons davantage de l'instrument, peut-être que le prochain modèle pourra mériter le nom de synthétiseur ?

E.L.

Applications pratiques des CIRCUITS NAND

réalisation d'un fréquencemètre analogique 10 Hz - 100 KHz

L'APPAREIL décrit est une application directe de l'étude théorique des circuits NAND*, puisqu'il utilise, outre quelques transistors, quatre de ces éléments, réunis dans un circuit intégré de type SN 7400.

Les fréquences mesurables vont jusqu'à 100 ou 150 kHz, en fonction des réglages choisis. L'appareil peut-être réalisé de façon très économique, puisqu'il s'alimente sous 9 volts à l'aide de simple piles pour lampes de poche, et que l'instrument de lecture est tout simplement, si on le désire, le contrôleur universel qui équipe le plus modeste de tous les laboratoires.

* Voir H.P. n° 1589.

I - LE SYNOPTIQUE DU FRÉQUENCÈMÈTRE

Il est illustré par la figure 1. Dès l'entrée, un limiteur à diodes réduit à 2 volts crête à crête environ l'excursion maximale des tensions appli-

quées sur l'amplificateur, quelle que soit l'amplitude et la forme des signaux étudiés. On évite ainsi l'emploi d'un atténuateur, l'appareil fonctionnant indifféremment pour des signaux de 20 millivolts à 400 volts environ crête à crête, sans aucun risque.

Cette sensibilité de 20 mV, ainsi que la nécessité d'une grande impédance d'entrée, on conduit à l'utilisation d'un amplificateur à deux étages, le premier transistor T_1 étant un FET.

On trouve ensuite une bascule de Schmidt, mettant en œuvre deux circuits NAND

N_1 et N_2 , selon un schéma maintenant bien connu. Après différenciation des impulsions de sortie, dont seules sont conservées les polarités négatives, deux autres NAND N_3 et N_4 constituent un monostable à la sortie duquel on recueille des créneaux positifs, de durée invariable à l'intérieur de chaque gamme de mesure, mais dont la fréquence de répétition égale celle des signaux d'entrée. Une mesure de la tension moyenne donne donc directement la fréquence, ces deux grandeurs étant proportionnelles, comme le montre la

figure 2 : en (b), où la fréquence est deux fois plus élevée qu'en (a), la tension moyenne V_m a elle aussi doublé.

II - SCHÉMA COMPLÈT DU FRÉQUENCÈMÈTRE

On le trouvera à la figure 3. La résistance R_1 de 100Ω , compense la composante négative d'impédance du transistor à effet de champ T_1 ,

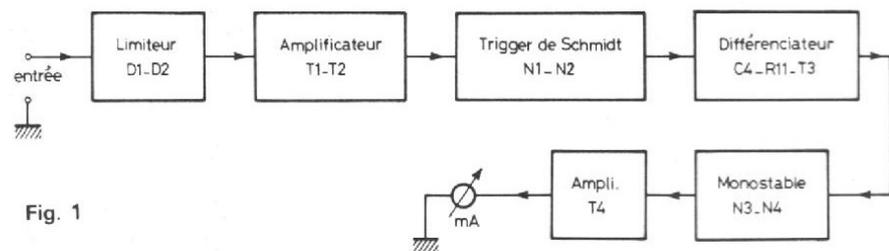


Fig. 1

pour les fréquences élevées, et évite ainsi l'entrée en oscillations du montage.

La limitation d'amplitude met en jeu les diodes D_1 et D_2 , de type 1N 914, associés à la résistance R_2 de 68 k Ω . Supposons en effet que la tension d'entrée dépasse + 0,6 volt : D_1 devient conductrice, et comme le courant qui la traverse est limité par R_2 , le potentiel de grille de T_1 ne peut guère monter au-delà de 0,7 à 0,8 volt. Pour un dépassement négatif, c'est la diode D_2 qui entre en conduction.

Le potentiel de grille de T_1 , transistor FET de type 2N 3819, est maintenu au zéro, en l'absence de signal, grâce à la résistance R_3 de 1 M Ω , qui fixe en même temps l'impédance d'entrée du fréquences-mètre. Le courant de repos de cet étage est alors déterminé par la résistance de source, que nous avons décomposée en une résistance fixe R_4 de 1 k Ω , et une résistance ajustable AJ_1 de 2,2 k Ω . Ces deux composants sont découplés par le condensateur électrochimique C_2 de 220 μ F.

Reprises aux bornes de la résistance R_5 de 1,5 k Ω , les tensions subissent une nouvelle amplification dans le transistor PNP T_2 , de type 2N 2907. La liaison s'effectue en continu, à travers la résistance R_6 de 47 Ω . R_7 , de 150 Ω , découplée par le condensateur C_3 de 220 μ F, fixe le courant de repos du transistor T_2 . La sortie est prise au collecteur, sur la résistance R_8 de 270 Ω .

Nous ne détaillerons pas le fonctionnement du trigger, déjà analysé précédemment, et construit autour des NAND N_1 et N_2 . La différenciation des créneaux de sortie est confiée au circuit C_4 (220 pF) et R_{11} (220 Ω). Pour disposer d'impulsions en lancée négative à partir du + 5 volts, et d'amplitude suffisante, on utilise le transistor T_3 (2 N 2368), attaqué à travers la résistance R_{12} de 10 Ω , et travaillant en écrêteur.

Les impulsions négatives, alors disponibles aux bornes de R_{13} , sont transmises, à travers le condensateur C_5 de 22 nF, à l'une des entrées du NAND N_3 . N_3 et N_4 sont montés en monostable, là aussi selon une disposition déjà étudiée. La durée de la pseudo-période est déterminée par le circuit RC disposé en sortie de N_3 . Quatre durées correspondent aux quatre gammes de fréquences prévues. Pour éviter l'obligation de choisir des condensateurs de précision (C_6 à C_9), nous avons préféré compliquer un peu la commutation en utilisant un commutateur K à trois sections, et en associant à chaque condensateur une résistance ajustable (AJ_2 à AJ_5), qui permet d'étalonner le point haut de chaque gamme.

Les créneaux disponibles à la sortie de N_4 apparaissent en lancée négative, et leur amplitude, dépendant des caractéristiques des NAND, peut varier sensiblement d'un circuit à l'autre de la même série.

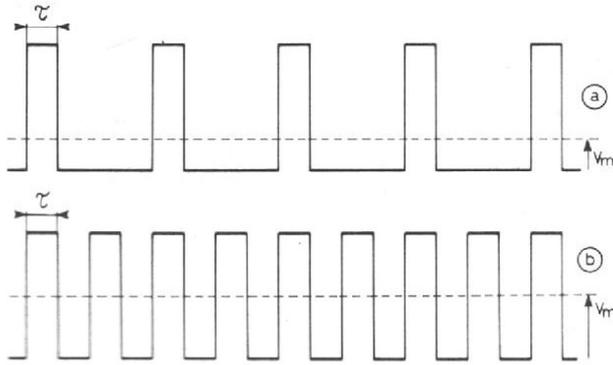


Fig. 2

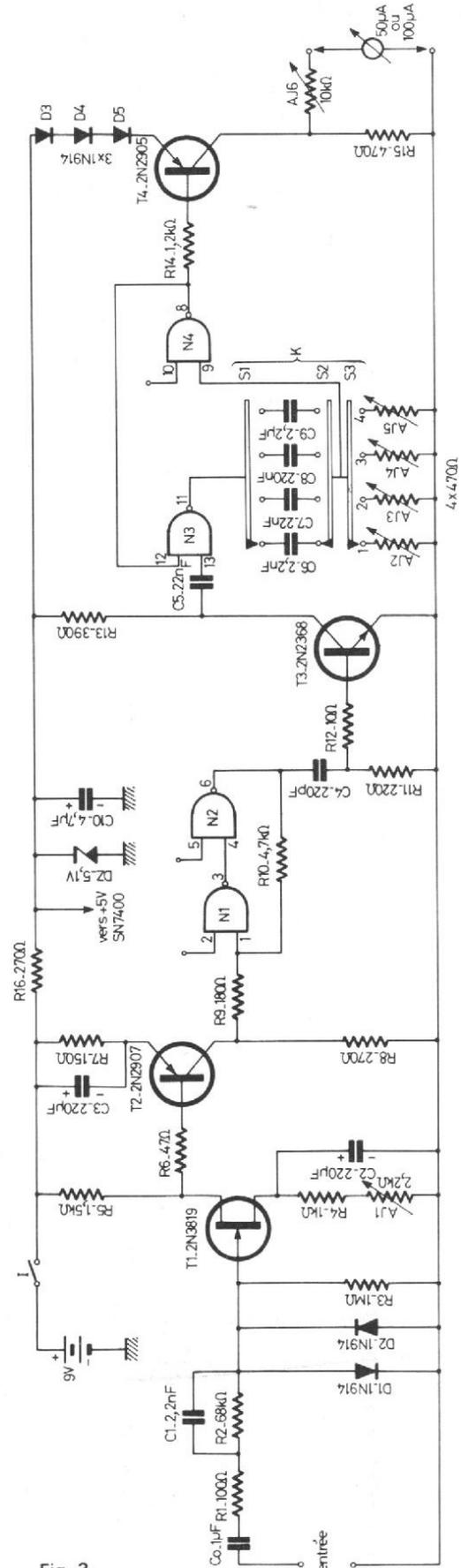


Fig. 3

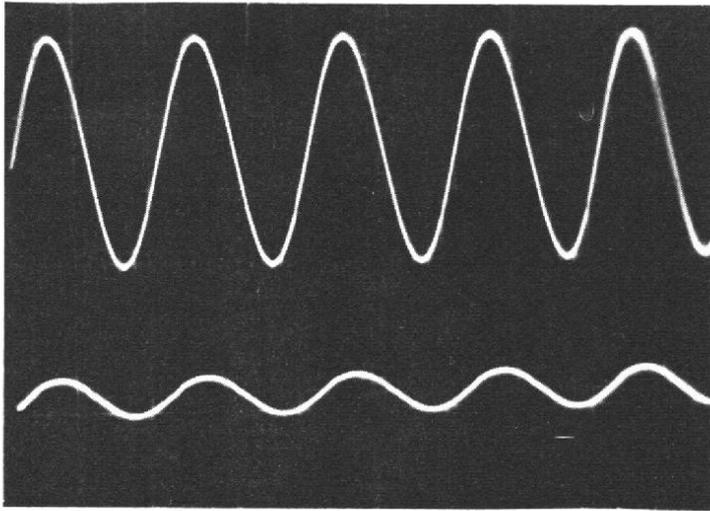


Fig. 4

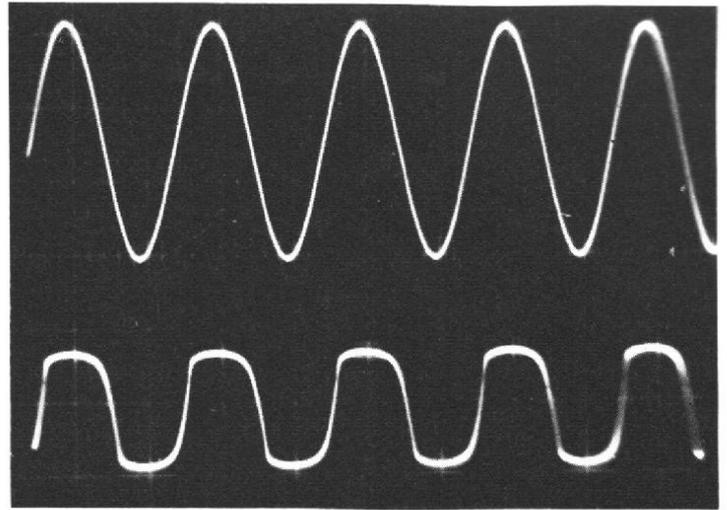


Fig. 5

L'interposition du transistor T_4 , PNP de type 2N 2905, permet d'inverser la polarité, et de normaliser les amplitudes. Comme l'état 1 de la sortie de N_4 risque d'être sensiblement inférieur à +5 volts, l'introduction des diodes D_3 , D_4 et D_5 , de type 1N 914, crée un seuil de conduction qui, compte tenu de la chute de tension émetteur-base de T_4 , s'élève à 2,4 volts environ.

Les crêteaux de sortie, pris finalement sur le collecteur de T_4 , aux bornes de la résistance R_{15} de 470Ω , sont appliqués au milliampèremètre de mesure, à travers la résistance

ajustable AJ_6 de $10 k\Omega$. Cet appareil de mesure, comme nous l'avons dit plus haut, peut-être un simple contrôleur universel, utilisé en milliampèremètre continu sur la gamme $50 \mu A$ ou $100 \mu A$. Naturellement, on pourra toujours envisager l'emploi d'un galvanomètre spécial, pour disposer d'un fréquencesmètre entièrement autonome. Mais cette solution double ou triple le coût de la réalisation !

L'alimentation s'effectue sous 9 volts, à partir de deux piles standard de 4,5 volts connectées en série, et mises en service par l'interrupteur I.

Pour le circuit SN 7400, ainsi que pour les transistors T_3 et T_4 , cette tension est ramenée à 5,1 volts grâce à la diode zéner DZ , et à la résistance R_{16} de 270Ω . Le condensateur C_{10} de $4,7 \mu F$ élimine les transitoires qui pourraient perturber le fonctionnement des bascules.

On notera enfin, à l'entrée, la présence du condensateur C_0 de $1 \mu F$, indispensable dans le cas où les signaux étudiés risquent de comporter une composante continue. Quant à C_1 , de $22 nF$, il favorise la transmission des fréquences élevées.

III - QUELQUES OSCILLOGRAMMES

Nous avons pensé que quelques oscillogrammes, relevés aux points caractéristiques, pourraient faciliter les contrôles de fonctionnement, pour les éventuels réalisateurs.

Les figures 4, 5 et 6, illustrent l'action du limiteur d'amplitude. Ils ont été relevés en plaçant la sonde de l'oscilloscope sur la grille de T_1 (courbe inférieure), tandis que la courbe supérieure représente les signaux d'entrée. Sur la figure 4, l'amplitude

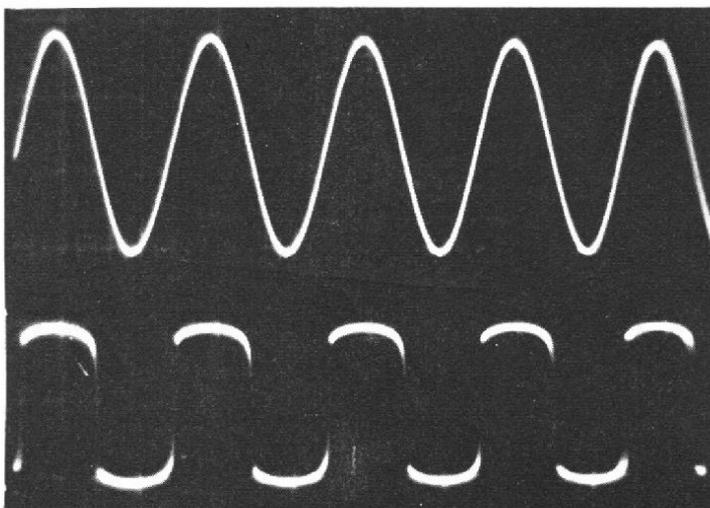


Fig. 6

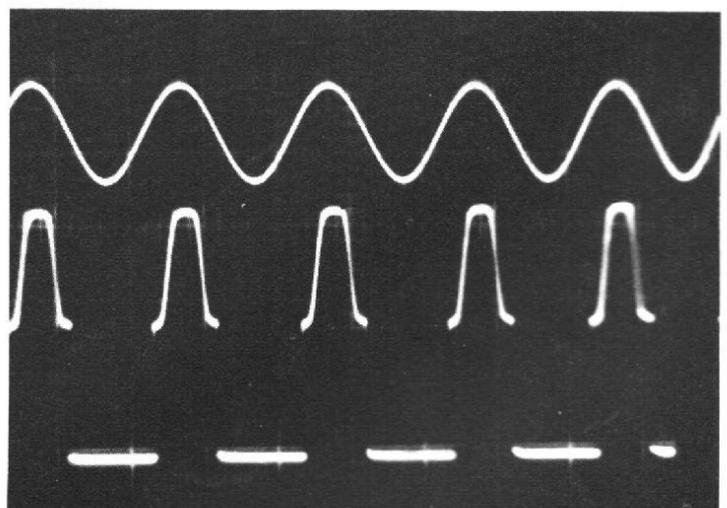


Fig. 7

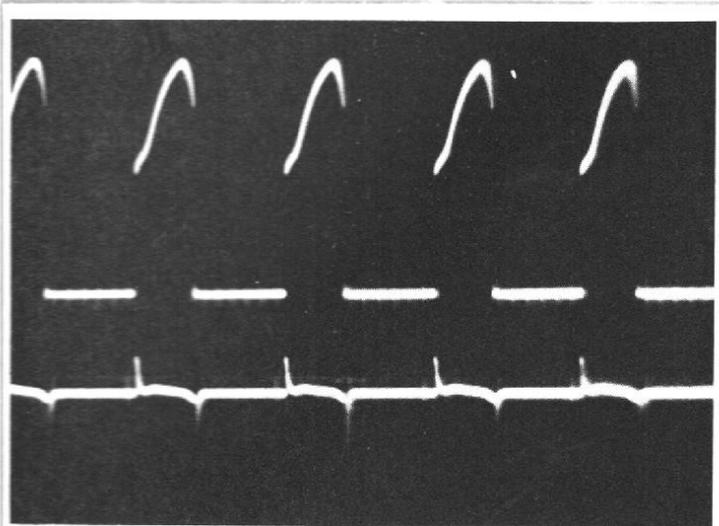


Fig. 8

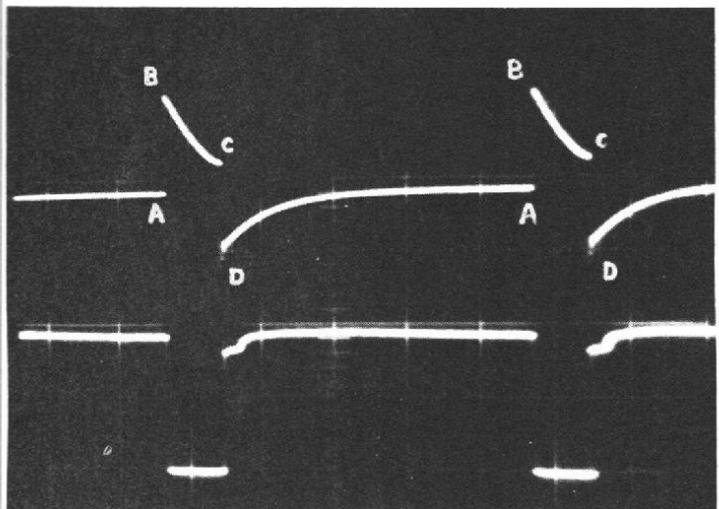


Fig. 9

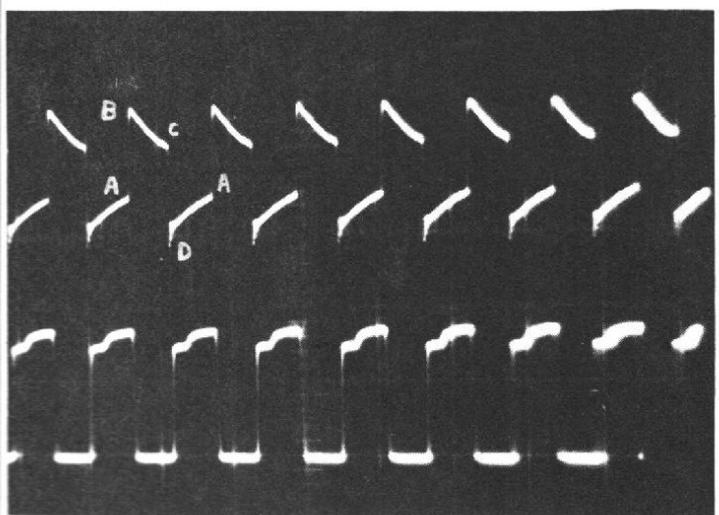


Fig. 10

d'entrée n'atteint que 300 mV, et il n'y a pas d'écrêtage. Celui-ci apparaît au contraire sur la figure 5, où les signaux d'entrée ont une amplitude de 3,2 volts crête à crête. Il devient enfin très visible pour des tensions d'entrée de 30 volts crête à crête (fig. 6). Dans tous les cas, la sensibilité pour l'oscillogramme inférieur, est restée fixée à 500 mV par division.

A la sortie du trigger de Schmidt, les tensions affectent normalement la forme de créneaux rectangulaires, à paliers horizontaux. Pratiquement, pour certaines amplitudes d'entrée, on pourra observer une déformation de ces paliers, comme sur l'oscillogramme de la figure 7. Ces ondulations parasites ne gênent en rien le fonctionnement du fréquencemètre, puisque le circuit différenciateur ne réagit qu'aux transitoires rapides. On trouvera, à la figure 8, la forme des impulsions recueillies au point commun à C_4 et R_{11} (courbe du bas, sensibilité 2 volts/division, fréquence 100 kHz), tandis que la courbe du haut représente les créneaux de sortie du trigger, toujours avec les éventuelles déformations signalées plus haut. Les impulsions positives sont de moindre amplitude que les impulsions négatives : en effet, dès qu'elles atteignent 0,7 volt, l'espace base-émetteur de T_3 conduit, offrant alors une impédance relativement faible.

Les figures 9 et 10, illustrant le fonctionnement du monostable construit autour des NAND N_3 et N_4 , font clairement apparaître l'une des causes de la limitation en fré-

quence de l'appareil. Dans chacun de ces oscillogrammes, la courbe du haut est relevée sur l'entrée active de N_4 (point commun aux sections S_2 et S_3 du commutateur), tandis que la courbe du bas montre le signal de sortie du monostable. La hauteur AB de la lancée positive est la même dans les deux cas, ainsi que le niveau, par rapport à la masse, du point C qui déclenche le basculement de retour, terme du créneau négatif de sortie.

Dans la figure 9, l'exponentielle ascendante DA a le temps de retourner au niveau de la masse avant le déclenchement suivant, alors que ce n'est pas le cas dans la figure 10 où, pour une même pseudo-période, la fréquence de répétition a augmenté. Il en résulte donc, aux fréquences élevées, une diminution du niveau absolu du point B (puisque la hauteur AB est constante), et une diminution corrélative de la décharge BC, donc de la pseudo-période. La tension moyenne de sortie lue sur le galvanomètre croît alors moins vite que la fréquence, ce qui se traduit par une non linéarité de l'échelle. Pratiquement, on devra s'arranger pour que la période T soit au moins cinq fois supérieure à la pseudo-période τ (fig. 11).

Enfin, toujours pour éviter des écarts de linéarité aux fréquences élevées, il convient que les temps de montée et de descente des créneaux restent faible devant la pseudo-période. L'oscillogramme de la figure 12, où la vitesse de balayage atteint 400 ns/division, montre que chacun des transitoires occupe environ 50 ns. On aboutit alors à une

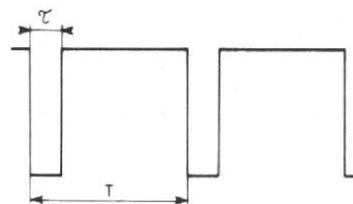


Fig. 11

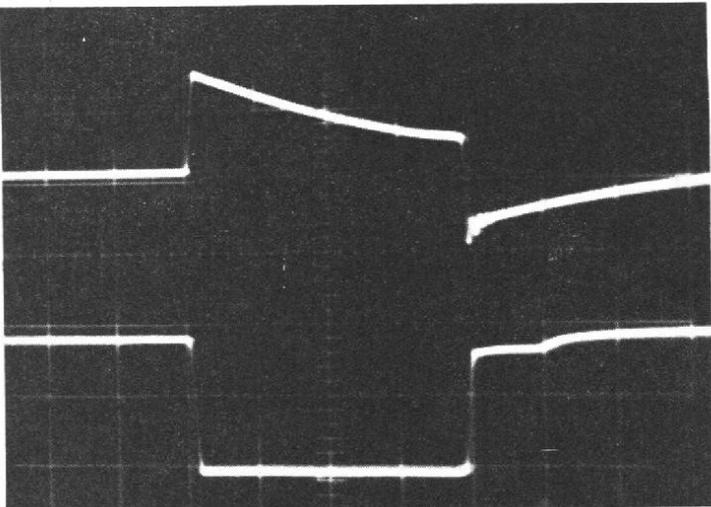


Fig. 12

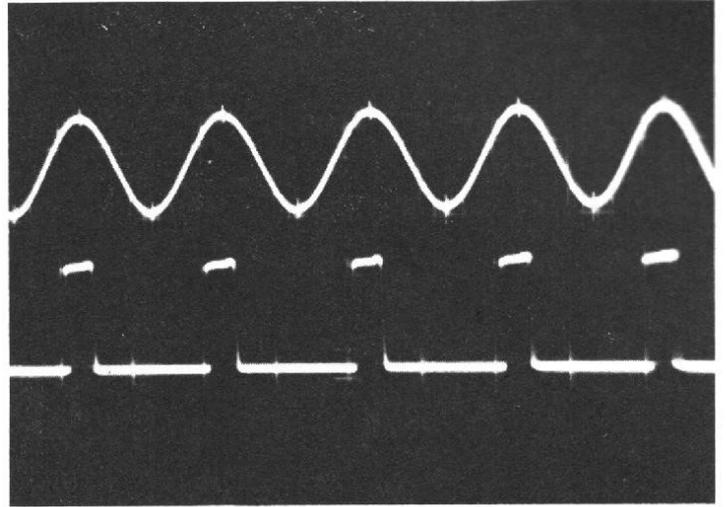


Fig. 13

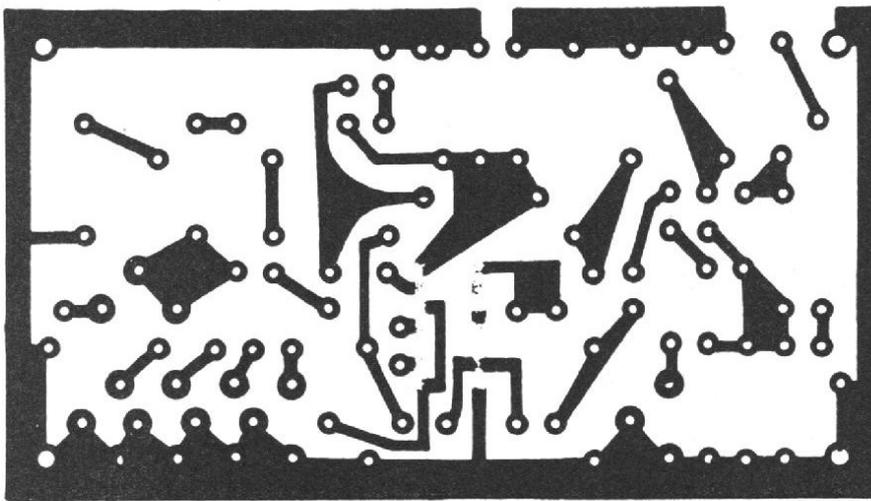


Fig. 14

LISTE DES COMPOSANTS

— Résistances 0,5 watt 5 % :
 R_1 : 100 Ω ; R_2 : 68 k Ω ;
 R_3 : 1 M Ω ; R_4 : 1 k Ω ;
 R_5 : 1,5 k Ω ; R_6 : 47 Ω ;
 R_7 : 150 Ω ; R_8 : 270 Ω ;
 R_9 : 180 Ω ; R_{10} : 4,7 k Ω ;
 R_{11} : 220 Ω ; R_{12} : 10 Ω ;
 R_{13} : 390 Ω ; R_{14} : 1,2 k Ω ;
 R_{15} : 470 Ω ; R_{16} : 270 Ω .

— Résistances ajustables :
 AJ_1 : 2,2 k Ω ; AJ_2 ; AJ_3 ; AJ_4 ;
 AJ_5 : 470 Ω ; AJ_6 : 10 k Ω .

— Condensateurs :
 C_0 : 1 μ F ; C_1 : 22 nF ;
 C_4 : 220 pF ; C_5 : 22 nF ;
 C_6 : 2,2 nF ; C_7 : 22 nF ;
 C_8 : 220 nF ; C_9 : 2,2 μ F.

— Condensateurs électrochimiques (tension de service 12/15 volts) :
 C_2 : 220 μ F ; C_3 : 220 μ F ; C_{10} : 4,7 μ F.

— Transistors :
 T_1 : 2N 3819 ; T_2 : 2N 2907 ;
 T_3 : 2N2368 ou 2N708 ;
 T_4 : 2N2905.

— Diodes :
 Toutes de type 1N 914.
 — Circuit intégré : SN 7400 (quadruple porte NAND à deux entrées).

— Divers : 1 interrupteur ; 1 commutateur 4 positions, 3 circuits.

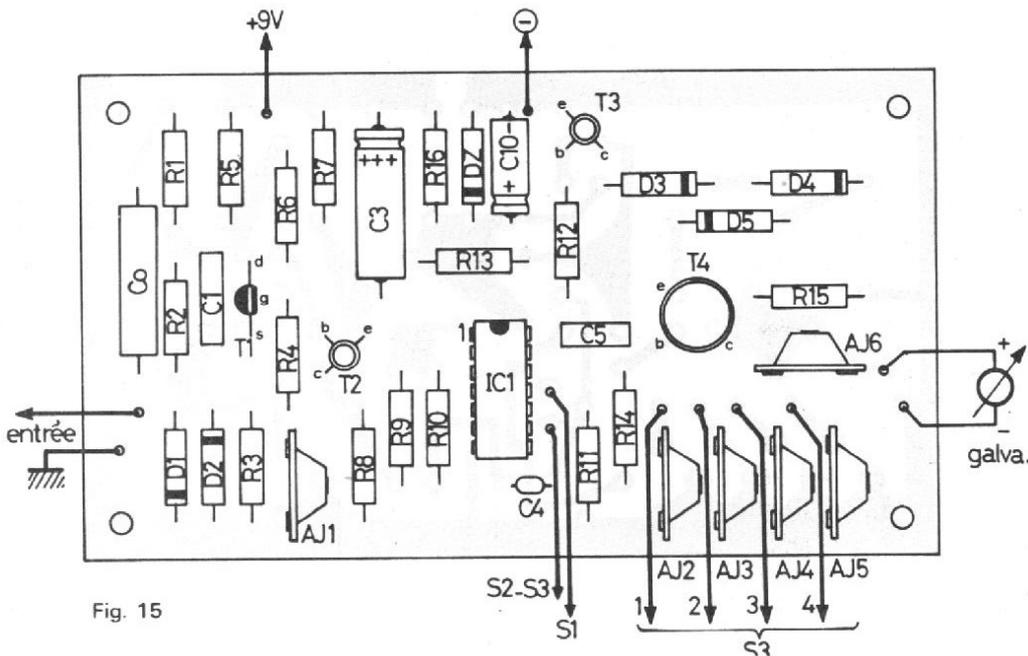


Fig. 15

fréquence maximale de 100 à 150 kHz, au-delà de laquelle d'autres techniques devraient être mises en œuvre.

La figure 13, enfin, compare le signal d'entrée aux créneaux positifs recueillis sur le collecteur de T₄, pour une fréquence de 100 kHz, limite de la dernière gamme prévue par l'auteur pour sa réalisation personnelle.

IV - LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Son dessin, vu à l'échelle 1 par la face cuivrée du stratifié, est indiqué dans la figure 14. La figure 15, complétée par la photographie de la figure 16, précise la disposition des composants contre la face isolante. Les condensateurs C₆ à C₉ sont soudés directement sur le commutateur de gammes.

Dans une première version,

nous n'avons pas recherché la sensibilité de 20 mV obtenue finalement. Pour cette raison, il n'avait pas été prévu de découplage des résistances de source du transistor T₁. Le condensateur C₂ de 220 μF ayant été rajouté ultérieurement, nous l'avons soudé du côté cuivré du circuit imprimé.

Suivant l'usage auquel le réalisateur destinera ce fréquencemètre, différentes présentations pourront être retenues. Le montage mécanique ne présentant ni difficultés, ni impératifs critiques, nous n'en donnerons pas ici de description, et passerons directement aux conseils de mise au point.

V - LA MISE AU POINT

On commencera par régler la polarisation des deux premiers étages (T₁ et T₂). AJ₁

étant d'abord réglée à son maximum de résistance, on diminuera sa valeur pour obtenir, entre le collecteur de T₂ et la masse, et en l'absence de tout signal d'entrée, une tension continue d'environ 1,5 volt.

La résistance ajustable AJ₆ étant placée sur sa valeur maximale, on appliquera successivement, à l'aide d'un générateur BF étalonné, des signaux à des fréquences de 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz et 100 kHz. A chaque fois, on réglera la résistance ajustable correspondante (AJ₂ à AJ₅) pour que le galvanomètre dévie sur la graduation 10, en fin d'échelle. Au cas où on n'atteindrait pas cette déviation, il suffirait de recommencer l'étalonnage en diminuant légèrement la résistance AJ₆.

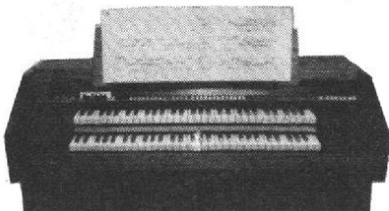
Rappelons que si le galvanomètre utilisé est gradué de 0 à 15, comme c'est le cas dans certains contrôleurs, on pourra adopter d'autres échel-

les : 0 à 150 Hz, 0 à 1,5 kHz, etc., la fréquence maximale de travail devenant alors 150 kHz.

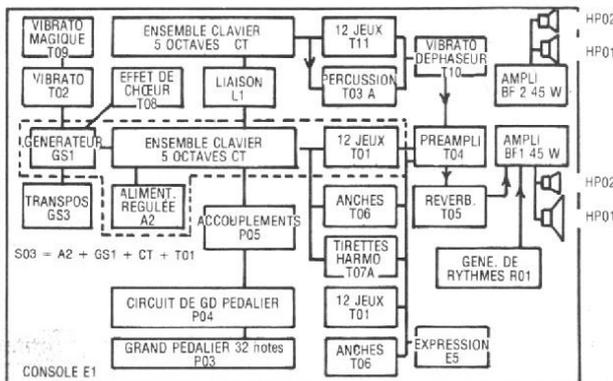
R.R.

avec les ENSEMBLES MODULAIRES KITORGAN

vous pouvez monter progressivement le plus complet des orgues électroniques



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



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

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

BON POUR UNE BROCHURE à adresser à :

SA ARMEL
BP 14 - 95220 HERBLAY

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

NOM :

Profession :

Adresse :

.....

.....

.....

Signature :

SUPER DISCO FAL 70 WATTS

- Console munie de 2 platines GARRARD équipées de 2 têtes «SHURE 44».
- Amplificateur de 70 watts RMS inséré à la console.
- Réglage séparé des volumes graves, aigus.
- Entrée micro avec mixage manuel ou automatique du niveau sonore.
- Préécoute 8 ohms pour casque avec sélection P.U. et magnéto.
- Entrée magnéto et mixage avec P.U.
- Eclairage des platines par flexibles orientables.
- Mise en route indépendante des deux platines.
- Présentation en valise gainée noire (dim. 85 x 52 x 21) **2534 F**

SUPER DISCO FAL STEREO 2 x 70 WATTS.
Ampli 2 x 70 watts.
Mêmes caractéristiques générales que la super Disco FAL. **3499 F**

Un ensemble discothèque mobile pour

- Console disco system 50 watts
- Ampli 50 watts RMS 8 ohms.
- 2 platines Garrard SP 25.
- 2 enceintes avec haut-parleurs elliptiques grand diamètre.
- Mixage des platines.
- Réglage séparé grave, aigu.
- Entrée micro. Préécoute pour casque.
- Eclairage des platines par flexible orientable.
- Présentation en valise gainée noire.
- 240 Volts. 50 Hz.

2060 F

FAL 50
50 watts, présentation valise gainée noire. La paire : 968 F.

FAL 100
100 watts RMS, 2 haut-parleurs jumelés 12". Présentation gainée noire. Poignées encastées. La paire : 1550 F.

2 x 12" WITH HORN.
100 watts RMS, 2 haut-parleurs 12" avec pavillon d'aigus. Présentation gainée noire. Poignées encastées. La paire : 2156 F.

1 x 15" WITH HORN.
1 haut-parleur 70 watts RMS 15" avec pavillon d'aigus. Présentation gainée noire. Poignées encastées. La paire : 1793 F.

FAL HORN LOADED BIN.
Haut-parleur 100 watts RMS 15" 2 pavillons graves et aigus. Présentation noire gainée. Poignées encastées. La paire : 3004 F.

super minstrel 460F

Amplis guitare

combo 40 T
40 watts RMS, 3 entrées H.P. 30 cm. Vol. indep. **945 F**

10 watts RMS, 2 entrées H.P. 25 cm. Trémolo.

DELTRON VISION sonorisation

28 rue de Léningrad 75008 Paris Tel. 522 11 75

GARANTIE DE 6 MOIS SUR TOUT NOTRE MATERIEL

Crédit

LA NOUVELLE TECHNOLOGIE des composants électroniques

(Suite voir N^{os} 1583 et 1587)

LE DÉVELOPPEMENT DE LA NORMALISATION EUROPÉENNE DES COMPOSANTS

Malgré les difficultés, le système de normalisation européen a pu se développer. On compte désormais six industriels français qui fabriquent 33 modèles de résistances fixes à forte puissance admissible et fixe, non bobinées à faible dissipation, du système à couche avec un contrôle centralisé de qualité selon la norme Cenelec, c'est-à-dire du Comité Européen de Coordination des Normes Electroniques.

En mars 1975, on ne comptait que quatre fabricants français produisant 15 modèles de résistances fixes non bobinées à faible dissipation correspondant à ce système.

La France semble ainsi la nation la plus en avance en matière de composants présentés dans le cadre du système européen du Comité des Composants Electroniques (ou CECC) du Cenelec, (Contrôle Centralisé de qualité).

Le système national C.C.Q. continue, d'ailleurs, à se développer également ; on prévoit la réalisation de 600 modèles de composants en 1978 ; déjà en 1975, il a été vendu un milliard de composants établis sous le contrôle centralisé de qualité.

A côté des systèmes euro-

péens et nationaux, il faut également envisager le système mondial, qui commence à prendre forme. Dans trois ans, on devrait, sans doute, voir publier les premières spécifications qui constitueront une première étape dans ce sens. La réalisation de composants acceptés selon cette méthode sera sans doute plus lente.

En attendant, la rapidité d'élaboration des spécifications du système européen est manifeste ; un certain nombre de spécifications ont été publiées ; d'autres sont en cours d'édition, 27 spécifications ont déjà été publiées.

Il en est ainsi pour les procédures fondamentales d'essais climatiques et mécaniques, et l'échantillonnage ; trois documents ont été publiés sur les condensateurs. Pour les résistances, on dispose de 11 documents, ce qui constitue une sorte de record. Pour les diodes à semi-conducteurs et les transistors, on dispose également d'un grand nombre de documents ; les derniers documents édités concernent les tubes à charge d'espace, tels que les triodes à chauffage industriel et les tubes d'émission de petite puissance.

Les documents en cours d'édition, qui dépassent la quinzaine, concernent les résistances, en particulier, les varistances et les potentiomètres. Dans le domaine des diodes et des transistors, des

transistors haute fréquence de puissance. Dans les matériels électro-optiques, on peut remarquer la spécification des tubes de prise de vue et plus spécialement des vidicons ; des documents sont en cours d'édition pour les composants magnétiques et les tubes hyper-fréquences, d'autres sont soumis au vote pour les

dispositifs électro-optiques, les redresseurs, les relais.

On peut noter la spécification de base de l'échantillonnage par petits lots, la spécification générique des valeurs limites et des caractéristiques essentielles et des méthodes de mesure, la spécification des circuits intégrés, hybrides et passifs.

*tournez
la page*

infra
vous
informe

infra

infra

infra

infra

infra

infra

infra

UNE QUESTION ESSENTIELLE : LA FIABILITÉ DES COMPOSANTS

La question de la fiabilité des composants attire de plus en plus l'attention des fabricants et des utilisateurs. La fiabilité est un élément fondamental des matériels électroniques, qui conditionne un fonctionnement sûr et efficace des équipements multiples et complexes.

La fiabilité est, en particulier, indispensable dans le cas des semi-conducteurs, dont l'emploi est de plus en plus répandu dans tous les domaines, mais l'ordre de grandeur des taux de défaillance exigé pour des applications diverses est évidemment variable. Il est de l'ordre de $10^{-4}/h$ pour le matériel grand public, $10^{-6}/h$ pour le matériel professionnel, $10^{-8}/h$ pour les matériels de pointe, tels que les satellites, et les répéteurs sous-marins.

En général, les ingénieurs s'efforcent désormais de rechercher le meilleur compromis prix-fiabilité, sinon le meilleur compromis poids-volume-fiabilité. Dans certains cas, par exemple, pour l'aviation ou pour l'aérospatiale, le compromis prix-fiabilité n'est évidemment pas le plus essentiel, car la panne d'un seul composant peut amener des accidents et des pertes très graves.

L'approvisionnement des composants de haute fiabilité en Europe se heurte pourtant à des difficultés, et, tout d'abord, à l'extrême diversité de spécification pour des composants similaires présentant la même catégorie d'assurance de qualité, mais des exigences particulières en dehors des spécifications. Il en résulte une adaptation permanente des processus de fabrication de contrôle et d'essai.

Des productions réalisées en très faible quantité, par ailleurs, ne permettent pas aux industriels d'établir des plans de réalisations constantes, d'où l'absence de prévisions à

moyen terme, des demandes irrégulières, qui déterminent des prix de revient prohibitifs.

Il n'existe pas de reconnaissance mutuelle d'assurance de qualité et de fiabilité pour des qualifications et essais effectués par les fabricants, les utilisateurs, les administrations. L'activité qui se manifeste dans les différentes branches est souvent incohérente, d'où parfois l'acquisition par les industriels nationaux de composants, qui pourtant grâce aux efforts des pouvoirs publics, sont étudiés et disponibles en Europe.

Le marché national seul ne présente pas une dimension suffisante pour résoudre ces difficultés, et il est nécessaire de rechercher de véritables solutions communes sur le plan national et européen.

Des concertations récentes ont eu lieu en Europe entre les fabricants et les utilisateurs de composants des administrations, pour assurer la coordination des efforts nationaux pour l'avenir. L'Agence Spatiale Européenne a ainsi chargé un groupe spécialisé d'étudier les conditions, dans lesquelles pourraient s'exercer une politique commune vis-à-vis des composants de haute fiabilité.

Cette action spécifique dans le domaine spatial ayant pour but l'établissement d'un système commun de spécification des sources européennes de composants de haute fiabilité doit être spécialement encourageante, car elle est susceptible d'intéresser également d'autres branches de fabrication et de marché, telles que les télécommunications, l'armée et l'aviation, l'automobile, etc.

UNE NOUVELLE NOTION : L'ASSURANCE DE QUALITÉ DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

La norme applicable ayant défini les caractéristiques nécessaires et suffisantes d'un

composant, ainsi que les méthodes permettant de vérifier que ce composant possède effectivement ce qu'on appelle désormais **l'assurance de la qualité**, ou mieux de conformité à la norme, repose sur une procédure, qui comprend essentiellement :

1) L'agrément du fabricant accordé après constatation que l'ensemble des moyens de fabrication et de contrôle lui donne la possibilité de produire un composant conforme à la norme.

2) L'exécution satisfaisante dans un laboratoire officiel après une période probatoire, de la suite des essais applicables pouvant permettre une approbation du modèle et l'admission du composant à l'assurance de la qualité, ainsi que la rédaction d'un règlement particulier précisant la modalité d'application de la norme.

3) Le maintien de l'assurance de qualité est conditionné par l'exécution satisfaisante par le fabricant d'essais d'acceptation sur chaque lot de contrôle, et des essais de groupe surtout d'environnement, à la périodicité inscrite par la norme.

4) Des visites et inspections des établissements où sont effectuées les fabrications ont lieu pour discuter les questions pendantes et vérifier la bonne exécution des procédures.

Le contrôle centralisé de qualité, ou CCQ, est l'appellation française de la procédure d'assurance de qualité. Cette procédure comprend essentiellement l'exécution par les fabricants des essais prescrits par la norme, sous le contrôle technique du LCIE. Malgré leur coût, ces essais sont la base essentielle de la validité et de la crédibilité de l'assurance de qualité.

Les bénéfices de ce système sont très significatifs au point de vue qualité, sécurité et fiabilité. Si le nombre de pièces contrôlées a diminué, par suite de la récession, le nombre de modèles contrôlés suivant cette méthode a continué

d'augmenter, ce qui indique bien le souci de la qualité témoigné par les fabricants.

En Europe, la responsabilité du contrôle de la qualité et de la certification appartient à un organisme spécial rassemblant les organismes nationaux de surveillance et d'essais QAC. Les documents d'harmonisation du CECC ou Comité Européen du Contrôle de Qualité se présentent comme des spécifications complètes qui ont reçu des accords d'harmonisation. De nombreuses publications ont déjà été publiées comportant, en particulier, tous les types de résistances et de condensateurs, les procédures d'essais climatiques et de robustesse mécanique.

LA FIABILITÉ DES COMPOSANTS ET LES ESSAIS NÉCESSAIRES

La fiabilité est devenue de plus en plus indispensable. Elle est absolument nécessaire dans de nombreux matériels de techniques de pointe pour les appareils d'information, pour tous ceux qui sont destinés à l'aéronautique, à l'aérospatiale, aux usages militaires, aux lignes de transmission téléphonique, de transmission d'images, etc.

Il y a des matériels fixes en service continu qui ne subissent pas de contraintes mécaniques importantes mais des montages électroniques industriels qui peuvent supporter des variations de températures, des chocs ou vibrations, des atmosphères corrosives, des matériels montés sur des engins mobiles, terrestres, ou maritimes, des répéteurs immergés, des équipements de satellites, etc.

Malgré les qualités des fabrications et leurs progrès, les modifications et les défauts des composants sont inévitables au bout d'un délai plus ou moins long ; il y a des défauts francs qui se produisent rapi-

dement et brusquement, alors que d'autres se manifestent par une variation progressive de paramètres, qui doivent être limités par les conditions d'utilisation.

Le contrôle des composants est ainsi indispensable pour la vérification des différentes caractéristiques, tant après finition, sinon pendant la fabrication, qu'au cours du stockage et même lorsqu'il s'agit d'éléments déjà montés dans un ensemble électronique.

Les vérifications avec mesure initiale intermédiaire et finale peuvent, en principe, être classées en deux types. Il y a des épreuves de durée, portant sur la résistance à la température, au courant et à la tension appliquée en permanence, et des épreuves instantanées indiquant la résistance du composant à des contraintes instantanées, telles que les surcharges, les surtensions, les effets mécaniques, tels que les chocs.

Le programme des essais de fiabilité est habituellement étudié sous une forme cyclique. Les essais sont effectués sous une forme répétitive, avec mise en route des opérations, exécution d'une certaine séquence d'essais, avec généralement des périodes de repos, ce qui permet de vérifier les risques de défaillances pour chaque cycle. Il faut prévoir la simulation de contraintes correspondant aux conditions d'utilisation prévues pour les matériels. L'efficacité est d'autant plus grande que les épreuves sont nombreuses.

De plus en plus, on est amené à étudier et à employer des appareillages d'essais comportant un banc d'essai produisant automatiquement les séquences de fonctionnement prévues, assurant l'alimentation nécessaire, et permettant des mesures de contrôle de bon fonctionnement.

Les essais sont, en principe, divers et correspondent aux caractéristiques exigées des composants. Il y a, d'abord, les essais mécaniques, consistant à soumettre les composants à des chocs mécaniques produits par un dispositif convenable, les essais de secousses et de vibrations, que l'on peut réaliser à l'aide de machines électromagnétiques et électrodynamiques, les essais d'accélération, le contrôle de la robustesse des fils de sortie, les essais de soudure destinés à vérifier l'aptitude des composants à résister aux chocs thermiques.

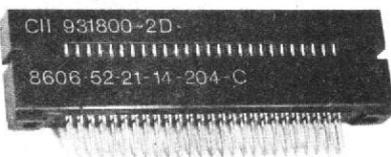
Les contrôles électriques et électroniques sont effectués au moyen des appareils de mesure habituels constamment améliorés et comportant, la plupart du temps, un affichage numérique, avec voltmètre, ampèremètre, ohmmètre, pont de mesure pour résistances, condensateurs et impédances, transformateurs et générateurs de

signaux. Ces appareils peuvent être combinés pour constituer des bancs d'essais.

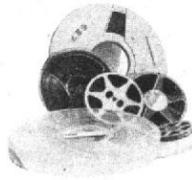
Il faut, enfin, envisager les essais d'ambiance et d'environnement consistant à exposer les composants à des conditions d'environnement artificiel bien déterminées, telles que l'on puisse prévoir leurs performances dans les conditions normales d'utilisation de transport et de stockage.

Le but consiste toujours dans l'étude plus exacte de la fiabilité d'un matériel; ces méthodes d'essais et leur degré de sévérité peuvent être précisés par des recommandations spéciales, s'il s'agit de composants destinés à être placés sur des matériels employés dans les administrations publiques, la marine, l'aviation, l'aérospatiale, ou pour des usages très particuliers.

R.S.

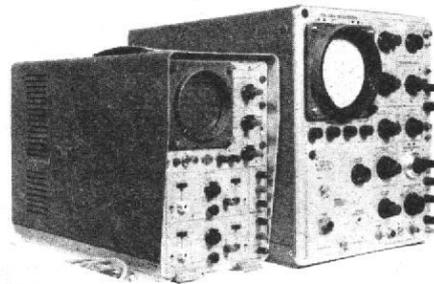


Connecteur souriau neuf 52 broches pas de 3,81 type 8606
prix : 10 F.

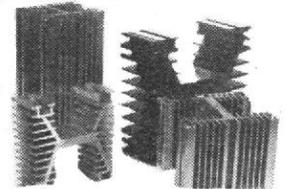


BANDES MAGNETIQUES
TRES NOMBREUX FORMATS

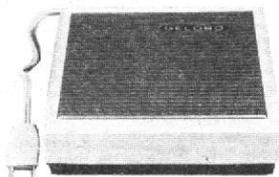
Bandes pour magnéto de 3 à 10 F.
Bobines vides de 0,80 à 3 F.
Bande ordinateur 10 et 20 F.
avec boîtes plastic.



Très beau lot d'Oscillos Tektronix, Philips, CRC, Ribet, etc. Etat impeccable. En simple et double traces, de 3 à 90 MHZ.
Prix De 500 à 4.000 F.



Radiateurs de forte puissance en alu au prix incroyable de 10 F le kg.
Petits modèles, prix suivant dimension.



Haut-parleurs divers nus ou en coffrets ronds, ovales neufs de 10 à 30 F.



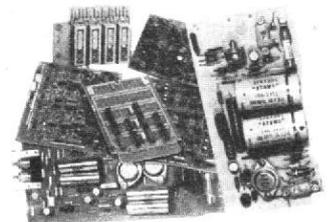
Transfo 110/220
10/25/35 V
Matériel exceptionnel. 50 F.



Portes fusibles neufs
6 A : 3 F - 10 A : 5 F.



Des milliers de diodes
1 N 746 (CT 122)
1 N 4154 etc. etc.
Emball. d'Origine
Pièce : 0, 50 F.
(Prix spéciaux par grosse quantité).



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.

Circuits intégrés
7429 TLL
7423 ETC. ETC.
de 1 à 7 F. (neuf)
Supports C.I. 4 et 5 F.
Condos et résistances
nombreux modèles
Epxy simple et 2 faces 50 F le kg.
Bakelite 63/43 - 25 F.

Des milliers de fiches de connexion pour tableaux ou appareils de mesure Ø 4
Prix incroyable de 70 F le kg.

ET TOUJOURS EN STOCK,
GENERATEURS, STROBOS,
RELAIS, TRANSISTORS
GAINES DIVERSES, etc.

Tous nos prix sont H.T. (taux réduit de 10 % en plus)

ETS. DELZONGLE 20, rue de Belfort - 94300 VINCENNES - 374.64.01 - 328.77.25

Magasins ouvert de 8 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 18 h - FERMÉ LE SAMEDI APRÈS-MIDI

Pour la Province, magasin de Gros et Détail au Domaine de l'Angleterre 14140 LIVAROT

Pas de catalogue, pas d'expédition, tout notre matériel est à vendre sur place

panne de rotacteur VHF

EN état de panne, le téléviseur montre une image blanche avec ou non, des parasites sur l'écran.

Tout semble normal, alors qu'aucune réception ne se fait.

La course peut être double mais encore faut-il dissocier les éléments en cause, ce qui multiplie les composants à vérifier !

Il faut tout d'abord être sûr que le câble d'antenne n'est pas coupé, auquel cas, la panne est toute trouvée ! Au besoin, on substituera à ce câble une mire électronique.

Si l'écran reçoit des parasites, c'est que la liaison n'est pas coupée entre la prise d'antenne et le tube cathodique. On peut s'en rendre compte en attaquant, en force, la prise « antenne » par un signal à fréquence intermédiaire (générateur modulé, calé sur 30 MHz par exemple).

RECHERCHE DE LA PANNE

Comme, en général, le dépanneur possède toujours un grid-dip (ondemètre à absorption) la recherche de la

panne est instantanée : en calant le grid-dip sur une trentaine de MHz, on vérifie que le signal passe bien dans le canal son et dans celui de la vision.

L'ondemètre fonctionne alors en générateur et se trouve modulé intérieurement. Le H.P. fournit un son et l'image se rétrécit en donnant des barres horizontales (fig. 1).

Le même phénomène devrait se constater quand on accorde le grid-dip sur la fréquence incidente f_i correspondant au canal du rotacteur - ou du sélecteur pour l'accord donné.

Si cela est le cas pour f_i , c'est que le changement de fréquence s'opère convenablement mais que la liaison est coupée entre la prise antenne et le changeur.

Pour bien comprendre ce qui se passe, reportons-nous au schéma de principe de la figure 2. Par simple rayonnement du champ émis par la bobine du grid-dip, un couplage s'opère avec la bobine L_1 ou celle L_2 du filtre de bande ce qui rétablit le signal sur l'écran et dans le H.P.

La panne se trouve donc **avant** le filtre de bande. Si le téléviseur ne réagit pas pour un accord voisin du canal à

recevoir c'est que la panne se situe ailleurs. Un des cas les plus fréquents consiste en l'arrêt de l'oscillation locale f_e . Dans ce cas, la liaison est normale, au niveau de la prise antenne, ce qui est vérifié par une attaque au générateur FI (voir plus haut). On rétablit alors la liaison et le son en accordant le grid-dip sur :

$$f_e = f_{\text{son}} \pm 39,2 \text{ MHz}$$

Ainsi pour le canal F8A, le battement étant **supérieur**, il faut coller le grid-dip sur 213,3 MHz (voir figure 3).

Avec un tel couplage, la **descente d'antenne étant normalement branchée sur la**

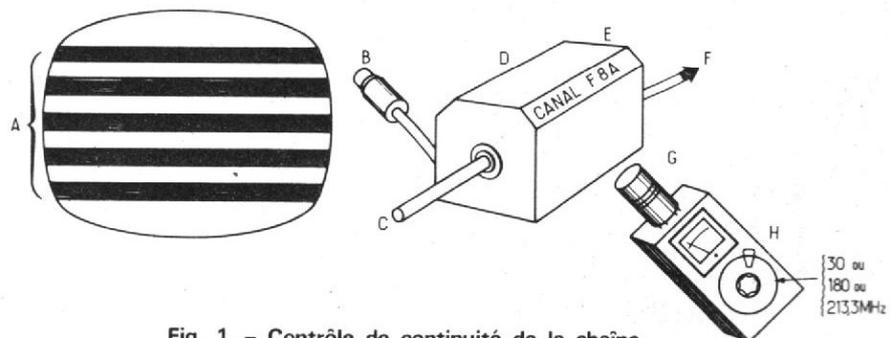


Fig. 1. - Contrôle de continuité de la chaîne rotacteur-platine Fi. - A) Les barres passent ; B) Câble antenne ; C) Sélecteur des canaux ; D) Rotacteur VHF ; E) Oter le blindage ; F) Vers platine FI ; G) Bobine VHF ; H) Grid-dip - 30 ou 180 ou 213,3 MHz.

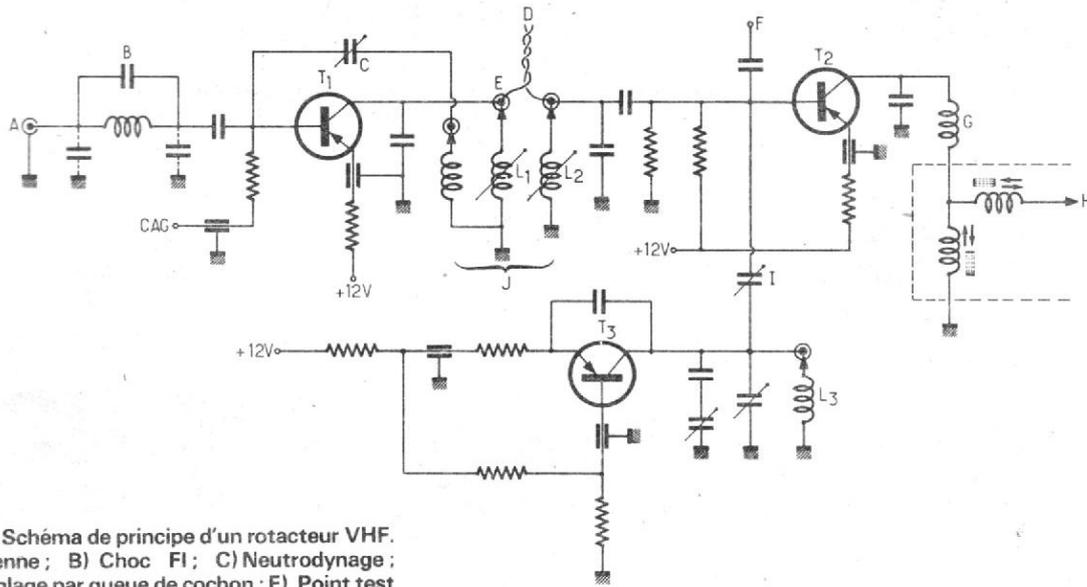


Fig. 2. - Schéma de principe d'un rotacteur VHF. A) Antenne ; B) Choc FI ; C) Neutrodynage ; D) Couplage par queue de cochon ; E) Point test 1 ; F) Point test 2 ; G) Choc VHF ; H) Vers FI ; I) Caj ou queue de cochon ; J) Filtre de bande.

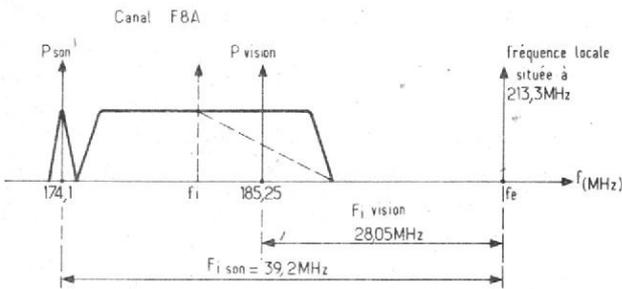


Fig. 3. - Exemple d'implantation des fréquences pour un canal donné.

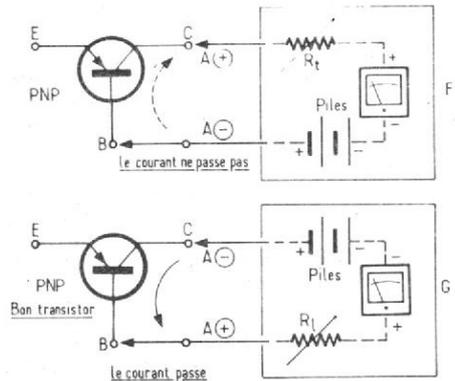


Fig. 4. - Processus de contrôle d'un transistor au moyen d'un ohmmètre à piles. La même opération peut être tentée entre émetteur et base. (Cas d'un transistor NPN : raisonner de même en inversant les polarités). A) Signes portés sur le contrôleur ; F) Ohmmètre à pile sur position x 10 ; G) Ohmmètre à piles inversé.

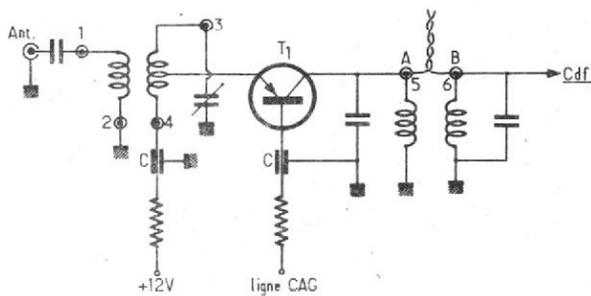


Fig. 5. - Variante de circuit d'entrée sans neutrodynage. 1 à 6 : contacts barrettes rotacteur.

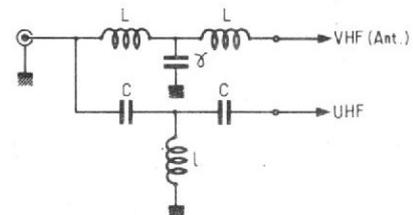


Fig. 6. - Répartiteur séparateur VHF - UHF.

prise du téléviseur, le grid-dip prend le relais de l'oscillateur local et rétablit le changement de fréquence. Enfin, si la conversion ne se fait dans aucun des cas cités il faut situer la panne après le changement de fréquence c'est-à-dire en F.I.

CAUSE DE PANNES PROBABLE

Nous limiterons nos investigations au domaine de la VHF, qu'il s'agisse d'un rotacteur ou d'un sélecteur à vari-cap.

Reprenons les deux cas énoncés ci-dessus : si l'image revient en couplant judicieusement, près de L_2 ou de L_3 , le grid-dip calé sur $f_{son} \pm 39,2$ MHz (ici, dans le canal F8A, 213,3 MHz), il faut revoir l'étage oscillateur local T_3 . En premier lieu, le transistor T_3 est contrôlé (fig. 2) soit au transistormètre, soit avec un simple ohmmètre à piles (voir figure 4, conduction dans le sens « émetteur-base » et « collecteur-base » pour un PNP et isolement dans l'autre sens); c'est souvent ce semi-conducteur qu'il faut incriminer car il travaille toujours aux limites de ses possibilités. La capacité C_0 assurant la réaction peut être aussi coupée. Enfin, on contrôlera tous les condensateurs C, un court-circuit étant toujours possible avec ce type de « traversées » (perles fixées au châssis). Le dernier conseil est valable pour tout le rotacteur.

Si le grid-dip crée des barres vers f_1 (180 MHz, dans le canal F8A), c'est le transistor T_1 qu'il faut contrôler. Un branchement provisoire en A (à travers 10 à 20 pF) du câble d'antenne doit rétablir l'image. Il n'est pas conseillé de la pratiquer en B à cause de la présence de la fréquence locale; ceci créerait des interférences sur l'écran et un rayonnement parasite autour

de l'antenne, peu apprécié des voisins!

Un composant fragile peut aussi créer toutes sortes d'ennuis; il s'agit du condensateur de neutrodynage C_1 (fig. 2): soit que sa valeur ait été modifiée de telle sorte que l'étage d'entrée T_1 oscille entraînant un blocage à toute réception, soit qu'il soit en court-circuit ce qui neutralise la base de T. Après son changement, un réglage s'avère nécessaire: il se fait sur l'image pour un minimum de souffle mais un maximum de sensibilité, ceci suppose un compromis car les deux conditions sont antinomiques.

Dans les montages ne comportant pas de neutrodynage (voir exemple, figure 5) on pourra incriminer soit les traversées découplantes (C), soit les ajustables, soit les diodes Varicap's (vérifier leur tension d'alimentation).

L'usage de l'ohmmètre à piles est conseillé, rotacteur non alimenté (téléviseur éteint).

Un circuit doit être aussi contrôlé - s'il est incorporé dans le téléviseur - il s'agit du séparateur VHF/UHF qui précède soit le rotacteur soit le tuner. On vérifiera tout particulièrement les éléments γ et l ; s'ils sont en court-circuit, l'entrée correspondante est mise à la masse. Si le séparateur est réalisé en circuit imprimé, on observera la continuité des pistes (L peut être coupée: figure 6).

Comme on peut le constater, pour effectuer ces contrôles, un contrôleur universel et un grid-dip sont les deux seuls appareils indispensables.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'E.C.E.

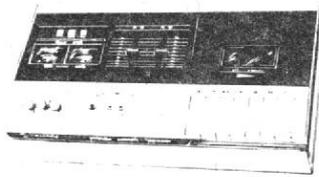
AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT Règlement à la commande par chèque ou mandat

BLOUDEX ELECTRONIC'S

357.15.09

104. rue Saint Maur 75011 PARIS Métro PARMENTIER

PLATINE A CASSETTE STEREO professionnelle avec préamplis



Un outil de travail perfectionné pour les mélomanes les plus difficiles. Fourni avec ses deux micros.
(Frais d'envoi 45 F) **Prix 690 F**

AMPLI-PREAMPLI 2 x 50 W

— Alimentation + Transfo et Kit de montage.
— Bande passante 10-8 000 Hz.
— Impédance 4-8 Ω .
— Distorsion 0,18.
— Tension d'alimentation 15-45 V. + ébénisterie.
Frais d'envoi 50 F. 570 F

MATERIEL A REVOIR

Magnétophone à cassette, piles-sec-tour. NEUF en emballage origine **80 F** (port 15 F)
RADIO GO neuf **15 F**
RADIO PO-GO-FM **80 F**
CHAINE Stéréo 2 x 10 watts avec 2 enceintes **400 F**

ENCEINTES ACOUSTIQUES DE GRANDE MARQUE

— Bande passante 35-18 000
— Puissance 35 W.
— Impédance 4-8 Ω .
— Dimensions 500x300x250.

Prix de la paire 490 F

Modèle de 15-25 W. **390 F**
Frais d'envoi **45 F**

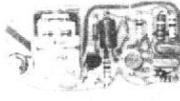
EX-TRA-OR-DI-NAI-RE

UNE ENCEINTE ACOUSTIQUE Pour de la VRAIE MUSIQUE
MODELE WILSON 1000 - 2 voies
— Puissance admissible 15 W.
— Réponse 25-18 000 Hz.
— 2 H.P. de qualité professionnelle.
— Dimensions : 420 x 280 x 180
Prix (la paire) 260 F
Frais d'envoi **45 F**

TABLE DE LECTURE « BIC 980 » professionnelle. Manuelle à programmation directe. Transmission par courroie. Bras de lecture tubulaire aluminium. Moteur synchrone à 24 pôles, vitesse 300 t/mn à impédance protégée. Réglage « fin » des vitesses par régulation électronique et stroboscope lumineux. Démarrage pleine vitesse en 1/3 de tour Livré avec capot et cellule Shure **1.200 F** Modèle sans stroboscope **980 F** (pour plus de détails, vous reporter n° 1585 H.P. du 21-1-77).



« VOX CONTROL »



Cet ingénieux appareil permet la mise en marche automatique d'un magnétophone par le seul fait de parler devant le micro. Il peut être utilisé aussi dans le cas où l'on aurait besoin de déclenchement d'un signal d'alarme par un bruit quelconque. Il peut aussi servir d'allumage d'une lampe ou d'établissement d'un contact pouvant actionner n'importe quel appareil électrique ou électronique. Ce système permet particulièrement d'économiser avantageusement les « blancs » sur un magnétophone lorsque la bande n'est pas impressionnée.
● Tout transistorisé à circuits intégrés ● Fonctionne de 1 à 12 V ● Dimensions: 75 x 35 x 30 mm.

CABLÉ, RÉGLÉ, EN ÉTAT DE MARCHÉ **PRIX : 105 F** (frais d'envoi 10 F)

L'ENSEMBLE TUNER FM STÉRÉO avec décodeur multiplex

Les 3 modèles permettent de réaliser un ensemble d'une grande performance.
● TÊTE HF à condensateur variable avec cage FM/AM
● PLATINE FI à circuit intégré et filtre céramique (dernier cri de la technique actuelle).
● DÉCODEUR MULTIPLEX avec indicateur à diode LED.
L'ENSEMBLE se raccorde en 3 minutes et devient immédiatement opérationnel
Livré avec schéma de branchement.
INTROUVABLE NULLE PART A CE PRIX **L'ENSEMBLE 240 F** (frais d'envoi 15 F)

AMPLIFICATEUR STÉRÉO ● Puissance 16 W ● Circuits intégrés ● Correction graves/aigus sur chaque canal ● Impédance de sortie 4 à 16 Ω ● Impédance d'entrée ● Fonctionnement 12 à 18 V. Livré avec ses 4 potentiomètres (2 pat canal) ● Dimensions 125 x 45 x 20 mm
PRIX 115 F EN ORDRE DE MARCHÉ (frais d'envoi 15 F)

TUNER FM TRÈS GRANDE MARQUE

Tuner FM gamme couverte de 88 à 102 MHz, sensibilité 2 microvolts pour 50 mV, BF à + 22,5 kHz ● Rejection AM 20 dB ● Bande passante + 110 kHz ● Débit 8 mA sous 5 V ● Entrée antenne synchrone 75 Ω ● Excellente réception sur antenne télescopique ● Dimensions 160 x 50 x 30 mm ● **PRIX INCROYABLE** **140 F** (frais d'envoi 13 F)
Cet ensemble est rigoureusement neuf. Il est câblé et prêt à l'emploi. Il se raccorde directement à n'importe quel ampli BF. *sur l'échelle de la modulation de fréquence.

EMETTEUR 144 MHz

PILOTE CRISTAL
● 4 étages ● Puissance de sortie 2 W sous 13,5 V ● Possibilité de pilotage par VFO 72 MHz (entrée prévue à cet effet) ● Impédance de sortie antenne 50 à 75 Ω ● Dimensions: 80 x 180 mm.
Prix en ordre de marche 195 F (frais d'envoi 15 F)

MODULATEUR BF 144 (4 ETAGES) - Prix en ordre de marche 95 F (frais d'envoi 15 F) - VFO 144. Prix en ordre de marche 95 F (frais d'envoi 15 F). Pour augmenter vos performances **LINEAIRE** 144 10 watts. Prix en ordre de marche 195 F (frais d'envoi 15 F). Les 4 ensembles sont prévus pour être adaptés à l'émetteur ci-dessus.

PLATINE FI/DÉTECTEUR DE PRODUITS-S-MÈTRE

Complément idéal du convertisseur ci-dessus
● Monté sur circuit imprimé ● 5 étages MF ● Détecteur de produit BFO à oscillateur variable ● Impédance d'entrée FI 52 ohms ● Gain H₁₀ dB ● Sortie accordée sur 1510 kHz ● Dispositif incorporé de réglage du gain HF (indispensable pour l'écoute de la SSB) ● Ampli de S-Mètre permettant l'utilisation d'un galvanomètre jusqu'à 3 V de sensibilité ● Filtre de bande incorporé ● Alimentation de 9 à 13,5 V ● Consommation platine FI en l'absence de signal 15 mA ● Dimensions: 135 x 90 x 20 mm. **PRIX : 195 F** (frais d'envoi 15 F)

UNE RÉALISATION

QUI VOUS RENDRA DE GRANDS SERVICES
ALARME ANTIVOL DÉTECTEUR DE PASSAGE



Système optique à rayon lumineux créant entre émetteur et récepteur un barrage qui signale immédiatement le passage d'une personne ou d'un objet qui en aurait coupé le faisceau. TOUT TRANSMIS
SISTÈRE
EMETTEUR FIXE, distance opérationnelle 10 mètres de jour (cette distance peut atteindre 50 mètres la nuit). Fonctionne en 110 ou 220 V
RECEPTEUR: réglage précis de sensibilité ● Fonctionne en 110-220 V ● Cellule photo-électrique de grand rendement ● **RÉLAI DE SORTIE** permettant une coupure pour une puissance de 500 W.
CET ENSEMBLE est entièrement câblé, réglé et en ÉTAT DE FONCTIONNEMENT. Livré avec ses 2 optiques. **PRIX 140 F** (frais d'envoi 15 F)

DATATHÈQUE

DU

TRANSISTOR

Transistors de puissance

(Suite voir N° 1583 et N° 1587)

3.3. AMPLIFICATEUR DE 50 W, À SYMÉTRIE QUASI- COMPLÉMENTAIRE

VOUS disposez de quelques transistors 2N3055, et vous désirez les utiliser dans l'étage de sortie d'un amplificateur que vous voulez réaliser. Vous voulez obtenir une puissance de sortie de 50 W. Comment choisir, en se basant sur le montage de la figure 33-1, et sur une tension d'attaque de $1 V_{eff}$, toutes les autres données de façon optimale ?

A. - VALEURS DE COMPOSANTS

Impédance du haut-parleur (R_D) ? C'est d'elle que dépendent la tension d'alimentation

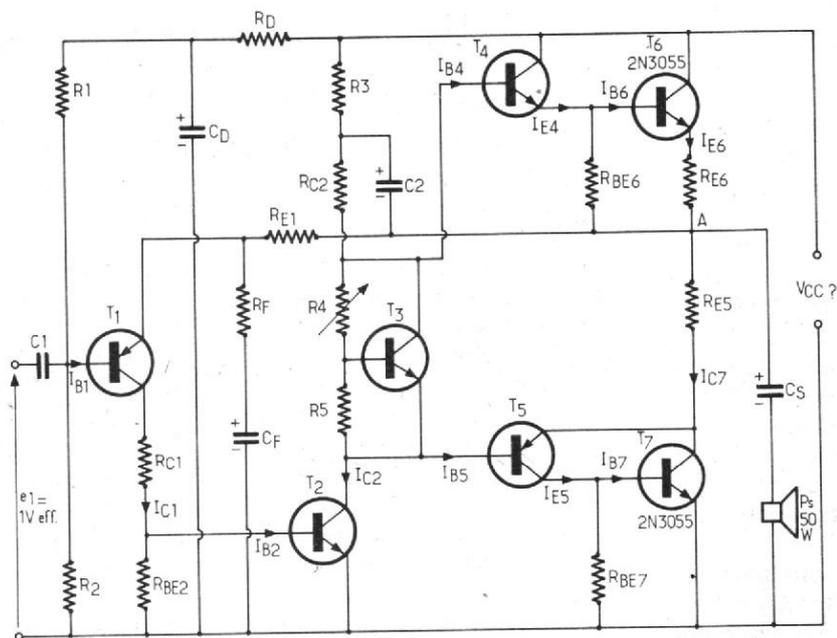


Fig. 33-1. - On a choisi ce schéma pour réaliser un amplificateur de 50 W. Quelles sont les valeurs qu'il faut donner aux divers composants ? Quels transistors utiliser ?

(V_{CC}) et l'intensité de crête dans les transistors de sortie ($I_{E6M} = I_{C7M}$). On utilise les expressions déjà citées au chapitre 3.1., avec P_S = puissance de sortie, V_D = tension de déchet (≈ 1 V), V = volt :

$$V_{CC} = \sqrt{8 P_S R_L} + 4 V,$$

$$I_{E6M} = \frac{V_{CC} - 2 V - 2 V_D}{2 R_L}$$

On calcule ces expressions pour plusieurs valeurs courantes d'impédance de haut-parleur, et on retient celle qui permet les meilleures conditions d'utilisation.

Exemple pour $R_L = 4 \Omega$

$$V_{CC} = \sqrt{8 \times 50 \times 4} + 4 = 44 V,$$

$$I_{E6M} = \frac{44 - 2 - 2}{2 \times 4} = 5 A$$

La valeur de V_{CC} est acceptable pour le 2N3055, et avec $I_{E6M} = 5 A$, on obtiendra des conditions de linéarité d'amplification tout juste encore acceptables.

Exemple avec $R_L = 8 \Omega$

$$V_{CC} = \sqrt{8 \times 50 \times 8} + 4 = 60,6 V,$$

$$I_{E6M} = \frac{60,6 - 2 - 2}{2 \times 8} = 3,54 A$$

La valeur plus réduite de I_{E6M} donnera une linéarité d'amplification meilleure que précédemment. Mais la valeur élevée de V_{CC} nécessitera une alimentation stabilisée. Dans le cas contraire, il faut, en effet, prévoir un coefficient de variation de 1,5, ce qui signifie que la valeur instantanée de la tension d'alimentation peut atteindre $1,5 \times V_{CC} \approx 90 V$, ce qui est beaucoup pour un 2N3055. Pour des raisons de simplicité, on retient donc la première solution, $R_L = 4 \Omega$.

Résistances d'émetteur dans l'étage de sortie ($R_{E5} = R_{E6}$) ? Il suffit qu'elles présentent une chute de tension de 1 V lorsqu'elles sont traversées par une intensité égale à I_{E6M} :

$$R_{E5} = R_{E6} = 1 V / I_{E6M}$$

Exemple :

$$R_{E5} = R_{E6} = 1 V / 5 A = 0,2 \Omega$$

Puissance dissipée dans les transistors de sortie (P_D) ? D'après les expressions citées au chapitre 3.1., on arrive, pour chaque transistor, et dans le cas le plus défavorable, à :

$$P_{D6} = P_{D7} = \frac{V_{CC} I_{E6M}}{8}$$

Exemple :

$$P_{D6} = P_{D7} = \frac{44 \times 5}{8} = 27,5 W$$

En régime « musical », on trouve, toujours pour chaque transistor :

$$P_D = 0,14 P_S$$

Exemple :

$$P_D = 0,14 \times 50 = 7,5 W$$

Radiateur ? Avec (annexe 26) la température maximale de fonctionnement (T_j) et la résistance thermique jonction-boîtier (R_{thj-b}) du transistor, on calcule la résistance thermique du radiateur (pour un seul transistor) :

$$R_{thr} = \frac{T_j - T_A}{P_D} - R_{thj-b}$$

Exemple pour une température ambiante $T_A = 50^\circ C$

$$R_{thr} = \frac{200 - 50}{27,5} - 1,5 \approx 4^\circ C/W$$

Le radiateur, commun à T_6 , T_7 , devra donc présenter une résistance thermique de $2^\circ C/W$.

Résistances de base dans l'étage de sortie (R_{BE6} , R_{BE7}) ? Ce sont, essentiellement, des résistances « anti-emballement » (effet de température). On peut adopter la valeur $R_{BE} = 100 \Omega$ que le fabricant précise (annexe 26) pour la tension de sustentation. Puis on doit vérifier, si la valeur $R_{BE6} = R_{BE7} = 100 \Omega$ possède une influence appréciable sur les caractéristiques d'amplification. Pour cela, on détermine, à l'aide des réseaux de caractéristiques en commande par courant et en commande par tension (annexe 27, en haut), la valeur moyenne de la résistance d'entrée des tran-

sistors de sortie. D'après ces réseaux, on voit qu'une variation de I_C , comprise entre 0,5 et 5 A, correspond à une variation de 160 mA pour I_B , et simultanément à une variation entre 0,7 et 1,1 V pour V_{BE} (soit $\Delta V_{BE} = 0,4$ V). La résistance d'entrée des transistors de sortie est donc $\Delta V_{BE} / \Delta I_B = 0,4 / 0,16 = 2,5 \Omega$. Cette valeur étant faible devant $R_{BE} = 100 \Omega$, on peut dire que R_{BE} est sans effet sur les propriétés d'amplification.

Nota : Il suffit de raisonner sur l'un des deux transistors de sortie, car le montage est conçu de façon que l'autre fonctionne de façon symétrique.

Choix de T_4 , T_5 ? D'après le réseau de caractéristiques qu'on vient d'étudier, on voit que l'intensité de crête (correspondant à $I_{E6M} = 5 A$) que T_4 doit fournir à T_6 est $I_{E4M} = I_{B6M} = 170$ mA. Mais puisqu'on raisonne sur un échantillon moyen, une valeur de crête de 300 mA n'est pas exclue. On utilisera donc des transistors BD 137, BD 138 pour T_4 , T_5 .

Dissipation dans T_4 , T_5 (P_{D4}) ? Ces transistors travaillent, comme ceux de sortie, en classe B. Leur dissipation se calcule de la même façon, soit, pour le cas le plus défavorable :

$$P_{D4} = \frac{V_{CC} I_{E4M}}{8}$$

Exemple pour $I_{E4M} \leq 0,3 A$

$$P_{D4} = \frac{44 \times 0,3}{8} \leq 1,6 W$$

Comme la dissipation en régime musical sera nettement moindre, on pourra, à la rigueur, monter ces transistors sans radiateurs.

Intensité de collecteur de T_2 (I_{C2}) ? Dans le montage étudié, c'est C_2 qui se comporte comme un accumulateur se trouvant constamment chargé à une tension fixe dont la valeur est fonction de V_{CC} et du rapport de division entre R_3 et R_{C2} . Aux bornes de R_{C2} ,

on observera donc une tension qui ne diffère de celle sur C_2 que par la différence de potentiel entre la base de T_4 et le point A. On peut admettre que cette différence ne dépassera pas 3 V, en régime de crête.

Par ailleurs, l'intensité dans R_{C2} devra être largement suffisante pour fournir l'intensité I_{B4M} que T_4 demande en régime de crête. Raisonnant sur des échantillons moyens, on trouve, d'après le réseau du BD 137 (annexe 22), et pour $I_{E4M} = 170$ mA (valeur définie plus haut), $I_{B4M} = 1,8$ mA. Dans le chapitre 3.1., on avait vu qu'on obtient un maximum de linéarité d'amplification quand I_{C20} , intensité moyenne de collecteur de T_2 , est grande devant I_{B4M} . Or, dans le cas présent, aucune considération de dissipation ne s'oppose à un choix de $I_{C20} \approx 10 I_{B4M}$, car, même avec ce coefficient de 10 (un coefficient encore plus grand n'aurait guère de sens), on reste toujours en-dessous de 20 mA. On prendra donc :

$$I_{C20} = 10 I_{B4M}$$

Exemple :

$$I_{C20} = 10 \times 1,8 = 18 \text{ mA.}$$

Dissipation dans T_2 ? Dans ($R_3 + R_{C2}$), on observe la même dissipation que dans T_2 , soit :

$$P_{D2} = (V_{CC}/2) I_{C20}$$

Exemple :

$$P_{D2} = (44/2) \times 0,018 = 0,4 W$$

Résistances R_3 et R_{C2} ? D'après ce qu'on vient de déterminer, leur somme doit être :

$$R_3 + R_{C2} = \frac{(V_{CC}/2) - 3 V}{I_{C20}}$$

Exemple :

$$R_3 + R_{C2} = \frac{(44/2) - 3}{18} = 1056 \Omega$$

Quant à R_3 , une faible valeur aurait l'avantage de laisser subsister, sur C_2 une tension (d'alimentation de T_2) relativement forte (d'où amplification linéaire), mais elle risque de demander une

forte valeur pour C_2 et d'impliquer une perte de puissance notable sur le signal de sortie de l'amplificateur. On adopte donc un compromis, en posant :

$$R_3 \approx \frac{R_3 + R_{C3}}{4}$$

Exemple :

$$R_3 \approx \frac{1056}{4} = 264 \Omega \text{ (prendre } 270 \Omega \text{)}$$

Il reste alors à déterminer :

$$R_{C2} = (R_3 + R_{C2}) - R_3$$

Exemple :

$$R_{C2} = 1056 - 270 = 786 \Omega \text{ (prendre } 820 \Omega \text{)}$$

Circuit de référence thermique (T_3, R_4, R_5) ? Pour T_3 , on peut utiliser un transistor de gain relativement faible, et sa tension collecteur-émetteur n'est que de quelques volts. Par contre, on a avantage à utiliser un transistor dont le boîtier présente une bonne conduction thermique, soit un modèle qu'on peut fixer par une vis sur le radiateur des transistors de sortie (BD 135), soit un modèle à enrobage par matière plastique de bonne conductibilité thermique (BC 635) qu'on insère dans une perforation du radiateur.

Au repos ($I_{CE6} = I_{CE7} \approx 0$), la tension aux bornes de $R_4 + R_5$ sera égale à $V_{BE4} + V_{BE5} + V_{BE6}$, et ces trois tensions V_{BE} seront tout au plus égales à 0,7 V chacune. A condition que le gain en courant de T_3 soit supérieur à 10, il est possible de répartir l'intensité passant de R_{C2} vers le collecteur de T_2 , de façon que les 9/10 de cette intensité soient acheminés par T_3 , et 1/10 par $R_4 + R_5$. On pourra donc prendre :

$$R_4 + R_5 = \frac{10 (V_{BE4} + V_{BE5} + V_{BE6})}{I_{C20}}$$

Exemple :

$$R_4 + R_5 = \frac{10 \times (0,7 + 0,7 + 0,7)}{0,018} = 1170 \Omega$$

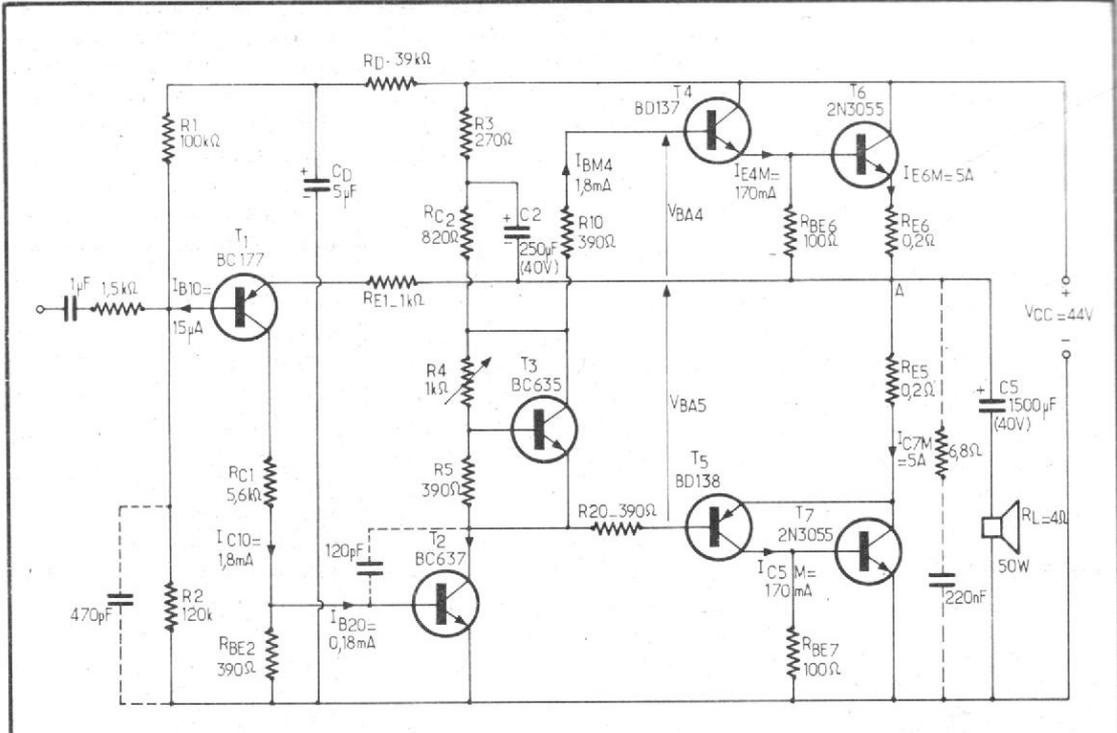


Fig. 33-2. - Tous les composants sont maintenant déterminés. Les éléments de compensation en fréquence, faisant l'objet d'une mise au point expérimentale, ont été dessinés en pointillé.

On départage de façon à obtenir 0,7 V environ entre émetteur et base de T_3 , soit :

$$R_5 = \frac{R_4 + R_5}{3}$$

Exemple :

$$R_5 = \frac{1170}{3} = 390 \Omega$$

En principe, il faudrait utiliser le double de cette valeur pour R_4 . Mais comme il s'agit d'une résistance ajustable, on doit adopter une marge, soit $R_4 = 1 k\Omega$. Lors de la mise au point, on ajustera R_4 de façon à observer, dans les transistors de sortie, une intensité de repos égale à 1 % environ de I_{C6M} , soit 50 mA dans le cas de l'exemple.

Choix de T_2 ? Si on choisit un transistor admettant une dissipation de 1 W à 25 °C, on a une marge de sécurité très large, car la dissipation de 0,4 W, déterminée plus haut pour T_2 , pourra encore être supportée, dans ces conditions, pour une température ambiante de plus de 80 °C. Par ailleurs, il sera prudent de prévoir un type supportant une

tension de collecteur de 60 V, à moins qu'on n'utilise une alimentation régulée. On adoptera donc le type BC 637. Ces caractéristiques ne figurent pas dans l'annexe de Datathèque, car leur connaissance détaillée n'est pas nécessaire pour l'application envisagée. Pour l'instant, il suffit de connaître la valeur typique de son gain en courant statique, $B_2 = 100$.

Résistance émetteur-base de T_2 (R_{BE2}) ? La valeur qui vient d'être mentionnée, $B_2 = 100$, permet de déterminer l'intensité de base de repos de T_2 :

$$I_{B20} = \frac{I_{C20}}{B_2}$$

Exemple :

$$I_{B20} = \frac{18 \text{ mA}}{100} = 0,18 \text{ mA}$$

S'il y avait un problème de bruit, on ferait $I_{C10} = I_{B20} (R_{BE2} \text{ infinie})$, car T_1 travaillerait alors dans des conditions où son bruit propre est particulièrement faible. Mais ce problème n'existe guère, car, du fait de la contre-réaction, le gain en tension deviendra

finalement si faible que la tension de bruit du premier transistor reste sans importance, et seulement le bruit du préamplificateur risque d'être notable.

Par ailleurs, T_1 travaille en commande par tension, et on peut montrer que, dans ces conditions, le gain en tension de $T_1 + T_2$ augmente, jusqu'à une certaine limite, avec l'intensité de collecteur de T_1 . Or, une trop grande intensité de collecteur de T_1 signifie une faible résistance d'entrée, ce qui n'est pas souhaitable. De plus, elle nécessiterait une faible valeur pour R_{BE2} , d'où attaque par tension de T_2 , et fonctionnement peu linéaire. Il faut donc encore faire un compromis, consistant à limiter I_{C10} à dix fois environ la valeur de I_{B20} , ce qui mène à

$$R_{BE2} = \frac{V_{BE2}}{10 I_{B20}}$$

Exemple :

$$R_{BE2} = \frac{0,7 \text{ V}}{10 \times 0,18 \text{ mA}} = 390 \Omega$$

Accessoirement, ce choix de R_{BE2} permet de s'affranchir

de la dispersion des caractéristiques de T_2 . En effet, si, du fait de cette dispersion, I_{B20} passe du simple au double, I_{C10} ne variera que de 10 %, si on conserve l'ancienne valeur de R_{BE2} .

Résistance de protection de T_1 (R_{C1}) ? On applique la méthode du chapitre 3.1. Toutefois, la limitation de la dispersion permet de travailler avec un coefficient plus réduit :

$$R_{C1} = \frac{V_{CC}}{4 I_{C10}}$$

Exemple avec $I_{C10} = 10 I_{B20} = 1,8 \text{ mA}$

$$R_{C1} = \frac{44}{4 \times 0,0018} = 6,1 \text{ k}\Omega \text{ (prendre } 5,6 \text{ k}\Omega)$$

Autres composants du montage ? Le procédé de détermination est le même qu'au chapitre 3.1. Le lecteur pourra donc, à titre d'exercice, reprendre le calcul de ces éléments. Leurs valeurs ont été inscrites dans le schéma de la figure 33.2. Celle de C_S correspond à une fréquence inférieure de coupure de 30 Hz. Les valeurs des autres capacités ont été exagérées, de façon à éviter le procédé de la fréquence de la coupure corrigée. Le calcul de C_2 a été basé sur le passe-haut que forme ce condensateur avec la mise en parallèle de R_3 avec R_{C2} .

Accessoirement, le schéma de la figure 31.2 montre, en pointillé, les éléments de compensation en fréquence. Ils sont nécessaires pour éviter que la contre-réaction ne devienne, du fait du déphasage par les capacités des transistors et de câblage, une réaction positive aux fréquences élevées. Comme la boucle de contre-réaction s'étend sur quatre étages, le nombre de ces éléments doit être relativement élevé. Leur calcul ne sera pas abordé, car leur détermination s'effectue de façon essentiellement expérimentale.

B. FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE

Etant donné le nombre d'étages de l'amplificateur, on peut prévoir que son gain intrinsèque sera grand devant le gain en tension qu'on désire en définitive, c'est-à-dire en présence de contre-réaction. Il est donc inutile de déterminer le gain intrinsèque (sans contre-réaction) avec une grande précision. On se contentera donc d'un tableau de transfert simplifié, ne comportant que les points « repos » et « crête », ou encore seulement la « variation » qui correspond au passage de l'un de ces deux points à l'autre.

Tableau de transfert simplifié (tableau 33.1) ? On établit ce tableau en procédant comme ci-dessous :

(1) En partant des deux valeurs limites de l'intensité de sortie, $I_{E60} \approx 0$ et $I_{E6M} = 5 \text{ A}$ (première colonne du tableau), calculer les valeurs correspondantes de la tension de sortie V_S par $V_S = I_{E6} R_L$. Exemple, point repos : $V_{S0} = 0$. Exemple, point crête : $V_{SM} = 5 \times 4 = 20 \text{ V}$.

(2) Déterminer, dans les réseaux en commande par tension de T_4 et de T_6 , la valeur de V_{BE} qui correspond aux deux points considérés. Exemple, point repos : les réseaux du fabricant ne permettant pas une détermination précise, on passe par la notion du cas le plus défavorable en affirmant que, d'après ces réseaux, V_{BE4} et V_{BE6} ne sont certainement pas inférieures à 0,6 V. Exemple, point crête : d'après les réseaux du fabricant, on trouve $V_{BE6M} = 1,1 \text{ V}$ pour $I_{E4M} = 5 \text{ A}$. V_{BE4M} est à déterminer pour $I_{C4} = I_{C4M} = 170 \text{ mA}$ (valeur déjà mentionnée plus haut), et on la trouve égale à 0,75 V.

(3) Déterminer V_{BA4} , ten-

sion entre base de T_4 et point A, par :

$$V_{BA4} = V_{BE4} + V_{BE6} + I_{E6} R_{E6}$$

Exemple, point repos :

$$0,6 + 0,6 + 0 = 1,2 \text{ V.}$$

Exemple, point crête :

$$0,75 + 1,1 + 5 \times 0,2 = 2,85 \text{ V}$$

(4) Porter, dans le tableau, les valeurs de I_{B4} en négligeant l'intensité de repos de ce transistor, et en reprenant la valeur de I_{B4M} qu'on avait utilisée lors du calcul des composants (on avait alors obtenu I_{B6M} du réseau de T_6 , puis supposé $I_{C4M} = I_{B6M}$, puis obtenu I_{B4M} du réseau de T_4). Exemple, point repos : $I_{B40} \approx 0$. Exemple, point crête : $I_{B4M} = 1,8 \text{ mA}$.

(5) Lors du calcul des composants, on avait déjà utilisé une valeur de repos de I_{C2} . Mais on avait arrondi ensuite quelque peu les valeurs des résistances. On devra donc recalculer I_{C2} de façon plus précise, et ce en déterminant d'abord la tension de cet « accumulateur » qui est constitué par C_2 :

$$V_A = \frac{(V_{CC}/2) R_{C2}}{R_{C2} + R_3}$$

Exemple :

$$V_A = \frac{(44/2) \times 820}{270 + 820} = 16,6 \text{ V}$$

On considère V_A comme une grandeur « continue ». On ne la porte pas dans le tableau, qui ne contient que les grandeurs « variables ». On l'utilise seulement pour calculer l'intensité de collecteur de T_2 :

$$I_{C2} = \frac{V_A - V_{BA4}}{R_{C2}} - I_{B4}$$

Exemple, point repos :

$$I_{C20} = \frac{16,6 - 1,2}{820} - 0 = 18,78 \text{ mA}$$

Exemple, point crête :

$$I_{C2M} = \frac{16,6 - 2,85}{820} - 1,8 = 14,97 \text{ mA}$$

Le courant de collecteur de T_2 devient minimal pour la

crête positive de la tension de sortie.

(6) Porter, dans le tableau, la différence

$$\Delta I_{C2} = I_{C20} - I_{C2M}$$

Exemple :

$$\Delta I_{C2} = 18,78 - 14,97 \approx 3,8 \text{ mA}$$

(7) A l'aide de la valeur de h_{21e} de T_2 , indiquée par le fabricant, calculer la valeur correspondante de la variation de l'intensité de base de T_2 :

$$\Delta I_{B2} = \Delta I_{C2} / h_{21e2}$$

Exemple, avec $h_{21e2} = 100$:

$$\Delta I_{B2} = 3,8 / 100 = 0,038 \text{ mA} = 38 \mu\text{A}$$

(8) Déterminer la variation correspondante de l'intensité de collecteur de T_1 ,

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{B2} \frac{R_{BE2} + h_{11e2}}{R_{BE2}}$$

Si le fabricant ne fournit pas, pour le point de fonctionnement envisagé ($I_{C20} = 18,8 \text{ mA}$, $I_{B20} = 0,188 \text{ mA}$), la valeur de h_{11e2} , on peut la déterminer, en première approximation, par $25 \text{ mV}/I_{B20}$ dans le cas le plus favorable, et par $40 \text{ mV}/I_{B20}$ dans le cas le plus défavorable. Retenant cette dernière hypothèse, on prend, pour l'exemple : $h_{11e} = 40 / 0,188 = 213 \Omega$, et on calcule :

$$\Delta I_{C1} = (38/820) \times (820 + 213) \approx 48 \mu\text{A.}$$

(9) Il reste maintenant à calculer la variation de tension de base de T_1 qu'il faut produire, pour obtenir la valeur de ΔI_{C1} qu'on vient de calculer :

$$\Delta V_{BE1} = \frac{\Delta I_{C1} h_{11e1}}{h_{21e1}}$$

Pour le point de fonctionnement envisagé ($I_{C10} = 1,8 \text{ mA}$), la fabricant indique, pour le BC 177, $h_{11e} = 2,7 \text{ k}\Omega$, $h_{21e} = 220$. Avec les valeurs d'exemple, on a donc :

$$\Delta V_{BE1} = \frac{48 \mu\text{A} \times 2,7 \text{ k}\Omega}{220} = 0,59 \text{ mV}$$

Gain en tension, sans contre-réaction (GV)? Le tableau de transfert montre qu'on obtient une variation de 20 V de la tension de sortie V_S pour une variation $\Delta I_{BE1} = 0,59$ V à l'entrée :

$$GV = \frac{\Delta V_S}{\Delta V_{BE1}}$$

Exemple :

$$GV = \frac{20\ 000}{0,59} = 34\ 000$$

Ce gain est suffisamment élevé pour qu'on puisse ne pas en tenir compte lors du calcul du gain avec contre-réaction (GV_F). On peut donc tirer la valeur de la résistance de contre-réaction de :

$$GV_F \approx \frac{R_F + R_{E1}}{R_F}$$

Et si on raisonnait un peu sur T_5, T_7 ? C'est très facile à dire

$\Delta V_{BA4} = 1,65$ V, contre $\Delta V_{BA5} = 1,15$ V. Devant la dispersion des caractéristiques des semiconducteurs, cette différence est peu importante en pratique. Mais si on utilise, pour T_4, T_5 , ainsi que pour T_6, T_7 , des transistors soigneusement appariés, elle peut ne plus rester négligeable.

Compensation d'asymétrie.

Comme la différence entre ΔV_{BA4} et ΔV_{BA5} est égale à ΔV_{BE6} ($\approx 0,5$ V), une compensation est possible, si on ajoute cette dernière quantité à ΔV_{BA5} . Cela peut se faire en augmentant R_{E5} d'une quantité :

$$\Delta R_{E5} = \frac{\Delta V_{BE6}}{I_{E6M}}$$

Exemple :

$$\Delta R_{E5} = \frac{0,5}{5} = 0,1\ \Omega$$

mentale, un minimum de distorsion, car elle peut, dans une certaine mesure, aussi opérer une compensation des différences de caractéristiques entre les transistors équipant les étages symétriques. On l'ajustera donc lors d'une mise au point au distorsiomètre.

C. PROTECTION CONTRE LE COURT-CIRCUIT DU HAUT-PARLEUR

En cas de court-circuit accidentel du haut-parleur, l'intensité instantanée dans les transistors de sortie ne se trouve plus limitée que par R_{E5} ou R_{E6} . Elle tendra donc à prendre une valeur :

$$I_{E6C} = \frac{(V_{CC}/2)}{R_{E6}}$$

Exemple :

$$I_{E6C} = \frac{(44/2)}{0,2} = 110\ \text{A}$$

C'est beaucoup pour un 2N3055, ainsi que pour son alimentation, même si elle est surdimensionnée.

Choix du montage de protection? On pourrait simplement limiter la valeur de I_{C6} à une valeur un peu supérieure à celle du régime de crête ($I_{C6M} = 5$ A), soit à 6 ou 7 A, par exemple. Admettant que chacun des transistors de sortie est alimenté (en régime de surcharge) pendant la moitié du temps, par la moitié de la tension d'alimentation, on arrive à une dissipation limitée de :

$$P_{DL} = \frac{V_{CC} I_{C6L}}{4}$$

Exemple, avec $I_{C6L} = 7$ A

$$P_{DL} = \frac{44 \times 7}{4} = 77\ \text{W (par transistor)}$$

Cela conduirait encore à des radiateurs de taille assez respectable.

Protection par délestage? Il est possible de concevoir le montage de protection de façon qu'en cas de court-circuit sur la sortie, l'intensité dans les transistors de sortie se trouve limitée à une valeur $I_{C6L} = I_{C7L}$ qui est inférieure à I_{C6M} , valeur de crête en fonctionnement normal (avec valeur nominale de R_L). Il suffit alors de se baser sur la dissipation qu'on avait calculée, plus haut, pour le cas le plus défavorable du fonctionnement normal, $P_D = 27,5$ W. Puis, on s'arrange pour que l'intensité de court-circuit reste limitée à une valeur :

$$I_{C6L} = \frac{4 P_D}{V_{CC}}$$

Exemple :

$$I_{C6L} = \frac{4 \times 27,5}{44} = 2,5\ \text{A}$$

Fonctionnement du délestage (fig. 33-3)? Exceptionnellement, une brève explication avant le calcul d'application, car le principe de cette protection a été moins souvent décrit que celui de l'amplificateur. On choisit R_{E6} (fig. 33-3) de façon que T_{12} conduise, dès que I_{C6L} est atteinte, c'est-à-dire dès que le produit $I_{E6} R_{E6}$ devient égal au seuil base-émetteur de T_{12} . Si cela arrive en fonctionnement normal, la différence de potentiel entre $+V_{CC}$ et le point A sera, du fait de la chute de tension sur R_L , inférieure à $V_{CC}/2$. En cas de court-circuit sur R_L , cette différence sera égale à $V_{CC}/2$. Par un choix correspondant des éléments du diviseur R_{11}, R_{12}, R_{21} , on peut s'arranger pour que T_{11} conduise seulement tant que la tension entre $+V_{CC}$ et point A reste égale (ou très légèrement inférieure) à $V_{CC}/2$. Bien entendu, il ne peut y avoir limitation (par dérivation du courant de base destiné normalement à T_1) que si T_{11} et T_{12} conduisent **simultanément**. On vérifie que cela ne peut être le cas que lors d'un court-circuit de R_L . T_{12} peut alors conduire, si la chute sur R_{E6} est suffisante, alors que la polarisation de

Tableau 31-1

| Point | I_{E6} (A) | V_S (V) | V_{BE4} (V) | V_{BE6} (V) | V_{BA4} (V) |
|-------|-----------------|--------------|------------------|------------------|------------------|
| Repos | ≈ 0 | 0 | 0,6 | 0,6 | 1,2 |
| Crête | 5 | 20 | 0,75 | 1,1 | 2,85 |

| Point | I_{B4} (mA) | I_{C2} (mA) | ΔI_{C2} (mA) | ΔI_{B2} (μ A) | ΔI_{C1} (μ A) | ΔV_{BE1} (mV) |
|-------|------------------|------------------|-------------------------|-------------------------------|-------------------------------|--------------------------|
| Repos | ≈ 0 | 18,78 | 3,8 | 38 | 48 | 0,59 |
| Crête | 1,8 | 14,97 | | | | |

qu'il suffit de raisonner sur T_4, T_6 , et de supposer que T_5, T_7 se comportent de façon identique. Mais ce n'est pas tout à fait vrai. En effet, reprenant les calculs ayant abouti au tableau de transfert, on constate une différence entre V_{BA4} et V_{BA5} (fig. 33-2). Pour $I_{E6M} = 5$ A, on avait trouvé, plus haut, $V_{BA4M} = 2,85$ V. Or, dans la condition symétrique, $I_{C7M} = 5$ A, V_{BA5} ne se compose que de V_{BE5} et de la chute de tension sur R_{E5} , soit $V_{BA5M} = 1,75$ V. Si on raisonne sur les variations (entre les points « repos » et « crête »), on constate que

Dans le cas de l'exemple, il faudrait donc porter R_{E5} à $0,3\ \Omega$. Il est également possible de conserver l'ancienne valeur de R_{E5} et d'effectuer la compensation par une résistance (non représentée dans le schéma) qu'on place dans la connexion d'émetteur de T_5 :

$$R_{E5} = \frac{\Delta V_{BE6}}{I_{C5M}}$$

Exemple :

$$R_{E5} = \frac{0,5}{0,17} = 2,9\ \Omega$$

Une résistance ajustable $R_{E5} = 10\ \Omega$ permet même d'obtenir, de façon expéri-

base de T_{11} correspond toujours à l'état de conduction de T_{11} . Par D_{11} , D_{12} , on évite d'éventuelles distorsions (en fonctionnement normal), pouvant être dues à la conduction inverse de T_{11} , T_{21} .

Choix des transistors du circuit de protection (T_{11} , T_{12} , T_{21} , T_{22})? Ces transistors n'ont à supporter que quelques volts entre collecteur et émetteur. Par contre, une limitation nette ne sera obtenue que si on choisit des types à faible tension de saturation. On prendra donc $T_{11} = T_{12} = BC\ 338$, $T_{21} = T_{22} = BC\ 328$ (annexe 9).

Modification de R_{E5} , R_{E6} ? Il faut maintenant choisir ces résistances de façon qu'elles produisent une chute de tension égale à V_{BE12} (0,7 V) quand $I_{E6} = I_{E6L}$:

$$R_{E6} = R_{E5} = \frac{V_{BE12}}{I_{E6L}}$$

Exemple :

$$R_{E6} = R_{E5} = \frac{0,7}{2,5} = 0,28\ \Omega$$

Reprenant les calculs précédents, on pourra constater que cela ne modifie guère les autres caractéristiques de l'amplificateur.

Intensités dans le circuit de protection? Pour effectuer les calculs qui suivent, on n'a besoin que de l'intensité maximale. C'est celle qui peut se présenter lorsqu'il y a limitation à un moment où T_2 se trouve saturé :

$$I_{C21M} \approx \frac{(V_{CC}/2)}{R_{20}}$$

Exemple :

$$I_{C21M} = \frac{(44/2)}{390} = 56\ \text{mA}$$

Comme il n'y aura limitation franche que si les diviseurs de base (R_{11} , R_{12} et R_{21} , R_{22}) sont parcourus au repos par une intensité I_{DB0} supérieure à $0,1 \times I_{C21M}$, on prendra $I_{DB0} = 10\ \text{mA}$.

Résistances du circuit de protection? Le rôle de $R_{13} = R_{23}$

consiste à limiter l'intensité de base de T_{12} (ou T_{22}) à une valeur non destructive pour T_{12} . Le fabricant indique $I_{B12M} = 100\ \text{mA}$, pour cette limite. Mais le circuit de protection ne fonctionnera pas sans transitoires, et il faut, à tout prix, éviter qu'il ne soit surchargé avant le circuit qu'il doit protéger. On se contentera donc de $I_{B12M} = 15\ \text{mA}$, et on calcule :

$$R_{13} = R_{23} = \frac{I_{E6M} R_{E6} - V_{BE12}}{I_{B12M}}$$

Exemple :

$$R_{13} = R_{23} = \frac{5 \times 0,28 - 0,7}{0,015} = 47\ \Omega$$

D'après la documentation du fabricant, la tension de saturation de T_{12} (ou T_{22}) est $V_{sat12} = 0,1\ \text{V}$ environ, à l'intensité de collecteur envisagée. Au moment de l'entrée en conduction, la chute de tension aux bornes de R_{12} doit égaler $V_{sat12} + V_{BE11} + V_{sat22} + V_{BE21} = 1,6\ \text{V}$ environ.

La valeur de $I_{DB0} = 10\ \text{mA}$ qu'on s'est imposée, correspond à la valeur nominale de la tension d'alimentation.

Comme une tension inférieure n'est pas exclue, il convient de poser une inégalité :

$$R_{12} > \frac{V_{sat12} + V_{BE11} + V_{sat22} + V_{BE21}}{I_{DB0}}$$

Exemple :

$$R_{12} > \frac{0,1 + 0,7 + 0,1 + 0,7}{0,01} > 160\ \Omega$$

Cependant, on ne peut utiliser une valeur beaucoup plus grande, car, dans ce cas, la limitation risque de se manifester déjà en fonctionnement normal, du moins quand la tension d'alimentation (non stabilisée) est « en hausse ». En admettant qu'un tel excès d'alimentation puisse atteindre +25 % soit $1,25 V_{CC}$, on peut écrire une autre inégalité :

$$R_{12} < \frac{I_{C6L} R_L}{1,25 I_{DB0}}$$

Exemple :

$$R_{12} < \frac{2,5 \times 4}{1,25 \times 0,01} < 800\ \Omega$$

Sachant ainsi que R_{12} doit être comprise entre 160 et

800 Ω , on pourra arrêter son choix en passant par la moyenne géométrique, soit

$$R_{12} = \sqrt{160 \times 800} = 358\ \Omega \quad (\text{prendre } 330\ \Omega)$$

Finalement, on choisira $R_{11} = R_{21}$ en partant de la valeur de $I_{DB0} = 10\ \text{mA}$ qu'on s'est imposée :

$$R_{11} = R_{21} = \frac{(V_{CC}/2)}{I_{DB0}} - \frac{R_{12}}{2}$$

Exemple :

$$R_{11} = R_{21} = \frac{(44/2)}{0,01} - \frac{330}{2} = 2085\ \Omega$$

(prendre 1,8 ou 2 k Ω)

Vu la marge entre les limites extrêmes qu'on a trouvées pour R_{12} , les valeurs de ce circuit de protection sont également valables pour des amplificateurs travaillant avec des tensions d'alimentation légèrement différentes. Mais en cas d'écart notable, il convient de refaire le calcul précédent, si on désire une protection efficace.

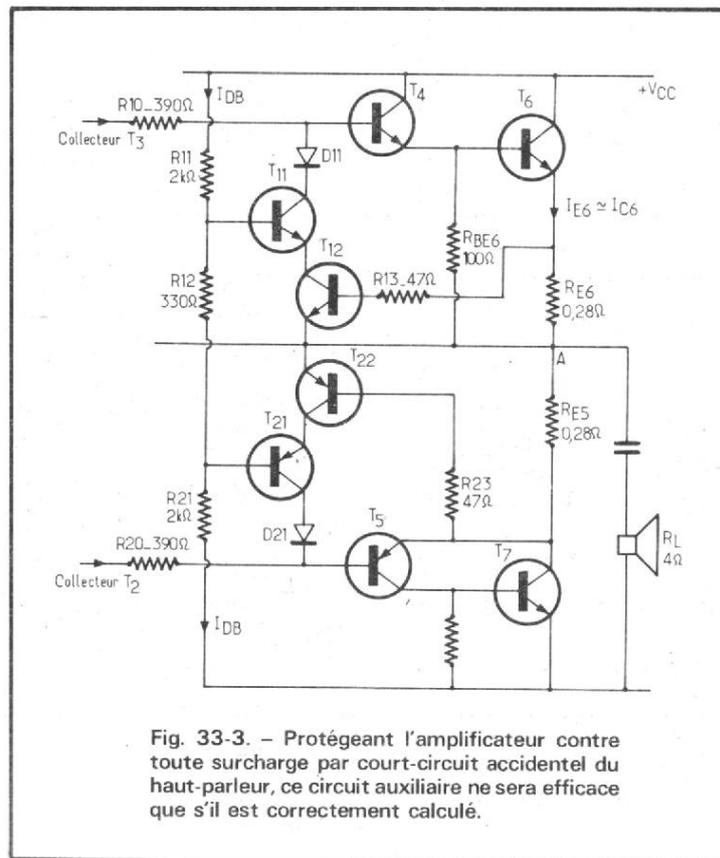


Fig. 33-3. - Protégeant l'amplificateur contre toute surcharge par court-circuit accidentel du haut-parleur, ce circuit auxiliaire ne sera efficace que s'il est correctement calculé.

NPN

CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS D'UTILISATION COURANTE

Type 2N3055

Technologie par diffusion

ANNEXE 26

CARACTÉRISTIQUES LIMITES

| | | | |
|--|----------------|-----|--------|
| Tension collecteur-base ($I_E = 0$) | V_{CB0} | 100 | V max |
| Tension collecteur-émetteur, $V_{BE} = -1,5$ V | V_{CEV} | 90 | V max |
| $V_{BE} = -1,5$ V, $I_C = 10$ mA | $V_{CEV\ sus}$ | 100 | V max |
| $R_{BE} = 100\ \Omega$, $I_C = 200$ mA | $V_{CER\ sus}$ | 70 | V max |
| $I_B = 0$, $I_C = 200$ mA | $V_{CEO\ sus}$ | 60 | V max |
| Tension émetteur-base (inverse) | V_{EB0} | 7 | V max |
| Intensité de collecteur | I_C | 15 | A max |
| Intensité de base | I_B | 7 | A max |
| Intensité d'émetteur | I_E | 20 | A max |
| Puissance dissipée (boîtier à 25 °C) | P_{tot} | 115 | W max |
| Température de jonction | T_j | 200 | °C max |
| Résistance thermique jonction-boîtier | R_{thj-b} | 1,5 | °C/W |

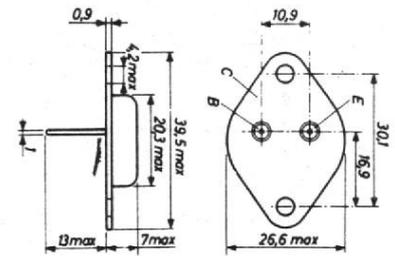


Fig. 3055-1.
2N3055 : disposition des électrodes et encombrement. Boîtier TO 3 (métal), collecteur électriquement relié au boîtier.

CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

| | min. | nom. | max. | Conditions de mesure |
|--|------|------|------|---|
| Gain en courant statique | 20 | | 70 | $I_C = 4$ A, $V_{CE} = 4$ V |
| Gain en courant statique | 5 | | | $I_C = 10$ A, $V_{CE} = 4$ V |
| Tension de saturation de collecteur | | | 1,1 | V $I_C = 4$ A, $I_B = 0,4$ A |
| Tension de saturation de collecteur | | | 8 | V $I_C = 10$ A, $I_B = 3,3$ A |
| Tension base-émetteur | | | 1,8 | V $I_C = 4$ A, $V_{CE} = 4$ V |
| Gain en courant pour signaux faibles (1 kHz) | 15 | | 120 | $I_C = 1$ A, $V_{CE} = 4$ V |
| Fréquence de transition | | 1,5 | 0,8 | MHZ $I_C = 1$ A, $V_{CE} = 4$ V |
| Rapport des gains en courant à $I_C = 0,4$ et 4 A. | | | 2,5 | $V_{CE} = 4$ V |
| Fréquence de coupure du gain en courant | 10 | | | kHZ $I_C = 1$ A, $V_{CE} = 4$ V |
| Temps de retard ou de déblocage | | 0,4 | | μ S |
| Temps de montée ou d'établissement | | 2 | | μ S $V_{CE} = 50$ V, $V_{BE} = -2,8$ V, |
| Temps de stockage ou de saturation | | | | $I_C = 4$ A, $I_B = 0,4$ A |
| Temps de descente ou d'évanouissement | | 2,5 | | μ S $R_L = 12,5\ \Omega$ |

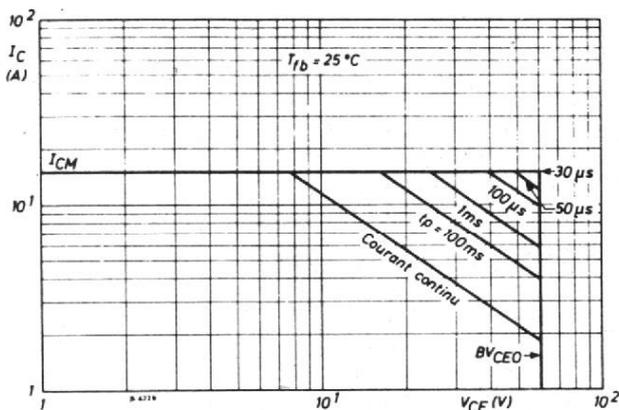


Fig. 3055-2.
2N3055 : tension de collecteur en régime de sustentation (V_{CE}), en fonction de la résistance connectée extérieurement entre base et émetteur ($I_B = 0$, $I_{C\ sus} = 0,2$ A).

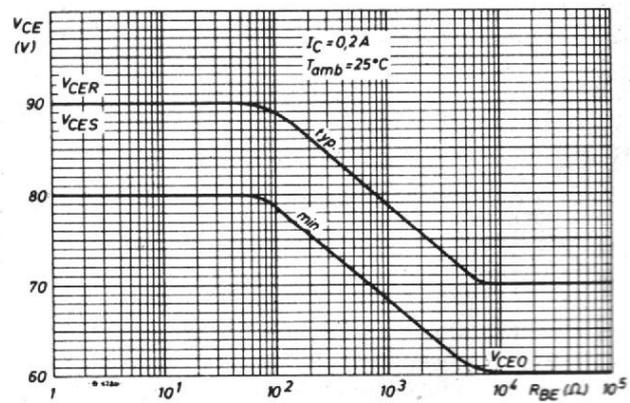


Fig. 3055-2.
2N3055 : aire de fonctionnement autorisée. Intensité de collecteur (I_C) en fonction de la tension de collecteur (V_{CE}), durée impulsionnelle en paramètre.

ANNEXE 27

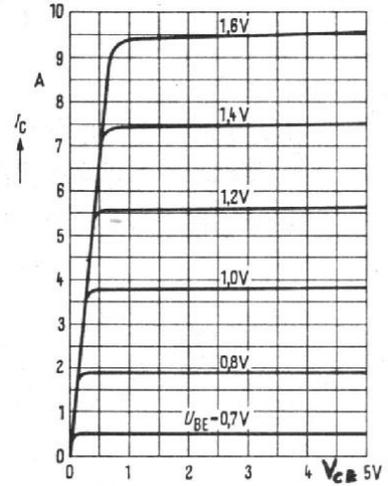
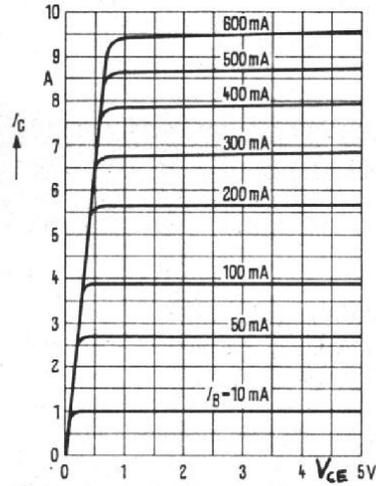
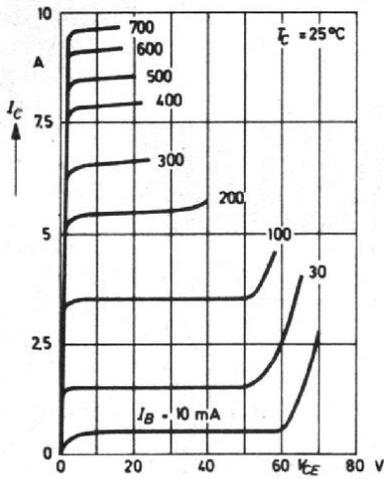


Fig. 3055-3. 2N3055 : réseaux de caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$, en commande par courant (à gauche et au centre) et en commande par tension (à droite).

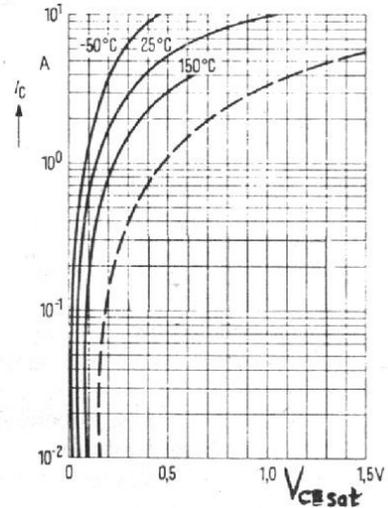
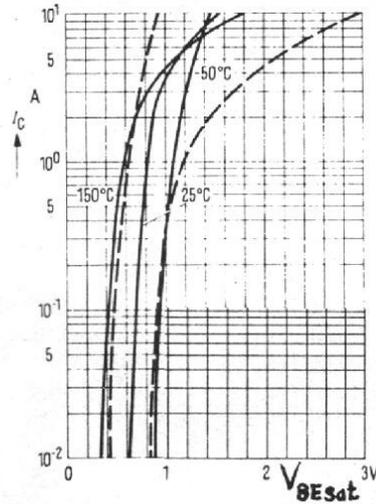
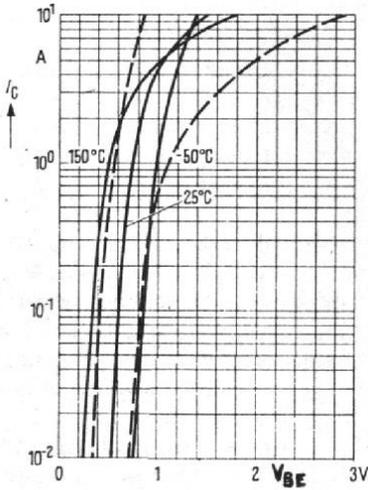


Fig. 3055-4. 2N3055 : tension base-émetteur en régime d'amplification (V_{BE} , à gauche) et de saturation ($V_{BE \text{ sat}}$, au centre), ainsi que tension de saturation de collecteur ($V_{CE \text{ sat}}$, à droite), en fonction de l'intensité de collecteur (I_C). En pointillé, limites de dispersion à 25°C .

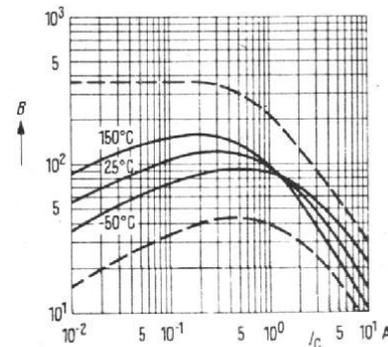
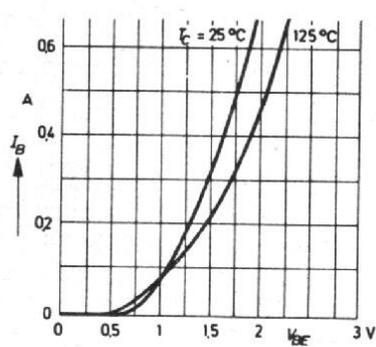
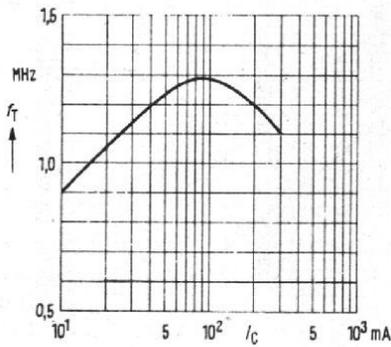


Fig. 3055-5. 2N3055 : fréquence de transition (f_T) en fonction de l'intensité de collecteur (I_C), mesurée sous $V_{CE} = 4 \text{ V}$.

Fig. 3055-5. 2N3055 : intensité de base (I_B), en fonction de la tension base-émetteur (V_{BE}), mesurée à 25°C et 125°C .

Fig. 3055-5. 2N3055 : gain en courant statique (B) en fonction de l'intensité de collecteur. En pointillé : dispersion à 25°C .

le séparateur à charges réparties

AU bon vieux temps des lampes de radio, il fut un circuit qui fit couler beaucoup d'encre : il s'agissait du déphaseur cathodyne, montage fort utilisé en audio-fréquence pour attaquer les tubes de puissance montés en push-pull. Des controverses - voire des polémiques ! - s'étaient par voie de presse sur les vertus comparées des déphaseurs et, selon les auteurs, le cathodyne constituait la panacée ou était voué aux gémonies !

La réalité était - comme toujours - située à mi-chemin : le montage, bien utilisé, fonctionnait fort bien et, qui plus est, séduisait par sa simplicité de montage et de mise au point. Au contraire, employé sans précaution, le cathodyne possédait des vices rédhibitoires qui donnaient raison aux détracteurs du système.

Bien qu'ayant pourfendu de nombreuses fois, en son temps, lesdits détracteurs, l'auteur ne recherche pas, au fond des poubelles de l'Histoire, la réhabilitation d'un principe suranné ! Il souhaite, par contre, créer un intéressant rapprochement avec un système peu employé actuellement sous sa forme directe mais assez utilisé au sein de circuits intégrés (circuits MOS).

Un transistor à effet de champ monté comme le montre la figure 1B se comporte, en effet, de manière identique à celle du cathodyne de la version A. Par conséquent, tout ce qui a été dit sur ce dernier peut être appliqué au nouveau montage, critiques comme louanges... Ceci mérite bien qu'on fasse, à nouveau, le point des qualités et défauts d'un montage si décrié !

SCHEMA DE PRINCIPE

Considérons le montage de base de la figure 1B. Supposant que le TEC utilisé nécessite une polarisation $-V_{gs0}$ de $-2V$ et si l'on admet l'attaque de « porte » par rapport à la masse, il s'avèrera nécessaire de prévoir une source de compensation $-V_{ss}$ dans le circuit de « source ». Cette précaution ne diffère pas d'ailleurs de celle qu'on préconisait avec le

cathodyne original ; toutefois, le recul de grille permettait souvent la suppression de cette source. Nous verrons dans une application concrète qu'elle est souhaitable avec le TEC, plus qu'avec le tube. Le montage présente donc un courant de repos défini par :

$$I_{D0} = \frac{V_{DD} + V_{SS} - V_{DS0}}{R_D + R_S} \quad (1)$$

Il est par ailleurs imposé pour les commodités d'attaque $V_{gm} = 0$ au repos. Cela permet également de symétriser

la dynamique de cette attaque. On a donc aussi :

$$I_{D0} = \frac{V_{SS} + V_{gs0}}{R_S} \quad (2)$$

Pour que les signaux apparaissant en S_D et en S_R soient être identiques dans le cas d'un déphaseur symétrique, on pose $R_S = R_D = R$. En égalant (1) et (2), on obtient la valeur de la source compensatrice V_{SS} :

$$V_{SS} = V_{DD} - V_{DS0} - 2V_{gs0}$$

Comme il est d'usage de

prendre $V_{DS0} = V_{DD}/2$, on aboutit à la tension :

$$\begin{aligned} V_{SS} &= \frac{V_{DD}}{2} - 2V_{gs0} \\ &= V_{DS0} - 2V_{gs0} \quad (3) \end{aligned}$$

Exemple : Considérons, en application, le cas d'un transistor de la catégorie 2N4222A ou E102, 103 ou 300. Soit : $V_{DS} = 10V$ et $-V_{gs0} = -2V$. Il vient :

$$(3) = V_{SS} = 10 - 4 = 6V$$

(négatif par rapport à la masse).

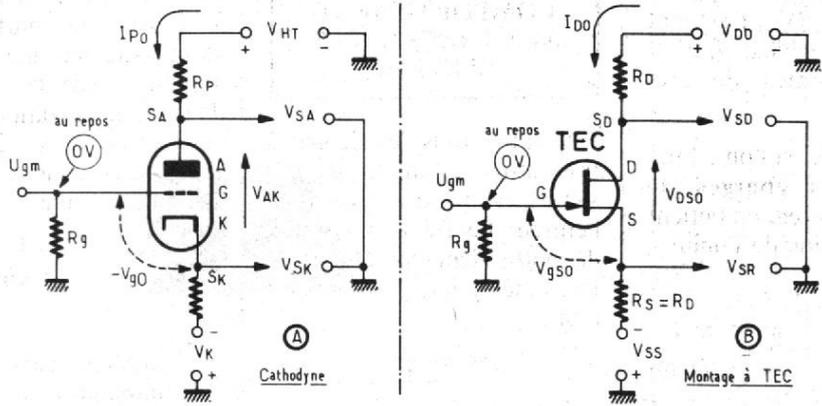


Fig. 1. - Montages déphaseurs (ou à charges réparties).

Soit maintenant

$$R_D = R_S = R = 4700 \Omega$$

(choix arbitraire qui peut résulter du courant maximal que peut débiter le transistor mais qui, ici, est quelconque).

Le courant de repos s'élève à :

$$(2) = I_{D0} = \frac{6 + 2}{4700} = 1,7 \text{ mA}$$

Et la source d'alimentation de drain doit monter à $V_{DD} = 2 V_{DS0} = 20 \text{ V}$. Sur les sorties, il existe donc, au repos :

$$V_{SD} = V_{DD} - R_D I_{D0} = 20 - 4,7 \cdot 1,7 = 12 \text{ V}$$

$$V_{SR} = -V_{SS} + R_S I_{D0} = -6 + 4,7 \cdot 1,7 = +2 \text{ V}$$

La tension soumise au transistor est bien :

$$V_{DS0} = V_{SD} - V_{SR} = 12 - 2 = 10 \text{ V}$$

- CQFD -

FONCTIONNEMENT

Le calcul précédent sous entend la nécessité de rendre égales les résistances R_D et R_S . Le but poursuivi impose cette condition puisque l'on recherche des variations de tension ΔV_{SD} et ΔV_{SR} identiques et opposées en sorties d'un déphaseur.

Si l'on augmente, en effet, la tension V_{gm} sur la porte du TEC, depuis 0 jusqu'à une valeur limitée par la saturation de l'étage, on remarque les

phénomènes suivants : l'accroissement $+\Delta V_{gm}$ tend à diminuer la polarisation de l'étage ; le courant drain-source a tendance à croître. Dans ces conditions, la chute de tension dans la résistance R_S augmente également ; en limitant notre raisonnement aux variations, nous aurons bien :

$$\Delta V_{SR} = +R_S \Delta I_D$$

Sur S_R , la tension augmente...

Par contre, sur le drain, le potentiel résultant de la différence « $V_{DD} - R_D I_D$ », on assistera à une diminution de tension :

$$\Delta V_{SD} = -R_D \Delta I_D$$

Comme $R_D = R_S$, les sorties délivrent donc des variations de tension identiques et opposées. Il s'agit bien d'un déphaseur.

SCHÉMA ÉQUIVALENT

Sans rechercher le fonctionnement aux fréquences très élevées, le schéma équivalent peut se ramener à celui de la figure 2.

Certaines simplifications peuvent être encore apportées sachant que l'effet Miller se détermine à partir du gain V_{SD}/V_{gm} pour la capacité C_{gD}

et du gain V_{SR}/V_{gm} pour celle C_{gS} .

Ainsi dans le schéma transformé de la figure 3 C_{gD} se trouve multiplié par $(1 + G_{SD})$ alors que C_{gS} apparaît divisé par $(1 + g_{SR})$.

Le phénomène se complique évidemment lorsqu'on approche des fréquences hautes où les charges Z_{SD} et Z_{SR} deviennent capacitives. En effet, les gains partiels G_{SD} et G_{SR} deviennent eux mêmes réactifs et les impédances rapportées s'accompagnent de composantes négatives. Pour maîtriser les risques d'oscillation, on supposera donc que le générateur E possède une résistance interne ρ suffisamment faible pour amortir. Il est aussi possible de réduire R_g à des valeurs faibles, notamment si l'on souhaite adapter la liaison pour câble du générateur au montage. Les précautions à prendre, on le voit, ne diffèrent pas de celles habituellement prises dans le domaine vidéo. Par ailleurs, il est facile de démontrer que les gains partiels sont voisins de l'unité ; on a donc sensiblement, sur l'entrée, $2 C_{gD}$ et $C_{gS}/2$.

La capacité d'entrée équivalente paraît donc très faible : on a bien affaire à un séparateur.

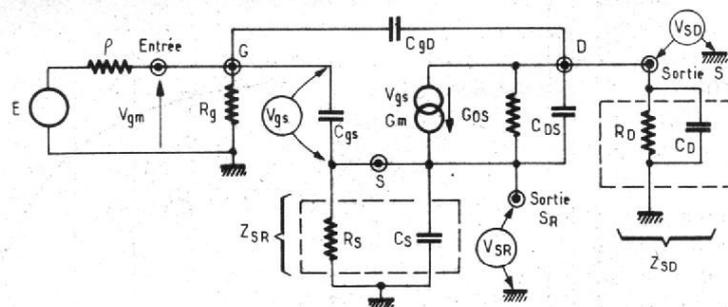


Fig. 2. - Schéma équivalent au montage à charges réparties.

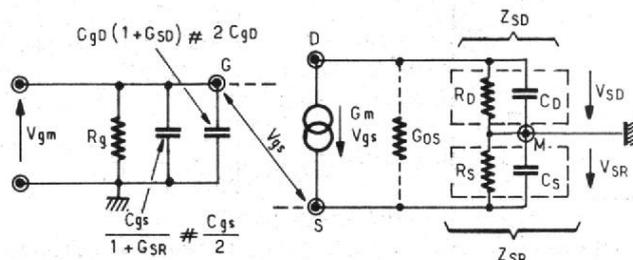


Fig. 3. - Schéma simplifié.

Faible est également la capacité C_{DS} (0,5 à 2 pF), eu égard celle nettement plus grande qui se trouve branchée en sortie sur R_D .

Enfin, parce que les charges R_D et R_S sont, en général, faibles devant $1/G_{OS}$, l'admittance de sortie G_{OS} peut être annulée dans tous les calculs.

Le schéma de la figure 3 auquel on aboutit montre avec évidence que les charges Z_{SR} et Z_{SD} se placent bien en série avec, pour point médian : la masse...

Les tensions V_{SD} et V_{SR} , d'après le sens théorique du courant $i_g = G_m V_{GS}$, se trouvent développées en série avec une inversion de phase logique étant donné la disposition de la masse M vis-à-vis de D et S.

ADMISSIBILITÉ DE L'ENTRÉE

En observant le schéma de la figure 3, puisque $Z_{SD} = Z_{SR}$ a priori, les tensions V_{SD} et V_{SR} seront égales et résulteront du produit des impédances par le courant $G_m V_{GS}$. Mais V_{GS} se trouve être la tension apparaissant entre la « porte » et la « source ».

La « source », par le potentiel flottant qui s'y développe, apporte une contre-réaction qui réduit l'attaque de V_{gm} . On a, en effet,

$$V_{gm} = V_{gs} (1 + g_m Z_{SR}) \quad (4)$$

Le terme $g_m Z_{SR}$ constitue le gain partiel vu de la source du TEC. L'admissibilité est donc très augmentée par rapport à ce qu'on peut espérer d'un transistor sans charge Z_{SR} .

GAINS PARTIELS

Il est possible de déterminer les gains en tenant compte de l'effet de contre-réaction pré-

cedent. En effet, les rapports V_{SR}/V_{gm} et V_{SD}/V_{gm} prennent les valeurs du tableau A pour diverses gammes de fréquence.

En continu et si l'on admet l'identité des charges de drain et de source, on obtient des gains voisins de l'unité :

$$A_{DOUS} = \frac{g_m R}{1 + g_m R} \approx 1 \quad (5)$$

... si $g_m R$ est suffisamment grand devant 1.

Exemple : soit un transistor dont la pente g_m s'élève à 2,3 mA/V, avec une charge $R_D = R_S = R = 4,7 \text{ k}\Omega$ nous avons $g_m R = 11$ et le facteur d'admissibilité monte à $(1 + g_m R) = 12$.

Ceci signifie que le montage acceptera sur sa « porte » 6 V, si le transistor accueille 0,5 Veff pris isolément (formule (4)). L'admissibilité est considérablement accrue : 12 fois.

Quant aux gains partiels, ils prennent aux fréquences basses, la valeur proche de l'unité :

$$A_{DOUS} = \frac{11}{12} = 0,91$$

COMPORTEMENT AUX FRÉQUENCES ÉLEVÉES

Comme tous les étages à transistor, le montage présente une bande passante à l'entrée. La fréquence limite de porte tient compte de la résistance interne du générateur :

$$f_{qe} = \frac{1}{2\pi R_i C_i} \quad (6)$$

avec $R_i = \rho R_g / \rho + R_g$ et $C_i = C_p + 2C_{gD} + 0,5C_{gS} C_p$ est la capacité parasite du montage câblé, englobant ainsi la liaison au générateur. On fera donc attention aux câbles blindés.

Quant à la bande passante des circuits de sortie, si nous négligeons l'influence de g_{OS} , nous obtenons des résultats paradoxaux ; en effet, en divisant, dans les formules des gains partiels, le dénominateur par le numérateur correspondant, nous remarquons que l'expression commune aux deux sorties considère l'inverse de la pente comme la résistance interne équivalente au montage : voir, schéma équivalent, figure 4 :

$$A_{DOUS} \approx \frac{1}{1 + f c_{\omega} / g_m} \quad (7)$$

avec $C_D = C_S = C$.

Le phénomène résulte du processus de contre-réaction d'intensité qui apparaît naturellement sur la « source ». Dans ces conditions, la fréquence limite à -3 dB avoisine, pour chaque sortie, le résultat suivant :

$$f_{QH} \approx \frac{1}{2\pi c / g_m} \quad (8)$$

Conclusion : les deux bandes passantes sont identiques, en D et en S lorsque $Z_{SR} = Z_{SD}$.

MESURES SUR MONTAGE ÉQUILIBRÉ

Il est toujours supposé identiques les charges Z_{SD} et Z_{SR} ...

On pourrait croire, en observant le montage de la figure 3, que la bande passante est définie par les constantes de temps $R_D C_D$ et $R_S C_S$. Il n'en est rien car ce serait négliger l'effet de contre-réaction d'intensité. Nous avons vu, dans le calcul ci-dessus, que la pente g_m intervenait comme un paramètre essentiel. Cette considération résulte, évidemment, d'une simplification

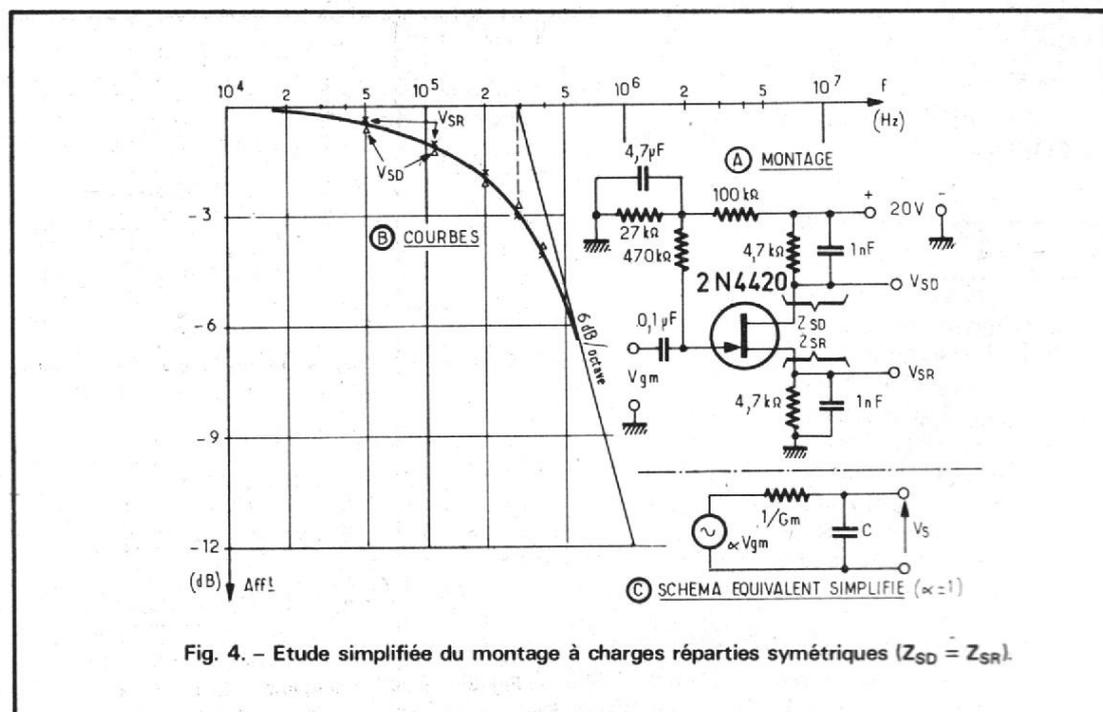


Fig. 4. - Étude simplifiée du montage à charges réparties symétriques ($Z_{SD} = Z_{SR}$).

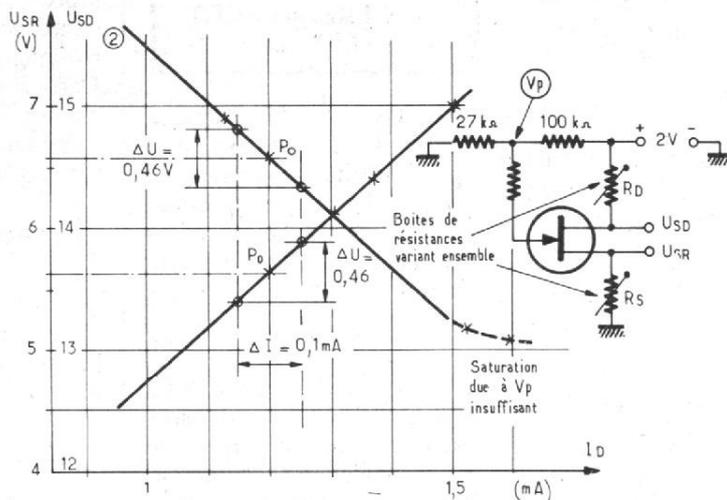


Fig. 5. - Variations égales des charges réparties.

assez grossière. Néanmoins, en se reportant aux essais de la figure 4, on peut remarquer que la théorie, même simplifiée, se trouve vérifiée par les mesures : tout d'abord les bandes passantes sont identiques sur chacune des sorties (on a pris soin de shunter les charges de $4\,700\ \Omega$ par des capacités égales de $1\,000\ \text{pF}$, sélectionnées au pont de Santy) : on obtient $f_{qH} = 290\ \text{kHz}$.

Le transistor à effet de champ utilisé présente une pente voisine de $2\ \text{mA/V}$; la résistance correspondante s'élève à $1 + g_m = 500\ \Omega$ (pour $V_{DS} = 8\ \text{V}$).

La bande passante théorique se détermine au moyen de la formule du paragraphe précédent :

$$f_{qH} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 500 \cdot 10^{-9}} \approx 320\ \text{kHz}$$

Cette évaluation est voisine des résultats de mesure de la figure 4. La différence provient de ce que la formule théorique n'est qu'approchée ; pour être rigoureux, il faudrait se reporter aux formules données dans le récapitulatif du tableau A, ce que nous ne ferons pas, ne souhaitant alourdir le texte de démonstrations trop ardues.

Une conclusion semble transparente : les résistances de sortie paraissent identi-

ques lorsqu'on respecte l'égalité $Z_{SD} = Z_{SR}$ qualifiant les charges réparties dans la source et dans le drain. Nous verrons qu'il s'agit d'un paradoxe créé par les phénomènes de contre-réaction. Prouvons néanmoins, que cette remarque est vraie en pratiquant la mesure en continu de la figure 5. Dans cet essai, les charges R_D et R_S sont variables en même temps (on respecte bien la condition $R_D = R_S$ ou $Z_{SD} = Z_{SR}$) ; les droites obtenues en fonction du courant « drain-source » montrent des pentes identiques mais opposées à cause de l'inversion de phase entre les sorties.

On obtient la résistance des sorties en appliquant la loi d'Ohm :

$$R_S = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{0,46}{0,1} = 460\ \Omega$$

Nous sommes très près de l'inverse de la pente g_m , inverse appréciée à $500\ \Omega$.

Une conclusion pratique s'impose : ce bel équilibre n'est possible que si l'on respecte rigoureusement $R_D = R_S$ et $C_D = C_S$. Si, par exemple, le déphaseur précède des étages dont l'impédance d'entrée vient à varier, les charges Z_{SD} et Z_{SR} peuvent, hélas, différer ce qui entraîne un déséquilibre gênant dans tous les domaines.

ACTION D'UN DÉSÉQUILIBRE DE CHARGE

Pour montrer que le montage présente des anomalies lorsque les charges deviennent différentes, il suffit de faire varier séparément les charges Z_{SD} et Z_{SR} . On prati-

que, là encore, cette mesure en continu ; en utilisant les montages de la figure 6, il ressort des courbes dont les pentes sont très dissemblables : autour des points de repos P_0 choisis pour la maquette les rapports $\Delta U/\Delta I$ qualifiant les résistances de sortie s'avèrent nettement différents :

sur R_D :

$$\frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{4,7}{0,01} = 470\ \text{k}\Omega$$

sur R_S :

$$\frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{0,35}{0,6} = 585\ \Omega$$

Les schémas équivalents réels du tableau A expliquent les différences de résistance de sortie constatées. Sur le drain, vient en parallèle sur R_D une résistance interne égale à :

$$\rho_D = \frac{1}{g_{os}} + R_s \left(1 + \frac{g_m}{g_{os}}\right) \quad (9)$$

La résistance de sortie, très grande, se rapproche de celle

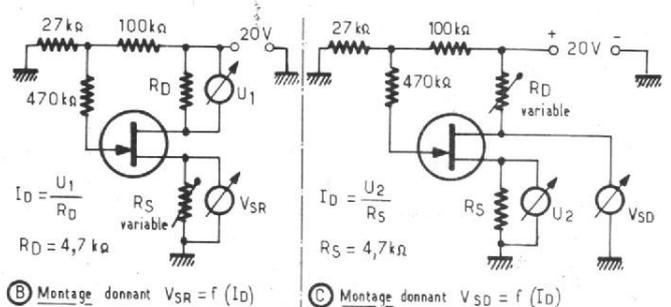
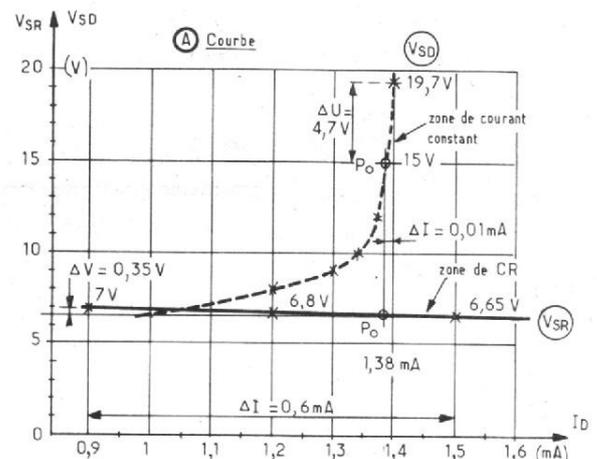


Fig. 6. - Etude d'une dérive de charge et de ses conséquences sur la symétrie du montage.

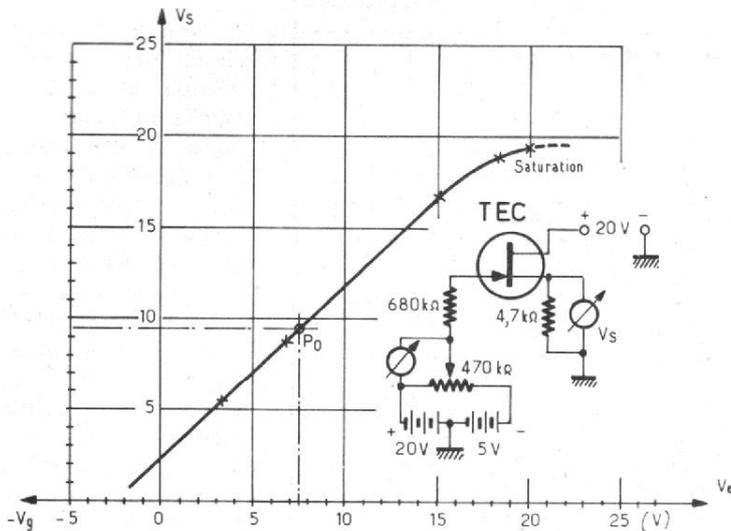


Fig. 9. - Fonctionnement en continu du drain commun.

En raisonnant ainsi on commet une erreur, car on oublie l'influence des condensateurs.

En effet, quand la sortie « drain » devrait commencer à voir son gain chuter en fonction de la fréquence, la contre-réaction de « source » est réduite d'autant puisque les capacités C_D et C_S sont identiques et que leurs réactances baissent, en même temps, de la même valeur.

Il est d'ailleurs, loisible de rapprocher les deux schémas équivalents de la figure 7 : on remarque que leur composition est identique au point de vue impédance. Dans le schéma de la « source », les impédances internes se trouvent divisées par un facteur élevé : $(1+K)$ avec $K = g_m/g_{os}$; toutefois, la tension en générateur est aussi divisée par le même facteur.

Dans le schéma du « drain », l'impédance interne est, au contraire, multipliée par $(1+K)$; seulement, là, la f.e.m. du générateur équivalent s'élève à KV_{gm} c'est-à-dire $(K+1)$ fois plus que dans le schéma de la « source ».

En appliquant, les courants sont forcément de même ordre de grandeur ce qui entraîne une action analogue de contre-réaction.

Après une démonstration qui ne demande pas moins de

quatre pages de calcul, on aboutit à l'élargissement de bande suivante :

$$f_{qs} \neq f_s (1+g_m R_s) \quad (11)$$

$$f_{qd} \neq f_D (1+g_m R_s)$$

On a, évidemment :

$$f_s = \frac{1}{2\pi R_s C_s}$$

et :

$$f_D = \frac{1}{2\pi R_D C_D}$$

Les formules (11) précédentes sont approchées car, dans les schémas équivalents, une approximation est faite au niveau de la résistance « drain-source » R_i : dans un des schémas, elle se trouve divisée par $(1+K)$, dans l'autre elle reste telle quelle.

Considérons l'application qui en est faite avec $R_D = R_s = 4700 \Omega$ et $C_D = C_s = 1000 \text{ pF}$. On a :

$$f_D = f_s = \frac{1}{2\pi 4700 \cdot 10^{-9}}$$

$$= 33,8 \text{ kHz}$$

Mais le facteur de contre-résistance est, avec $g_m \neq 2 \text{ mA/V}$

$$1+g_m R_s = 1 + 2 \times 4,7 = 10,4$$

Ce qui conduit à :

$$f_{qd} = f_{qs} = 33,8 \times 10,4$$

$$= 350 \text{ kHz}$$

La pratique donne, figure 4, un résultat moins optimiste : 300 kHz environ. La différence peut être mise sur le compte de l'imprécision dans les grandeurs estimées, par exemple, pour g_m qui est sans doute, ici, forcée, par rapport à la réalité.

SCHEMA PRATIQUE

En conclusion de cette théorie nous proposons figure 8 le schéma de déphaseur dont aucun des défauts cités ne peut lui être reproché. Il s'agit d'un montage à charges réparties suivi de montages « drain-commun » à faibles résistances de sortie. Ce sont aussi, des séparateurs.

Ainsi qu'en témoigne l'essai en continu de la figure 9, le montage « drain-commun » accepte une large dynamique de tension sur sa grille.

Les excursions sont symétriques pour $V_{gm0} = +7,5 \text{ V}$.

Etant donné les tensions de repos sur les sorties « drain » et « source », un pont diviseur en continu - mais neutralisé en audio fréquence par $C = 2,2 \mu\text{F}$ - est placé sur le séparateur T_2 . Le séparateur

T_3 est branché directement sur la source de T_1 . Notons que cet ensemble peut être intégré ou faire partie d'un montage intégré plus complexe.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'E.C.E.



(Suite voir N° 1583 et N° 1587)

CONVERGENCE

UN des problèmes les plus sérieux rencontrés au cours de la conception d'un téléviseur couleur est celui posé par le circuit de convergence.

On sait que, dans un tube à masque perforé, les trois canons ne sont pas placés sur l'axe du tube, comme c'est le cas dans les tubes pour le noir et blanc. Les trois canons sont disposés en triangle autour de cet axe. Ils ne sont pas parfaitement parallèles, mais font un angle de l'ordre de $1,5^\circ$ par rapport à l'axe du tube afin que, non excités, les trois faisceaux atteignent le centre géométrique de l'écran (fig. 1).

Le fait que les canons ne soient pas dans l'axe entraîne des défauts de géométrie, qui

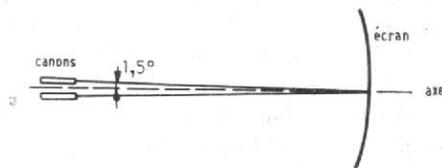
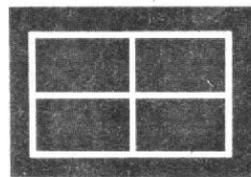
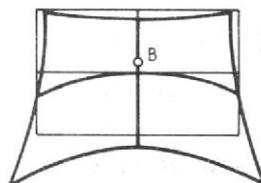


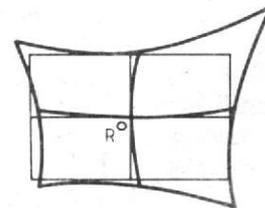
Fig. 1. - Inclinaison des canons par rapport à l'axe du tube.



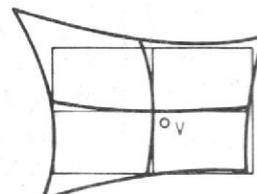
(a) Mire utilisée pour mettre en évidence les défauts de convergence



(b) Balayage du canon bleu



(c) Balayage du canon rouge



(d) Balayage du canon vert

Fig. 2

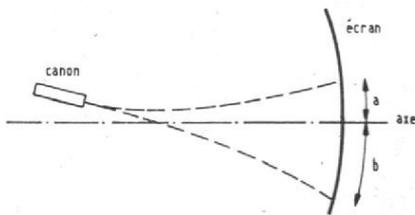


Fig. 3. - Allongement du balayage dû au canon incliné et désaxé.

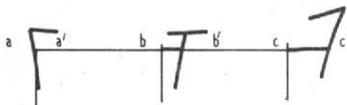


Fig. 4. - Ecart entre les barres verticales de la mire et le balayage réel en haut de l'écran.

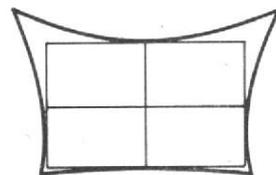


Fig. 5. - Egalisation des écarts à droite et à gauche de l'image.

sont des déformations trapézoïdales dont nous allons parler maintenant.

Regardons la figure 2 a qui représente une mire très simple transmise sans distorsion. Elle va nous permettre de mettre en évidence ces défauts de géométrie.

Considérons maintenant le balayage réalisé par le canon bleu (fig. 2b). Ce canon est représenté dans son emplacement réel : légèrement déplacé au-dessus du centre géométrique de l'écran. Puisque ce canon est plus proche de la partie supérieure de l'écran que de la partie inférieure, le haut de l'écran sera atteint par le faisceau plus tôt que cela devrait être normalement. Le trajet canon-bas de l'écran étant plus long, il en résulte un allongement du balayage vers la partie inférieure de l'écran (fig. 3).

Voyons maintenant le balayage du canon rouge (fig. 2 c). Le canon rouge est également représenté, légèrement décalé dessous et à gauche du centre de l'écran. Le trajet pour atteindre le coin en haut à droite de l'écran étant plus long que celui pour balayer le coin opposé, nous avons donc cette distorsion trapézoïdale dont nous avons exagéré le défaut afin de mieux faire ressortir ses caractéristiques.

La figure 2 d nous montre l'emplacement du canon vert, à droite de celui du rouge, et le balayage correspondant. Nous voyons que la superposition de ces 3 images est loin de donner celle représentée en a.

Si on considère chaque couleur séparément on s'aperçoit que l'augmentation de la lon-

gueur d'image sur les côtés est parabolique. La figure 4 représente le haut de l'image non corrigée dans le cas du balayage du canon rouge. Il s'agit en fait de la première ligne de balayage. L'écart entre le trait vertical idéal et le trait réel va en augmentant de gauche à droite (distances aa' , bb' et cc'). On conçoit que le courant de correction devra avoir une forme parabolique.

Il faut bien remarquer que la correction des écarts des traits **verticaux** sera obtenue en jouant sur le balayage **horizontal**.

Il faut également remarquer que, tout le long du balayage trame, ce courant de correction devra varier car, dans l'exemple du balayage du canon « rouge », les distorsions vont en diminuant, en allant du haut vers le bas de l'image.

Reprenons à nouveau l'image balayée par le canon rouge (fig. 2 c). Une première étape de réglage pourra être l'égalisation des écarts à droite et à gauche (fig. 5). Ceci est obtenu par un courant en forme de dent de scie. L'amplitude maximale de cette dent de scie étant appli-

quée pour réduire le côté droit de l'image.

La deuxième étape de réglage aura pour but de résorber ces écarts. Ceci est alors possible en appliquant un courant parabolique. La forme de ces courants est résumée dans la figure 6. Les courants de correction, ayant la forme d'une parabole asymétrique, traverseront les bobines ligne et trame du bloc de convergence radiale disposé sur le col du tube (voir l'article précédent). Le flux créé par le courant de correction, traversant les bobines, corrige chacun des faisceaux.

La figure 7 représente un segment de convergence destiné par exemple au faisceau « bleu ». Ce segment, composé principalement par un noyau en ferrite en U comporte :

1) Un aimant permanent réglable permettant une correction au centre de l'écran (correction statique). Cet aimant peut être remplacé par un électro-aimant traversé par un courant continu dont l'amplitude et le sens peuvent être réglés facilement.

2) Un enroulement comportant un grand nombre de

spires (correction dynamique trame). Cette bobine est fortement « ohmique ».

3) Un enroulement composé par beaucoup moins de spires (correction dynamique ligne). Cette bobine est très selfique.

ELABORATION DES COURANTS DE CORRECTION

Pour les convergences trames, le mélange des signaux en dents de scie avec ceux de forme parabolique se fait dans un circuit potentiométrique. Ce courant parabolique peut provenir du condensateur de découplage de cathode de l'amplificateur de puissance de la base de temps trame, la tension existant aux bornes de ce condensateur étant parabolique. Le courant en dent de scie peut être procuré en utilisant la tension d'un enroulement spécial de l'étage de base de temps trame.

La figure 8 représente le schéma de principe pour la correction trame. Aux extrémités du potentiomètre P_2 se

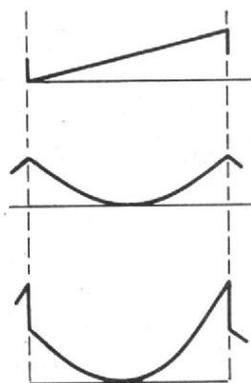


Fig. 6

Courant en dent de scie égalisant les écarts

Courant parabolique résorbant les écarts

Courant résultant

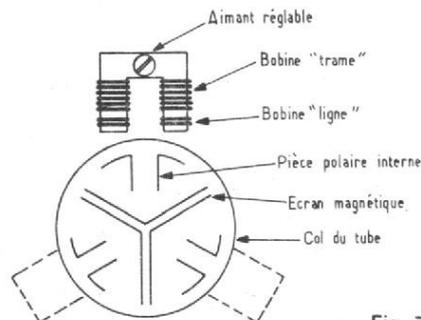


Fig. 7

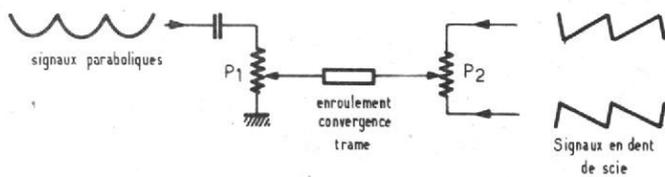


Fig. 8. - Schéma de principe de correction trame.

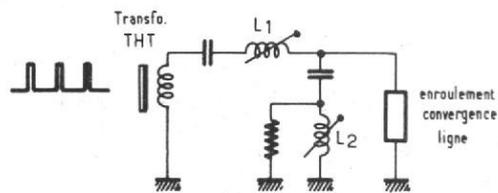


Fig. 9. - Schéma de principe de correction ligne.

trouvent des signaux en dents de scie qui sont en opposition de phase. La position de son curseur permet d'appliquer à l'enroulement trame un signal en dent de scie d'amplitude et de phase correctes, pour obtenir une égalisation des écarts. Le potentiomètre P₁, en dosant l'amplitude des signaux paraboliques, résorbera ces écarts.

Pour les convergences ligne, le courant parabolique est issu d'un circuit oscillant (LC) recevant des impulsions de retour lignes. Celles-ci proviennent d'un enroulement spécial du transformateur THT (« tops » de + 70 Vcc). La figure 9 indique le schéma de principe pour la correction ligne. La bobine réglable L₁ sert au réglage de l'amplitude. Quant à L₂ son réglage fait varier la forme de la parabole, d'où modification de la phase

du signal appliqué à l'enroulement de convergence ligne.

Un schéma complet de convergences dynamiques est donné sur la figure 10.

MONTAGES MATRICIELS

Dans un but de simplification, le réglage rouge/vert peut être matriciel. Cela signifie que les faisceaux rouge et vert sont commandés par un seul réglage. Le bleu est réglé séparément. Le schéma de principe d'un tel montage pour la correction trame est donné figure 11. Une parabole asymétrique est appliquée aux bornes du potentiomètre P₁ dont le curseur règle l'amplitude de la correction.

Le potentiomètre P₂ dose le courant dans les enroulements « vert » et « rouge ».

On égalise ainsi avec P₂ les erreurs du vert et du rouge pour les convergences trame. Après égalisation, les écarts sont annulés grâce au réglage de P₁.

Un montage matriciel pour la correction ligne est donné sur la figure 12. La bobine réglable L₂ équilibre les corrections vert et rouge, et L₁ sert au réglage de l'amplitude.

CORRECTION DE COUSSIN

Le « coussin » est une distorsion géométrique due à la différence entre le rayon de l'écran et le rayon de balayage. Les tubes cathodiques, qu'ils soient monochromes ou pour la couleur, ont un écran très peu incurvé. Il s'ensuit une différence sur les longueurs

de trajet du faisceau entre les bords et les coins de l'écran (fig. 13).

Cette distorsion est encore plus marquée pour les tubes à grand angle (110°). Elle doit être inférieure à 1%. Ceci signifie que si la hauteur d'écran est de 40 cm, la distorsion dans le sens vertical doit être inférieure à 40/100 = 0,4 cm, soit a = 2-millimètres.

On appelle correction Nord-Sud la correction à apporter dans le sens vertical (Y - Y') et correction Est-Ouest celle dans le sens horizontal (X - X').

Dans les téléviseurs noir et blanc cette correction est faite par des aimants. En télévision couleur ces aimants dérèglent la pureté. Pour cette raison on utilise un transducteur qui modifie les courants de balayage ligne et trame.

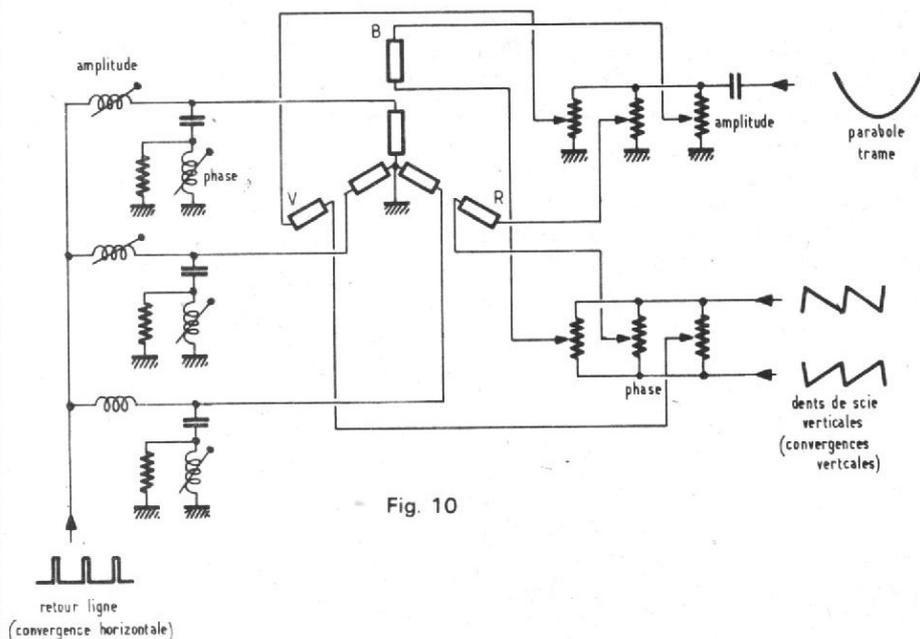


Fig. 10

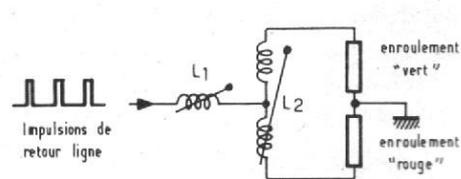


Fig. 11. - Schéma de principe pour la correction trame.

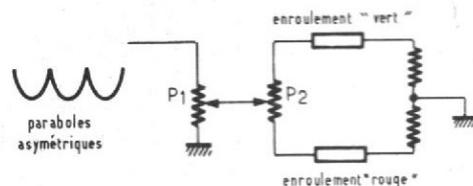


Fig. 12. - Schéma de principe de la correction ligne.

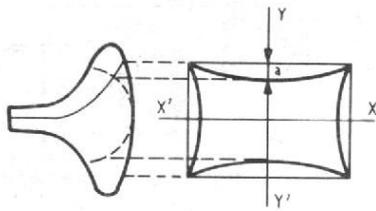


Fig. 13

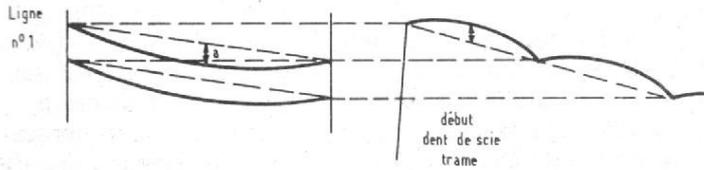


Fig. 15

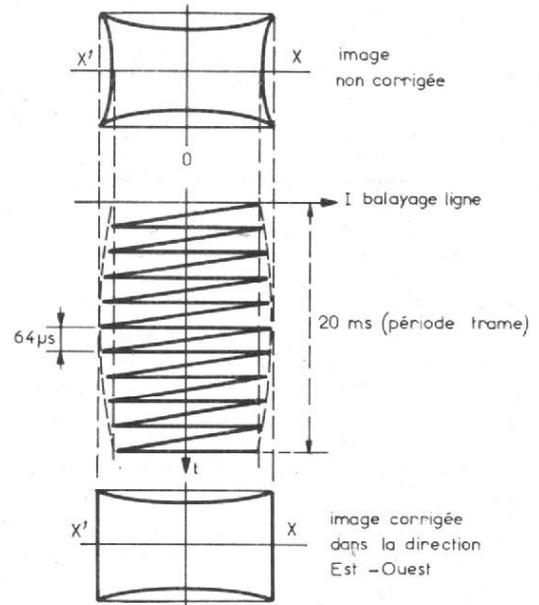


Fig. 14

PRINCIPE DE LA CORRECTION EST-OUEST

Cette correction s'obtient en augmentant progressivement l'amplitude de balayage ligne du haut de l'image jusqu'à l'axe XX' , puis en réduisant de la même façon l'amplitude de balayage jusqu'au bas de l'image. Techniquement ceci est réalisé en modulant le courant de déviation ligne par un courant de forme parabolique dont la fré-

quence est celle de la trame. On comprendra aisément le procédé en regardant la figure 14. L'intégration des tops images peut fournir ce courant parabolique de période 20 ms.

PRINCIPE DE LA CORRECTION NORD-SUD

En résumé, il s'agit de superposer un signal de fréquence ligne à la dent de scie

image. L'amplitude de ce signal est égale à l'écart dû au coussin, sa phase étant en opposition.

Sur la figure 15, nous avons à gauche le début de balayage, soit la ligne N° 1 avec son écart « a ». A droite est représenté le début de la dent de scie trame avec la composante à fréquence ligne. Au fur et à mesure du balayage trame cette amplitude diminue progressivement pour devenir nulle à mi-hauteur de l'écran (axe XX').

Elle se remet à croître pro-

gressivement, mais en sens inverse, depuis la mi-hauteur jusqu'au bas de l'écran (fig. 16).

Ce signal de correction est de forme parabolique. C'est à cause de la valeur élevée de sa fréquence (15 625 Hz) qu'il est difficile d'obtenir des courants paraboliques par intégration (d'impulsions ligne par exemple). On peut accorder sur la fréquence ligne un enroulement du transformateur de sortie de l'amplificateur de base de temps trame. Ce circuit accordé pourra recevoir

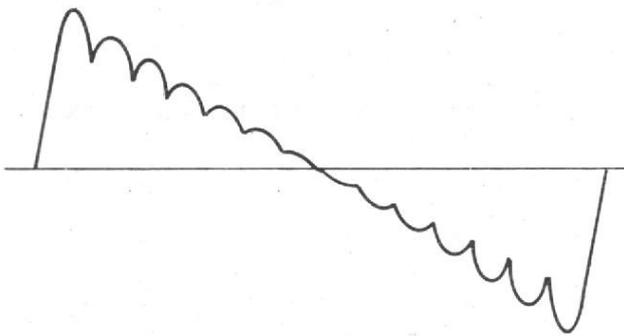
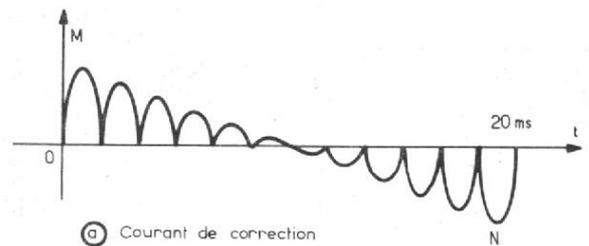


Fig. 16. - Courant en dent de scie de balayage trame avec superposition du signal de correction.



(a) Courant de correction

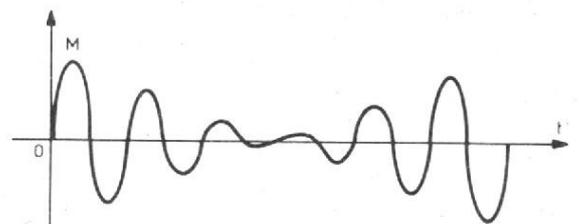


Fig. 17

(b) Courant obtenu par résonance

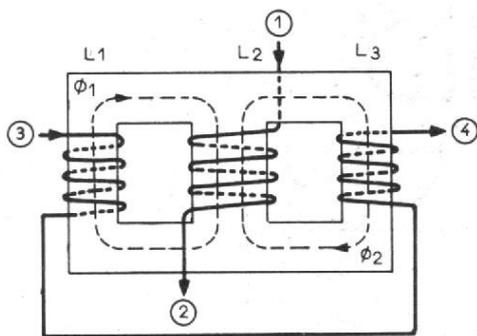


Fig. 18

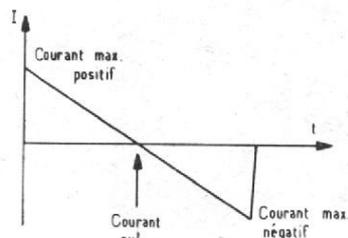


Fig. 19

des impulsions ligne. Le signal de correction nécessaire est représenté sur la figure 17 a. Le nombre d'oscillations a été volontairement réduit pour la clarté du dessin. La figure 17 b nous montre l'allure du courant résultant de la résonance. Il faut remarquer qu'il est primordial de respecter la phase (points M et N).

En résumé, la correction Nord-Sud, donc des barres horizontales de la mire, se fait en injectant dans le signal image de balayage, un courant de correction à la fréquence ligne.

Pour les corrections Est-Ouest, donc des barres verticales de la mire, on doit injecter un courant de correction à la fréquence image dans le circuit de balayage ligne.

En faisant passer un courant dans l'enroulement de commande L_2 , il en résulte aux bornes des deux autres enroulements L_1 et L_3 connectés en série, des tensions en opposition. Contrairement à ce qui se passe dans un transformateur, il n'y a pas de transmission de puissance. Quelle que soit la tension appliquée entre 1 et 2, on ne retrouve aucune tension entre 3 et 4.

Par contre, en faisant passer dans L_2 un courant élevé, et que l'on atteigne la saturation du noyau magnétique, la perméabilité diminue fortement, entraînant une chute du coefficient de self-induction de L_1 et L_3 . Un transducteur est donc un dispositif à inductance variable commandé par un courant. Son courant de sortie (fourni par L_1 et L_3) est commandé non pas par une tension, mais par un courant.

La courbe de saturation du noyau de ferrite, ayant une forme parabolique, permet

d'obtenir l'effet souhaité pour la correction du coussin.

Si nous injectons dans l'enroulement de commande L_2 le courant de déviation trame (fig. 19), l'inductance des enroulements L_1 et L_3 est maximale lorsque le courant est nul. Ce qui correspond au centre de l'écran où aucune correction n'est nécessaire. Cette inductance est minimale lorsque le courant trame est à son maximum, soit en haut et en bas de l'écran.

Si nous connectons la bobine de déflexion ligne entre les extrémités 3 et 4 (fig. 20) nous aurons un rétrécissement des lignes en haut et en bas de l'image (inductance faible de L_1 et L_3 shuntant la bobine de déflexion ligne). Au centre de l'écran, les lignes conservent leur longueur d'origine, car il n'y a pas de courant dans l'enroulement de commande du transducteur et les enroulements L_1 et L_3 gardent leur inductance élevée. Il s'agit là d'une correction Est-

Ouest dont le schéma est donné sur la figure 20.

Dans le sens opposé, les impulsions ligne passent à travers les enroulements du transducteur dans les bobines de déflexion verticale. Elles se mélangent au courant de déviation trame et on obtient ainsi la forme de courant désiré.

En fait les flux $\Phi 1$ et $\Phi 3$ ne s'annulent pas complètement dans la branche centrale, ce qui permet le passage d'une partie du flux créé par L_1 et L_3 (fonction de la fréquence ligne) dans L_2 , donc dans le circuit de balayage trame.

CORRECTION PASSIVE ET CORRECTION ACTIVE DU COUSSIN

Dans le schéma que nous venons d'examiner, le courant de correction est pris directement de l'étage de déviation pour moduler le courant de déviation de l'autre étage final. Il s'agit d'une correction **passive** du coussin.

Quand on agit sur la tension de commande de l'étage final par l'intermédiaire d'étages amplificateur, la correction est dite **active**. Elle est une nécessité pour les téléviseurs couleur 110°.

TRANSDUCTEUR

Ce composant, correcteur de coussin, se présente comme un petit transformateur à 3 enroulements. L'enroulement du noyau central L_2 peut être considéré comme l'enroulement de commande. Les deux autres, L_1 et L_3 , sur les jambes extérieures sont les enroulements de travail. Ces derniers sont connectés **en série**. Leurs flux, $\Phi 1$ et $\Phi 2$ s'additionnent tandis que, dans la jambe centrale, ils sont en **opposition** (fig. 18).

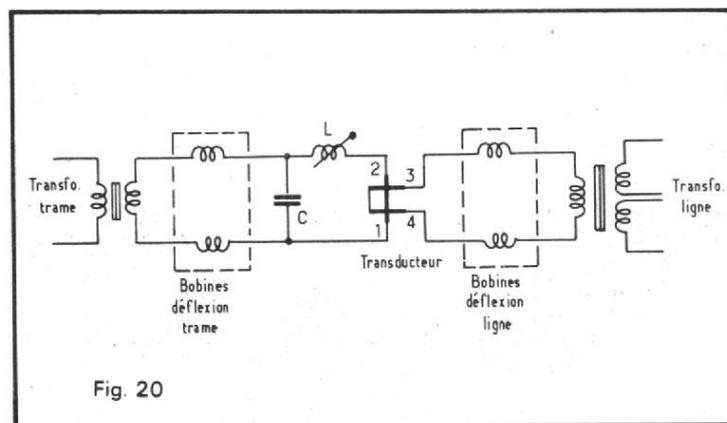
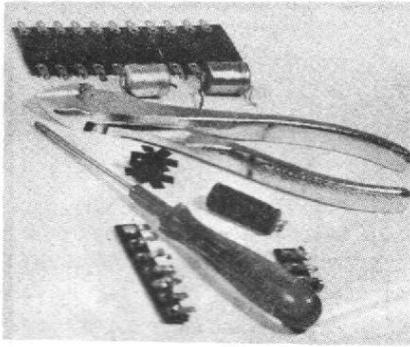


Fig. 20



ABC de L'ELECTRONIQUE

EGALISEURS

GRAPHIQUES

(Suite du précédent numéro 1587)

RAPPEL

DANS le précédent article (voir notre numéro du 15 février 1977), on a donné quelques indications générales sur les égaliseurs graphiques, dits aussi tonaliseurs.

On a montré que de nombreux dispositifs peuvent être conçus, utilisant des filtres insérés dans le circuit d'amplification ou dans celui de contre-réaction.

L'emploi de filtres à réseaux RC est courant, il existe aussi des modèles utilisant des bobines et donnant d'excellents résultats. Les filtres LC ou LCR sont toutefois moins accessibles aux amateurs en raison de la difficulté de les trouver dans le commerce.

Voici maintenant des applications pratiques. Pour commencer, on donnera des indications sur un égaliseur à cinq voies ou deux fois cinq voies, pour la stéréophonie.

Ces égaliseurs sont économiques.

EGALISEUR CINQ CANAUX

Rappelons que les égaliseurs sont des circuits de tonalité permettant d'agir à l'aide de réglages manuels, sur le gain de fractions plus ou moins grandes de la bande totale des fréquences des signaux à transmettre.

Soit par exemple une bande BF comprise entre 20 Hz et 20 000 Hz. On peut la diviser en deux, trois, quatre, cinq canaux et plus. Chaque canal aura une fréquence **médiane**

f_1, f_2, \dots, f_n et leur succession se fera selon une progression géométrique de raison m , de la manière suivante :

$$f_n = m f_{n-1} \quad (1)$$

plus m est proche de 1 ($m > 1$) plus le nombre des canaux sera grand (voir figure 1).

Soit, par exemple $m = 3$ et $f_1 = 60$ Hz, on aura
 $f_2 = 3 \cdot 60 = 180$ Hz,
 $f_3 = 3 \cdot 180 = 540$ Hz,
 $f_4 = 3 \cdot 540 = 1620$ Hz,
 $f_5 = 3 \cdot 1620 = 4860$ Hz
 et
 $f_6 = 3 \cdot 4860 = 14\,580$ Hz.

Il faudrait alors six canaux pour couvrir la bande totale. En remarquant que $f_6 = m f_1$ et que f_1 et f_6 sont les limites de la bande, on peut généraliser le calcul de f_1 à f_n en utilisant la formule suivante :

$$f_n = m^{n-1} f_1 \quad (2)$$

de laquelle on tire,

$$m^{n-1} = f_n / f_1 \quad (3)$$

et finalement,

$$m = \sqrt[n-1]{f_n / f_1} \quad (4)$$

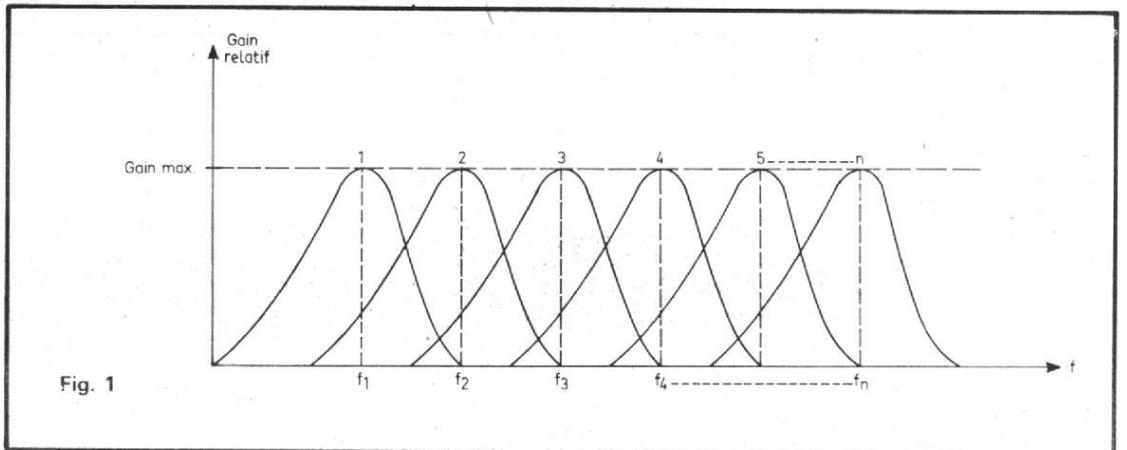


Fig. 1

Soit à déterminer un égaliseur à cinq canaux, avec $f_1 = 50$ Hz et $f_5 = 10\,000$ Hz. On a $n = 5$, $n - 1 = 4$, $f_n/f_1 = 10\,000/50 = 200$.

La racine d'ordre 4 de 200 est obtenue en cherchant la racine carrée de 200 qui est 14,1421 et ensuite la racine carrée de 14,1421 qui est 3,76. Il faut donc choisir les fréquences suivantes :

50 Hz, 188 Hz, 706,88 2 657,8 9 993,58 valeurs pouvant être arrondies.

Si la première sous-bande a 50 Hz comme fréquence médiane, elle s'étendra vers des fréquences plus basses. De même, la sous-bande à fréquence médiane 9 993,58 Hz, c'est-à-dire 10 000 Hz pratiquement, s'étendra vers des fréquences au-dessus de cette valeur (voir figure 2).

Le principe de l'égalisation est la possibilité de régler manuellement le gain pour chaque sous-bande.

Par exemple, si l'on diminue le gain de la sous-bande à $f_3 = 706$ Hz, il y aura dans la courbe globale, un creux vers cette fréquence (voir figure 3).

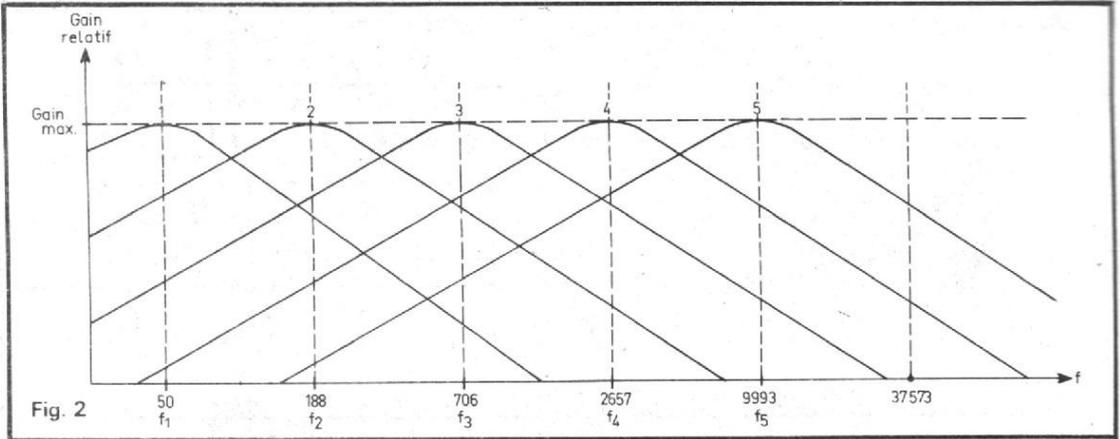
On pourra ainsi, en agissant sur les cinq réglages, obtenir une courbe de réponse ayant une forme donnée.

Plus il y aura de canaux, plus on pourra obtenir une courbe proche de celle désirée.

Avec cinq filtres, les résultats obtenus sont satisfaisants, mais des appareils à 15 filtres seront évidemment plus satisfaisants encore.

Voici à la figure 4, le schéma de principe de l'appareil. Le signal « à corriger » est appliqué à l'entrée E d'un amplificateur linéaire A_E . De la sortie de A_E partent $n = 5$ voies vers les filtres séparateurs F_1 à F_5 . Chaque signal sortant du filtre est transmis à un potentiomètre, P_1 à P_5 .

A chaque curseur de potentiomètre, on obtient le signal dosé par le réglage effectué par l'utilisateur. Les signaux dosés sont appliqués aux cinq entrées d'un mélangeur ne nécessitant aucun réglage, ou à un mélangeur dans lequel les cinq potentiomètres sont



incorporés, ce qui revient au même. Le signal mélangé et dosé est disponible à la sortie S du mélangeur.

Les filtres peuvent être de toutes sortes : actifs, passifs, à circuits RC, RL, LC, RCL.

Dans tous les cas, des formules permettent de calculer les éléments R, C, L de ces filtres en fonction de la fréquence médiane f_p (avec $p = 1, 2, 3... n$) choisie.

Une bonne solution est d'adopter des filtres de bande, sauf parfois, en ce qui concerne le premier (du côté des basses) qui sera un filtre passe-bas et le dernier qui sera un filtre passe-haut (voir figure 4).

Voici à la figure 5 le schéma du système de filtres et du mélangeur, utilisant des résistances et des capacités.

Chaque filtre se compose d'un circuit RC série et d'un circuit parallèle. Le schéma général du filtre de bande est donné à la figure 6 dans lequel les éléments série sont C_s et R_s et les éléments parallèles sont C_p et R_p . A noter que R_p est un potentiomètre ce qui permet d'obtenir entre cur-

seur d et la ligne de référence e, la tension dosée dont la forme n'est pas altérée par l'atténuation.

Calcul des filtres :

La fréquence médiane d'accord f est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_p R_s C_p C_s}} \quad (5)$$

où f est mesurée en hertz, R en ohms, C en farads, ou, f en hertz, R en mégohms, et C en microfarads.

Une bonne simplification est de prendre $R_p = R_s = R$ et $C_p = C_s = C$. De ce fait, la formule se simplifie pour prendre la forme familière :

$$f = \frac{1}{2\pi R C} \quad (6)$$

En général, on se donne R et f , ce qui permet de calculer C à l'aide de la relation déduite de la précédente :

$$C = \frac{1}{2\pi f R} \quad (7)$$

Soit le cas de $R = 0,5$ M Ω et C égal aux valeurs usuelles suivantes : 5 nF, 1,5 nF,

500 pF, 150 pF et 50 pF. On voit immédiatement que la raison de la progression géométrique des fréquences est alternativement $m = 3$ et $m = 3,333$.

Calculons les fréquences médianes, à l'aide de la formule 6.

Pour $f = f_1$, on a :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 0,5 \cdot 0,005} \text{ hertz}$$

ce qui donne $f_1 = 63,66$ Hz.

Nous donnons les valeurs calculées à l'aide d'une calculatrice électronique, mais il est évident qu'en pratique des valeurs arrondies ou des valeurs légèrement différentes seront admissibles.

Dans le cas de f_2 à f_5 , il n'est plus nécessaire d'effectuer les calculs complets. En effet, comme $C_1 = 5$ nF, on trouve les valeurs suivantes :

On a $m = 3,333$ ce qui donne :

$$f_2 = 3,333 f_1 = 212,19 \text{ Hz}, C_2 = 1,5 \text{ nF.}$$

$$\text{Ensuite, } f_3 = 3 f_2 = 636,57 \text{ Hz}, C_3 = 0,5 \text{ nF}$$

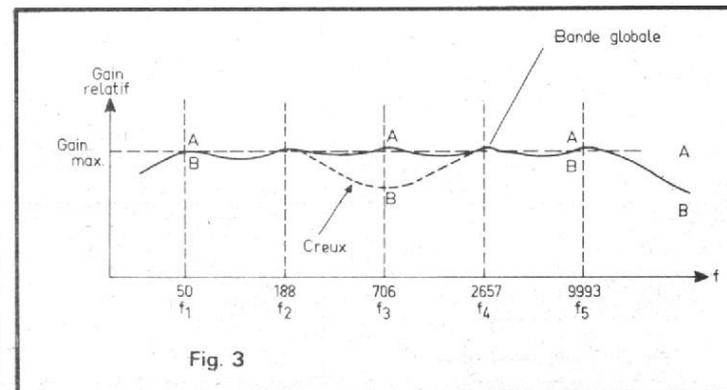
$$f_4 = 3,333 f_3 = 2\,121,89 \text{ Hz}, C_4 = 150 \text{ pF}$$

$$f_5 = 3 f_4 = 6\,365,67, C_5 = 50 \text{ pF.}$$

Remplaçons maintenant les filtres passe-bande 1 et 5 par des filtres passe-bas et passe-haut (voir la figure 4).

On les obtiendra très simplement en supprimant C_1 dans le premier, ce qui consiste dans le remplacement de C_1 par une connexion ou par un condensateur de forte capacité par rapport à 5 nF, par exemple 0,1 μ F ou plus.

Dans le cas du filtre passe-



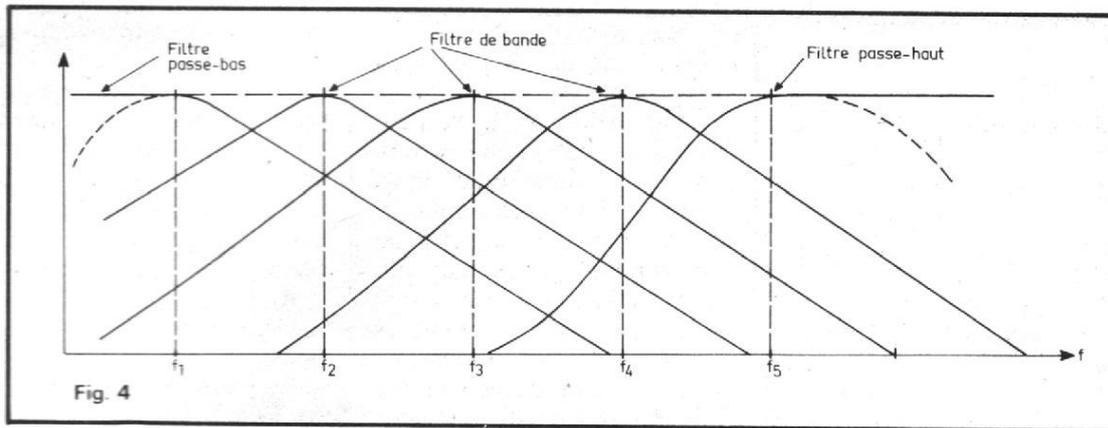


Fig. 4

haut, on enlèvera le condensateur parallèle C_{10} .

Il est instructif de voir ce que donnent ces formules, dans ces cas particuliers.

Revenons à la formule générale (5).

Si $C_p = \text{infini}$ (= connexion), $f = 0$. En effet un filtre passe-bas donne le maximum de gain à $f = 0$. Il en résulte que la fréquence « médiane » est zéro.

Si $C_p = 0$, f la même formule donne $f = \text{infini}$ et le filtre donnera le maximum à la fréquence infinie.

Pratiquement, les choses sont différentes. En effet, aux fréquences basses, les amplificateurs ne donnent pas le gain maximum à $f = 0$. De ce fait, la propriété idéale filtre passe-bas sera compensée par celle des amplificateurs.

Supposons que l'on prenne $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ au lieu de l'infini. On obtient alors à l'aide de la formule (5), avec $C_p = 5 \text{ nF}$, $f = 14,23 \text{ Hz}$.

Des mesures ont donné, avec un certain choix d'amplificateurs $f = 30 \text{ Hz}$ environ et une diminution de 10 % environ à 15 Hz.

Du côté des fréquences élevées, si la fréquence limite supérieure des amplificateurs est élevée, le filtre passe-haut ne modifiera le gain à cette fréquence que très peu.

Soit par exemple $C_{10} = 10 \text{ pF}$ au lieu de 50 pF , la capacité de 10 pF représentant diverses capacités parasites, en particulier celle du potentiomètre.

La formule générale donnera avec $R_5 = P_5 = 0,5 \text{ M}\Omega$, $C_5 = 50 \text{ pF}$ et $C_{10} = 10 \text{ pF}$, la

fréquence $f = 142 \text{ kHz}$ environ.

La limite supérieure sera donc peu influencée par le filtre passe-haut, même s'il y a une petite capacité parasite aux bornes du potentiomètre P_5 .

De plus, on a encore la possibilité d'augmenter l'étendue de la bande, vers les fréquences élevées, en shuntant R_{10} par une capacité, de l'ordre de 100 pF , à déterminer expérimentalement (voir figure 7).

Ainsi, si R_{10} est en parallèle avec une capacité C_{11} , il est évident que la transmission des signaux aux fréquences élevées sera favorisée, car l'impédance du circuit parallèle $R_{10} C_{11}$ diminue lorsque la fréquence augmente.

Courbe de réponse :

Voici à la figure 8, les courbes de réponse des cinq voies et celle de l'ensemble.

La courbe 1 a été améliorée en remplaçant C_1 de 5 nF par un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$. La courbe 5 a été améliorée par la

suppression de C_{10} et la mise en place de C_{11} de 100 pF déterminé expérimentalement.

Choix des amplificateurs :

Revenons au schéma de la figure 7 et procédons au choix des amplificateurs A_E et A_S pouvant convenir dans ce montage.

Remarquons que rien ne s'oppose, en principe, à ce que A_E soit supprimé et que le signal d'entrée soit appliqué au point X_1 , directement ou, par mesure de prudence, par l'intermédiaire d'une capacité élevée, par exemple $2 \mu\text{F}$.

Il y a intérêt toutefois, à séparer les filtres de la source des signaux en montant un amplificateur A_E à haute impédance à l'entrée et basse impédance à la sortie.

Ce sera, évidemment, un amplificateur à transistor monté en collecteur commun, ou un circuit intégré approprié.

Voici à la figure 9, un schéma d'amplificateur de ce

genre. On utilise deux BC 413, NPN, avec liaison directe entre le collecteur de Q_1 à la base de Q_2 .

Le transistor Q_2 est monté en collecteur commun, cette électrode étant reliée directement à la ligne positive.

On pourra alimenter Q_1 et Q_2 sous une tension de 15 à 22 V.

Il est évident que plusieurs entrées pourront être prévues si l'on désire connecter plusieurs sources de signaux, à utiliser séparément ou mélangées et dosées.

La sortie de cet amplificateur sera connectée au point X_1 du montage d'égalisation de la figure 7. Remarquons que les condensateurs C_1 à C_5 sont suffisants pour isoler la sortie S des filtres. Si C_1 était supprimé, le condensateur C_{14} (figure 9) serait nécessaire pour isoler l'émetteur de Q_2 du circuit des filtres et éviter que R_1 et P_1 soient parcourus par un courant continu.

L'amplificateur A_S peut être du même type que A_E ou d'un type différent.

Dans le premier cas, il suffira de reproduire le montage de A_E indiqué à la figure 9. On réunira dans ce cas, l'émetteur de R_{16} à l'entrée de A_S qui est munie d'un condensateur isolateur comme C_{12} . Le signal de sortie sera alors de l'ordre du volt et on pourra l'appliquer à un amplificateur de puissance, ou à une prise PU piézoélectrique ou céramique, d'un radiorecepteur ou d'un électrophone.

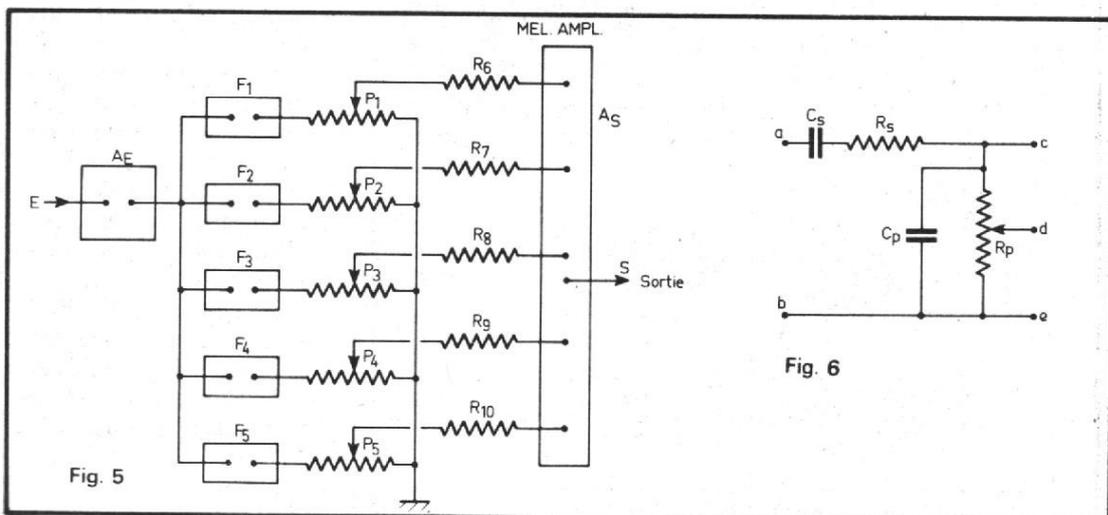


Fig. 5

Fig. 6

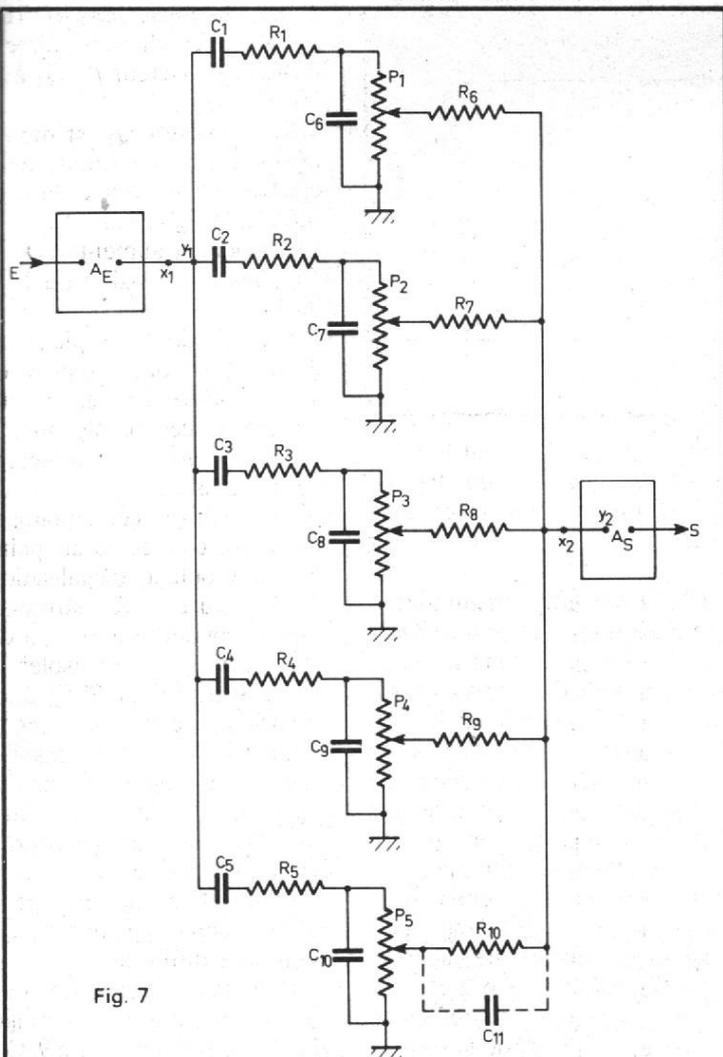


Fig. 7

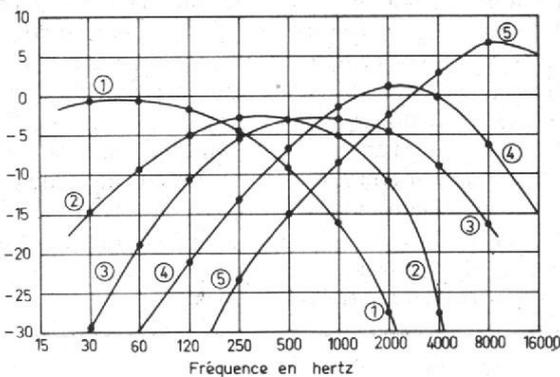


Fig. 8

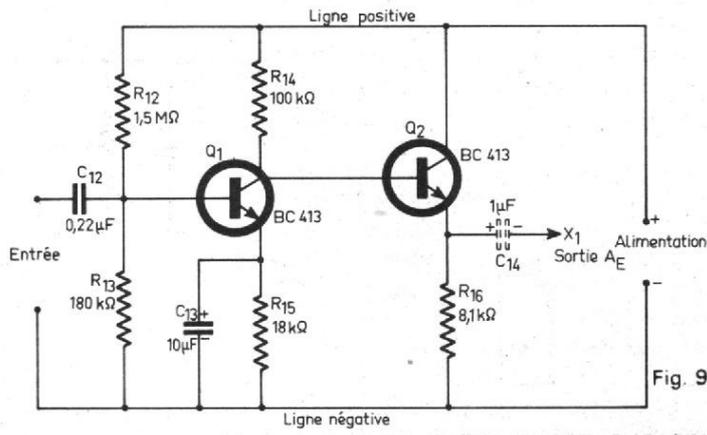


Fig. 9

Soit le cas de l'emploi d'un PU magnétique, à brancher à l'entrée de A_E .

On règle P_1 à P_5 pour obtenir une courbe « tombante » comme celle de la norme RIAA bien connue.

A cet effet, on règle P_1 au maximum, tandis que les potentiomètres P_2 à P_5 seront réglés de manière à ce que les signaux transmis soient de plus en plus atténués à mesure que la fréquence augmente. En somme, l'égaliseur graphique remplacera le préamplificateur correcteur RIAA habituel.

L'avantage de l'égaliseur est qu'il peut donner, d'une manière satisfaisante, n'importe quelle courbe de correction, tandis qu'un amplificateur correcteur n'en donne qu'une seule (voir notre précédent article).

Soit aussi le cas de l'emploi avec un radiorécepteur, dont certaines émissions sont perturbées par des sifflements. L'égaliseur graphique sera intercalée entre la sortie du détecteur et l'entrée de l'amplificateur BF.

Il sera réglé de manière à éliminer les signaux à fréquence élevée. Par exemple, on règle à zéro, P_5 et on agira sur P_4 pour améliorer l'élimination des sifflements. Les autres potentiomètres resteront au maximum. En cas de ronflements, on règle à zéro, P_1 seulement. Passons maintenant à l'analyse d'un égaliseur stéréo.

Egaliseur stéréo 2 fois 5 voies :

On utilisera deux fois le montage qui vient d'être décrit et représenté par les schémas des figures 7 et 9. Deux solutions existent en ce qui concerne les réglages. On pourra conjuguer les potentiomètres homologues, par exemple P_1 , avec P'_1 , P_2 avec P'_2 ... P_5 avec P'_5 , les potentiomètres P' étant ceux de l'autre canal. Cette solution est bonne si l'on réalise les deux égaliseurs mono avec une précision suffisante, afin que les résultats des réglages soient identi-

ques (ou presque) pour les deux canaux.

La plupart des constructeurs d'égaliseurs préfèrent toutefois prévoir des réglages séparés pour chaque canal. Dans le cas présent, il y aura par conséquent dix potentiomètres P_1 à P_5 et P'_1 à P'_5 .

Reste le problème des réglages de gain et de l'équilibrage.

On pourra les disposer aux sorties des amplificateurs A_S et A'_S comme le montre la figure 10.

On utilisera pour les VC P_{11} et P'_{11} , des potentiomètres logarithmiques de 100 kΩ et pour l'équilibrage (dit aussi « balance ») P_{12} linéaire, de 100 kΩ également, avec curseur à la masse.

Elimination de l'égaliseur. Voie directe :

En effectuant les essais lors de l'emploi d'un égaliseur, il peut être intéressant de pouvoir comparer les signaux obtenus avec ou sans égaliseur.

Cela revient à mettre celui-ci hors circuit et à appliquer les signaux à « corriger » directement aux entrées d'utilisation.

Dans le cas du montage de la figure 7, une bonne solution consiste dans la mise hors circuit de la partie comprise entre les points X_1 et X_2 , donc en laissant en place les amplificateurs A_E et A_S .

Voici à la figure 11 un montage permettant cette application. On a effectué des coupures, entre les points réunis X_1 , Y_1 et X_2 , Y_2 . Dans ces coupures, on a inséré le commutateur à deux pôles et deux positions et le potentiomètre P_{13} .

En position D = direct, le signal passe du point X_1 , sortie de A_E au point Y_2 , entrée de A_S , par l'intermédiaire du potentiomètre P_{13} de 100 kΩ logarithmique.

De cette façon, le signal sera ramené au niveau de puissance du signal sortant des filtres.

En position F (avec filtres), la sortie X_1 de A_E est reliée à l'entrée Y_1 de la ligne d'entrée des filtres, et la ligne de sortie

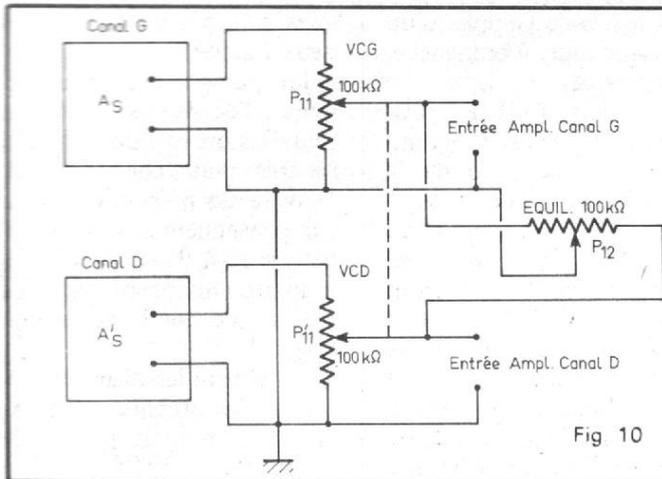


Fig. 10

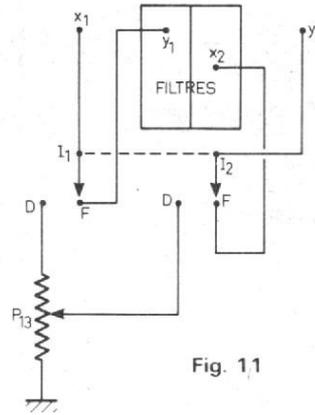


Fig. 11

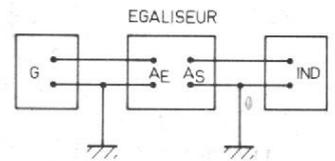


Fig. 12

des filtres, point X₂ est reliée à l'entrée Y₂ de l'amplificateur A_S. Le point Y₂ est alors débranché du curseur de P₁₃. Cela permet de laisser le réglage de ce potentiomètre tel qu'il a été trouvé lors des essais comparatifs.

Si le montage est stéréophonique à deux canaux, réaliser en deux exemplaires le montage de la figure 11.

Montages à plus grand nombre de canaux :

On pourra procéder comme dans celui à cinq (ou deux fois cinq en cas de stéréo) canaux, qui vient d'être décrit. Il y aura alors, n filtres au lieu de cinq.

Le choix des fréquences de résonance se fera de la même manière en utilisant les formules données plus haut. En voici un exemple.

Cas de 9 voies à filtres.

La formule (4) sera utilisée pour trouver la raison m de la progression géométrique f₁, f₂... f₉.

Ayant choisi f₁ et f₉, et comme n = 9, il faudra calculer m par les moyens dont on dispose.

Le calcul de la racine d'ordre n - 1 d'un nombre est immédiat, si la calculatrice électronique le permet. Il faut qu'elle puisse calculer x^y ou $\sqrt[y]{x}$.

Si l'on dispose de x^y, on prendra : x = f_n/f₁ et y = 1/(n - 1).

Si l'on a une touche $\sqrt[n]{x}$, prendre x = f_n/f₁ et y = n - 1.

Exemple : on a f₁ = 20 Hz, f_n = f₉ = 20 000 Hz. Dans ce cas f₉/f₁ = 20 000/20 = 1000, n - 1 = 8. Il s'agit de calculer

$\sqrt[8]{1000}$. La calculatrice donne immédiatement $\sqrt[8]{1000} = 2,371$, ou encore $1000^{1/8} = 1000^{0,125} = 2,371$, évidemment.

Si l'on ne possède pas de calculatrice, on fera appel aux logarithmes.

Soit à calculer $\sqrt[8]{1000}$ on a :

$$\log \sqrt[8]{1000} = \log 1000/8.$$

La table donne log 1000 = 3 (car 10³ = 1000).

On a ensuite 3/8 = 0,375. Le nombre dont le logarithme est 0,375 est égal à 2,371 comme il fallait s'y attendre.

Calculons maintenant les fréquences f₁ à f₉.

On a f₁ = 20 Hz,
f₂ = 2,371 = 47,42 Hz,
f₃ = 20 · 2,371² = 112,43 Hz,
f₄ = 266,57 Hz,
f₅ = 632,05 Hz,
f₆ = 1498 Hz,
f₇ = 3553 Hz,
f₈ = 8424,63 Hz et
f₉ = 19 974 Hz,
valeur proche de la valeur exacte, 20 000 Hz.

Le calcul des capacités se fera facilement. Il suffira d'en calculer une seule, par exemple celle correspondant au filtre de bande à la fréquence la plus élevée, f₉ = 20 000 Hz.

Si les résistances sont égales à 0,5 MΩ, on aura, en utilisant la formule (7) : C = 1/(2πRf) donnée plus haut (f en hertz, R en mégohms, C en microfarads).

La valeur suivante est obtenue :

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 0,5 \cdot 20\,000} \mu\text{F}$$

ce qui donne C = 15,9 pF.

Pour les autres filtres, multiplier 15,9 pF par 2,371. On trouve successivement :

pour f₈ = 8 424 Hz, C = 37,69 pF

pour f₇ = 3 523 Hz, C = 89,36 pF

et on continuera ainsi, jusqu'à la valeur des condensateurs correspondants f₁ = 20 Hz. Comme f₁ = f₉ / 1 000, on devra trouver C = 15,9 nF car 1 nF = 1 000 pF.

Après avoir effectué les calculs avec autant de décimales exactes que l'on pourra, on arrondira les résultats en prenant des valeurs normalisées. A noter toutefois, que tout écart important des valeurs précises peut altérer les résultats attendus.

En ce qui concerne les faibles capacités (inférieures à 50 pF) on tiendra compte des capacités parasites. Par exemple, celles qui shuntent les condensateurs parallèles C_p (voir figures 6 et 7) peuvent être de l'ordre de 10 pF, donc, monter des capacités ajustables permettant un réglage plus précis de la fréquence de résonance du filtre de bande considéré.

Réglage de l'accord :

Soit par exemple le montage de la figure 7.

Réglons le filtre de bande correspondant à f = f₄ par exemple. On réalisera le montage de la figure 12. Un générateur BF, C, pouvant s'accorder sur les diverses fréquences f₁ ... f_n sera branché à l'entrée de A_E et un indicateur visuel sera connecté à la sortie

de A_S. Faute d'indicateur visuel, un casque ou un écouteur ou un petit HP dynamique conviendront à la rigueur.

Placer à zéro les potentiomètres de filtres, sauf celui du filtre à vérifier. S'assurer que la fréquence requise est obtenue. Dans le cas contraire, modifier **légèrement** un des quatre éléments (voir figure 6) C_s, R_s, R_p et C_p à l'aide de composants fixes. Cela peut se faire de la manière suivante : si par exemple, la fréquence trouvée f est plus grande que la fréquence requise f_p, il faut la diminuer en augmentant un de ces quatre composants, par exemple R_s. Mettre en série avec R_s une petite résistance fixe ou ajustable. On pourra aussi mettre une capacité en parallèle sur C_s ou C_p.

Pour réaliser des réglages très précis, remplacer toutes les résistances R_s de 0,5 MΩ par des résistances fixes de 350 kΩ en série avec des résistances ajustables de 250 kΩ.

Si f < f_p, il faut diminuer la valeur de l'un des quatre composants : mettre en parallèle sur R_s ou R_p une résistance fixe. Si R_s est remplacée par une résistance fixe en série avec une résistance variable on pourra réduire R_s en agissant sur la résistance ajustable.

La meilleure précision est toutefois obtenue lorsque R_s = R_p et C_s = C_p.

F.J.

UN MULTIMETRE NUMERIQUE



original et économique

3^e PARTIE

(Suite voir N^{os} 1583 et 1587)

COMME nous l'avions annoncé le mois dernier, nous commençons cette troisième partie par la liste des composants passifs que l'on trouve dans le tableau 3 ; ce dernier appelle quelques commentaires :

— Nous avons indiqué, toutes les fois où cela était possible, les caractéristiques exactes des composants nécessaires pour permettre à chacun de faire son choix chez les revendeurs ou dans ses fonds de tiroirs.

— Les composants munis d'un astérisque sont étudiés dans la suite en vu de leur remplacement provisoire par d'autres moins coûteux.

— Les composants ayant un repère (R_5 , C_2 , etc.) ont en fait un repère double ; par exemple R_1 figure 5 ; R_2 figure 21, etc.

— Les résistances de précision de la figure 24 n'ont pas été omises mais seront étudiées plus tard, car comme nous allons le voir, elles ne sont pas nécessaires dans

l'immédiat pour réaliser un voltmètre qui fonctionne.

A la lecture de ce tableau on peut s'étonner de la liste des composants relative à la figure 17 qui semble ne pas correspondre au schéma ; ceci est dû au fait que nous avons publié, par erreur, le schéma correspondant à la première maquette réalisée qui a subi depuis quelques modifications ; on trouvera donc un rectificateur à la figure 17 qui remet tout en ordre. Le fonctionnement est le même que

celui que nous avons expliqué le mois dernier : seules quelques valeurs d'éléments sont différentes (la résistance de $10\text{ M}\Omega$ en parallèle sur le $68\mu\text{F}$ sert à décharger ce condensateur en fonction alternatif).

Nous allons passer en revue les composants munis d'un astérisque ou dont la valeur n'est pas mentionnée :

— Figure 5, R_{12} est à ajuster lors de la mise au point ; on ne s'en occupera pas pour le moment.

— Supports de circuits intégrés ; les amateurs habitués au maniement du fer à souder pourront s'en passer sauf pour IC₁ figure 17 qui, chez certains fabricants, n'est pas protégé contre les charges électrostatiques.

— figure 17, le 68 μ F 35 V au tantale liquide peut être provisoirement remplacé par un bon chimique de 47 à 68 μ F 35 V ; meilleur sera le chimique, meilleure sera la stabilité du zéro.

— Figure 21, R₆ et R₇ sont à ajuster lors de la mise au point.

— Figure 21, R₂, R₃, R₄, R₅ doivent être 4 résistances stables (couches métalliques) de valeur égale mais quelconque entre 5 k Ω et 100 k Ω .

— Figure 21 le 0,47 μ F 25 V tantale sec peut être remplacé sans modification des performances par un 0,47 μ F plastique ou mylar, mais l'encombrement important de ce dernier oblige à la monter verticalement sur le CI.

— Figure 21 C₁ et C₂ doivent vérifier la relation donnée le mois dernier lors de l'étude du redresseur parfait ; à savoir : R₂C₁ compris entre 2500 et 75 000 avec R₂ en ohms et C₁ en μ F.

— Figure 24 même remarque

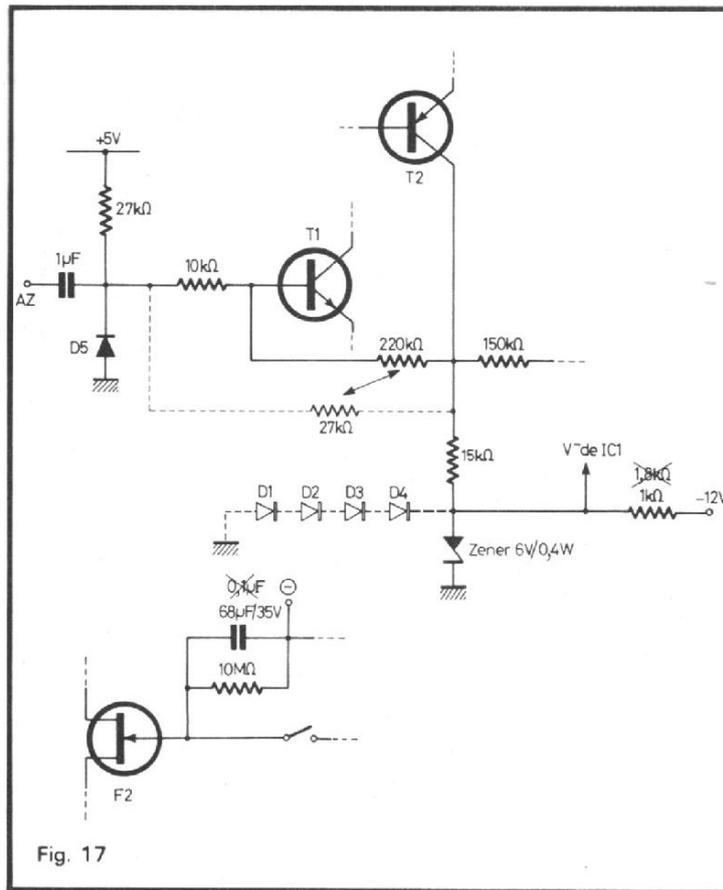


Fig. 17

que pour le 0,47 μ F de la figure 21 en ce qui concerne le 1 μ F 35 V tantale sec.

— Figure 25, R₁ et R₂ sont à ajuster lors de la mise au point.

— L'embase BNC châssis n'est pas obligatoire, cepen-

dant on risque d'avoir des difficultés lors des mesures sur 0,2 V en alternatif, à cause des inductions parasites sur les fiches bananes ; on peut évidemment la remplacer par toute fiche blindée moins chère.

D - RÉALISATION DU BOÎTIER

On ne l'entreprendra que lorsque tous les composants de la face avant auront été achetés afin d'éviter les déboires des trous trop gros, trop petits ou mal placés. Il est réalisé en alu ou en dural de 10/10⁰ environ selon le plan donné à la figure 26. Après avoir découpé la plaque d'aluminium à la bonne dimension, on la pliera selon une des trois méthodes suivantes : avec une plieuse si l'on a la possibilité d'utiliser une telle merveille ; sur des formes en bois dur comme l'a déjà exposé plusieurs fois M. Thobois dans la revue ou tout simplement grâce à deux cornières pincées d'une part dans un étau et d'autre part dans des serre-joints. Les trous seront percés après pliage afin d'éviter leur ovalisation. Les diamètres de perçage indiqués correspondent aux composants dont la marque ou le type figure dans la colonne maquette du tableau 3. Une fois les trous percés et soigneusement ébavurés, on passera à la réalisation du capot. Ce dernier est constitué, selon une méthode que nous employons avec succès depuis quelques années, de trois plaques de contreplaqué de 8 mm collées et clouées selon le gabarit donné à la figure 27. Nous vous conseillons d'ailleurs de ne pas suivre à la lettre les cotes indiquées, mais plutôt de réaliser le capot en fonction de votre châssis en alu ; ceci afin d'éviter les jours ou les jeux au montage de l'un sur l'autre. Une fois le capot terminé, on le visse à l'aide de vis parker de 3 mm sur le châssis ; nous avons mis 4 vis dessous et 4 derrière, mais aucune sur la face avant comme on peut le constater sur les photos. Les vis parker de 3 mm prennent parfaitement bien dans l'aggloméré et supportent mieux les montages et les démontages répétés que les vis à bois. Eventuellement on ajuste alors à la lime le capot sur le boîtier afin

TABLEAU 3a

| Figure | Repère | Caractéristiques | Maquette | Fabricant |
|--------|--|--|---------------|-----------------------------|
| 5 | Toutes les résistances sauf R ₉ , R ₁₀ , R ₁₂ | 1/4 W couches de carbone 5 % 11 de 150 Ω 1 de 1 k Ω 5 de 2,2 k Ω 11 de 4,7 k Ω 1 de 5,6 k Ω 4 de 10 k Ω 1 de 33 k Ω 3 de 100 k Ω 1 de 120 k Ω 1 de 1 M Ω | — | — |
| 5 | R ₁₂ | 1/4 W 5 % voir mise au point | court-circuit | — |
| 5 | R ₉ R ₁₀ | 1/4 W ou 1/2 W couches métalliques 2 % 100 k Ω 47 k Ω | Sovcor | Sovcor, Sfernice, RTC, etc. |
| 5 | Condensateurs | Tous types à sorties radiales et à diélectrique plastique ou céramique conviennent 2 de 330 pF céramique | C322 | — |

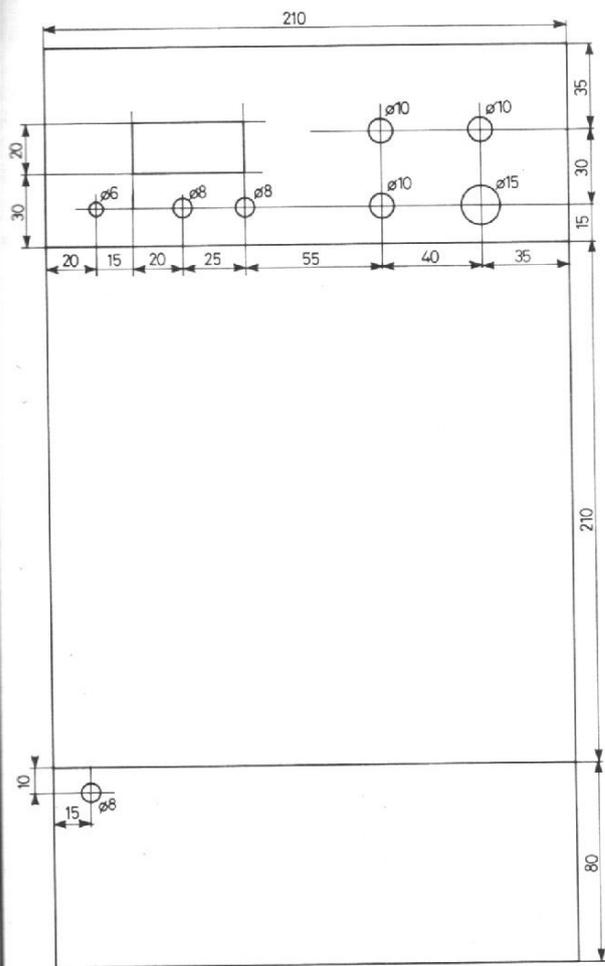


Fig. 26. - Boîtier vu en plan et de dessous (cotes en mm).

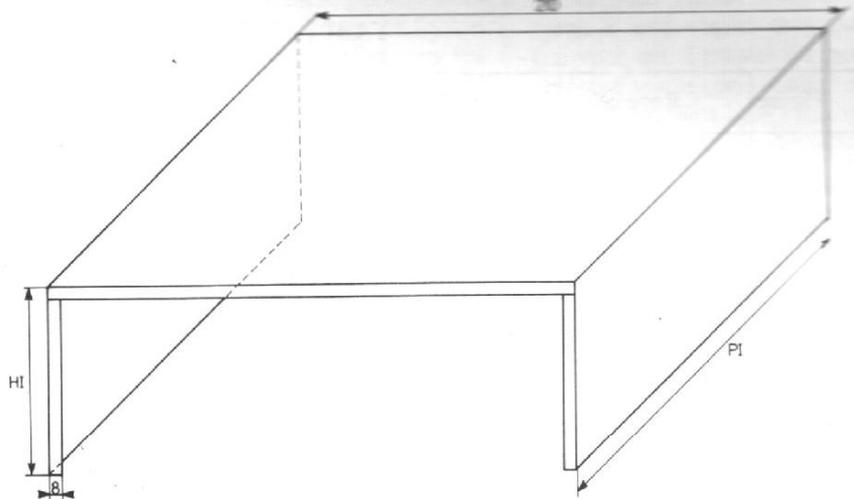


Fig. 27. - Perspective du capot (cotes en mm).

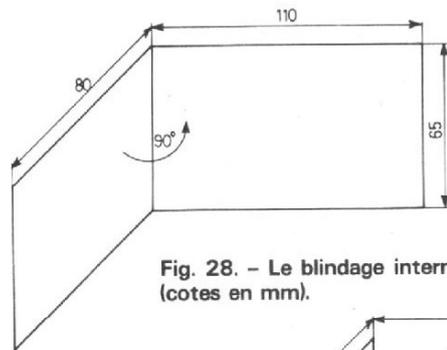


Fig. 28. - Le blindage interne (cotes en mm).

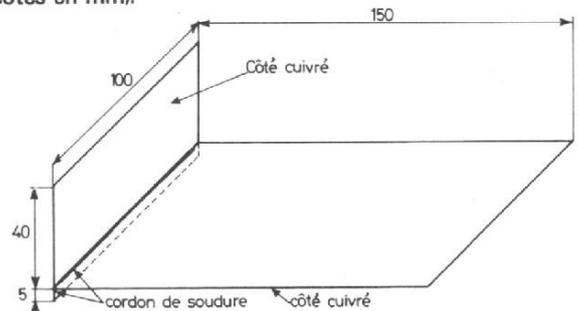


Fig. 29. - Le circuit de blindage en bakélite cuivrée (cotes en mm).

d'obtenir une boîte parallélépipédique parfaite (un truc en passant : il vaut mieux faire un capot un peu trop grand plutôt que le contraire car le bois se lime beaucoup plus facilement que l'alu !).

Cet ensemble étant terminé, nous allons, avant d'étudier sa décoration, en finir avec les travaux « pénibles » en réalisant le blindage de la figure 28. Ce dernier appelle peu de commentaires ; il est réalisé en alu ou en dural de 10/10° et a une forme on ne peut plus simple. Il sera fixé sur le châssis comme le montrent les photos à l'aide de

deux équerres vissées sur chacun des pans. Pour le moment, on se contentera de le façonner sans se préoccuper de la mise en place.

E - LA DÉCORATION DU BOÎTIER

Le capot est recouvert de tissu plastique adhésif genre Venilia ; personnellement nous avons choisi la couleur « bois » que nous trouvons du plus bel effet comme l'on

pourra en juger sur les photos (qui sont, hélas ! en noir et blanc). L'intérieur du capot, quant à lui, est tapissé de papier d'aluminium ménager collé à la colle à bois afin de constituer un excellent blindage.

Sous le boîtier nous avons prévu quatre petits pieds en caoutchouc ; les amateurs habitués au bricolage pourront ajouter une petite béquille en corde à piano.

Nous allons maintenant aborder le problème crucial de la face avant ; certains amateurs considèrent cela comme un point secondaire : « ... le

principal c'est que ça marche... » disent-ils. Nous ne sommes pas d'accord ; un appareil quel qu'il soit ne doit pas être utilisé que par une seule personne ; de plus, quand ses caractéristiques sont comparables à celles de réalisations commerciales il faut que l'esthétique le soit aussi ; enfin, comme nous allons le voir, une belle face avant n'est pas difficile du tout à réaliser. Il existe plusieurs solutions que nous allons examiner :

— La solution de M. Thobois, papier noir et encre de chine blanche ; le résultat est excel-

TABLEAU 3b

| Figure | Repère | Caractéristiques | Maquette | Fabriquant |
|--------|--|---|--------------------------------|-------------------------------------|
| | | 1 de 22 nF plastique, mylar, polyester, etc. | C280 | |
| | | 1 de 0,1 μ F plastique, mylar, polyester, etc. | C280 | |
| 5 | Chimiques | 1 de 22 μ F 10 à 15 V | | |
| 5 | Pot. ajustable P ₁ | 1 Pot. ajustable multitours (10 minimum) de 47 k Ω ou 50 k Ω | Bourns | Eurohm, Trimpot, Allen Bradley, etc |
| 5 | Condensateur ajustable | 1 condensateur ajustable 6/60 pF pour circuit imprimé | - | - |
| 5 | Divers | 3 supports CI à 16 broches 4 supports CI à 14 broches | - | - |
| 17 | Toutes les résistances | 1/4 W couches de carbone 5 % 1 de 100 Ω 1 de 1 k Ω 2 de 1,2 k Ω 1 de 2,7 k Ω 1 de 4,7 k Ω 5 de 10 k Ω 2 de 15 k Ω 1 de 22 k Ω | - | - |
| | | 1 de 27 k Ω 1 de 150 k Ω 2 de 220 k Ω 1 de 10 M Ω | | |
| 17 | Condensateurs | 1 de 1 μ F plastique, mylar, polyester, etc. * 1 de 68 μ F 35 V au tantale liquide | C280 LTT | - LTT, Spague |
| 17 | Divers | 1 support CI à 14 broches 1 support CI à 8 broches | - | - |
| 21 | Toutes les résistances sauf R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₆ et R ₇ | 1/4 W couches de carbone 5 % 2 de 470 Ω 2 de 1000 Ω 2 de 5,6 k Ω 1 de 12 k Ω 2 de 1 M Ω | - | - |
| 21 | R ₆ et R ₇ | 1/4 W 5 % voir mise au point | 4,7 k Ω -4,7 k Ω | |
| 21 | R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₅ | * 1/4 W couches métalliques 1 % 10 k Ω | Sovcor | Sovcor, Sfemice |
| 21 | Condensateurs | * 1 de 0,47 μ F 25 V tantale sec | - | - |
| | C ₁ et C ₂ | 1 de 5 μ F 15 V (ou 4,7 μ F) * 2 de 5 μ F 15 V (ou 4,7 μ F) 2 de 10 μ F 15 V 1 de 22 μ F 15 V | - - - - | - - - - |
| 21 | Pot. ajustables | 2 pot. ajustables au carbone pour CI, des pas de 2,54 mm ; par exemple : RTC PAC10 1 de 470 Ω 1 de 1 k Ω | RTC PAC10 | |

lent et nous avons plusieurs appareils ayant une telle face avant.

— La solution de la face avant en alu photogravé ; le cachet obtenu est professionnel ; malheureusement c'est une méthode chère et difficile à mettre en œuvre ; les magasins se chargeant d'une telle réalisation étant peu nombreux.

— La méthode que nous avons employée sur notre maquette et qui donne, comme on peut en juger sur les photos, de bons résultats.

Nous n'étudierons pas la méthode photogravure ; les amateurs intéressés trouveront tous les renseignements chez leur détaillant spécialisé. Nous n'allons pas non plus nous étendre sur le procédé papier à dessin noir plus encre de chine blanche, les lecteurs intéressés peuvent se reporter à un article de M. Thobois pour cela. Nous allons décrire la méthode que nous avons employée.

Il faut tout d'abord se procurer dans un magasin spécialisé en bricolage une plaque d'aluminium dit « anodisé », c'est-à-dire finement rayée longitudinalement de dimensions légèrement supérieures à celles de la face avant (personnellement, nous avons trouvé de telles plaques chez un ferrailleur à un prix plus qu'avantageux !). On colle sur une face de la plaque une généreuse couche de ruban adhésif épais ; ce côté, ainsi protégé, deviendra la véritable face avant. On découpe ensuite la plaque aux dimensions exactes de la face avant du boîtier réalisé et on perce, avec la plus grande précision, les trous nécessaires.

Une solution simple consiste à commencer par les trous de 10 des commutateurs ; une fois ceux-ci réalisés, on visse les commutateurs ce qui permet de maintenir les plaques l'une contre l'autre et d'ajuster ainsi parfaitement tous les autres trous avec une lime et un peu de patience. Quand ce travail fastidieux est terminé, on décolle

soigneusement le ruban adhésif et on procède au marquage des inscriptions ; pour cela on utilise des lettres transfert à sec (Letraset, Decady ou autres) de la taille adéquate. On pulvérise ensuite plusieurs couches de vernis protecteur ; ce dernier étant vendu en bombe aérosol sous la même marque que les lettres transfert. Une fois que l'ensemble est sec et bien verni (3 ou 4 couches sont un minimum). On procède au montage des éléments de la face avant ; la plaque décor ainsi réalisée étant uniquement fixée grâce à ces derniers ; on prendra soin d'intercaler entre la plaque décor et le boîtier un morceau de rodhoïd rouge devant la fenêtre des afficheurs (nous l'avons découpé dans un intercalaire en plastique pour classeur !). Si toutes nos instructions ont bien été suivies, chacun doit posséder maintenant un boîtier n'ayant rien à envier aux réalisations commerciales ; cependant avant de commencer l'électronique proprement dite nous allons faire une remarque élémentaire : les lettres transfert étant d'un emploi assez délicat quand on manque d'habitude, il est conseillé de sacrifier une planche afin de s'exercer un peu ; en effet, il est très difficile de gratter une lettre mal mise sur de l'alu anodisé.

F - LES CIRCUITS IMPRIMÉS

Dans une louable intention de simplicité de réalisation nous n'avons fait que des circuits simple face ; ceci nous vaut évidemment quelques straps mais la commodité de réalisation fait vite oublier ce détail. Tous les circuits sont en verre époxy sauf celui de l'alimentation pour lequel la bakélite est largement suffisante ainsi que pour le circuit de blindage représenté à la figure 29. Ce dernier est constitué de deux morceaux de bakélite cuivrée découpés aux dimen-

sions indiquées et soudés perpendiculairement entre eux.

Le dessin des circuits est donné à l'échelle 1 et tous les composants sont disposés selon le pas normalisé de 2,54 mm. Chacun procédera

comme il en a l'habitude pour faire ces circuits ; personnellement nous utilisons un feutre spécial (en vente chez tous les revendeurs radio) et du perchlore de fer dilué à 50 % d'eau (c'est en effet à une telle

concentration que l'attaque est la plus rapide contrairement à une vieille croyance qui veut que l'emploi du perchlore soit le seul valable), le résultat est plus que satisfaisant. Une autre solution

TABLEAU 3c

| Figure | Repère | Caractéristiques | Maquette | Fabriquant |
|--------|---|---|--|---------------------------------|
| 21 | Divers | 1 support CI à 8 broches | | |
| 24 | Résistances | 1/4 W couches de carbone 5 % 1 de 150 Ω 1 de 470 Ω 1 de 1,2 k Ω 1/4 W couches métalliques 2 % 1 de 1 k Ω 1 de 4,7 k Ω | | |
| 24 | Condensateurs | 1 de 0,22 μ F 400 V plastique, mylar, etc. * 1 de 1 μ F 25 V tantale sec | C296 | |
| 24 | Pot. ajustables | 1 pot. ajustable multitours (10 minimum) de 1 k Ω | Bourns | Eurohm, Trimpt Allen Bradley |
| 24 | R _e , R ₁ , R ₂ , Sh ₁ à Sh ₅ , R _{g1} à R _{g6} | Voir texte et tabl. spécial | | |
| 24 | Divers | 1 support CI à 8 broches 1 contacteur rotatif 2 galettes de chacune, 2 circuits 6 positions 1 contacteur rotatif 2 galettes de chacune 2 circuits 6 positions | Jeanrenaud Jeanrenaud | |
| 25 | Résistances sauf R ₁ et R ₂ R ₁ et R ₂ | 1/4 W couches de carbone 5 % 1 de 680 Ω 2 de 1 k Ω 1/2 W couches de carbone, voir mise au point | | |
| 25 | Condensateurs | 3 de 47 nF plastique, mylar, polyester 1 de 10 μ F 15 V 1 de 22 μ F 10 V 4 de 22 μ F 15 V 2 de 220 μ F 25 V 1 de 470 μ F 10 V 2 de 1000 μ F 25 V | C280 | |
| 25 | Divers Pièces sur châssis | Transformateur, voir texte 1 embase DIN châssis 5 broches * 1 embase BNC châssis 2 douilles châssis pour fiches bananes \varnothing 4 mm 1 interrupteur 1 circuit 2 positions (M/A) 2 fusibles sous tube verre 20 mm 1 de 3 A, 1 de 250 mA 2 porte-fusibles pour ci-dessus 1 passe-fil de 8 mm de \varnothing 2 boutons avec index circuits imprimés, fils, vissoire etc. | Radiall Radiall Radiall Crouzet Mfour Stockli | |

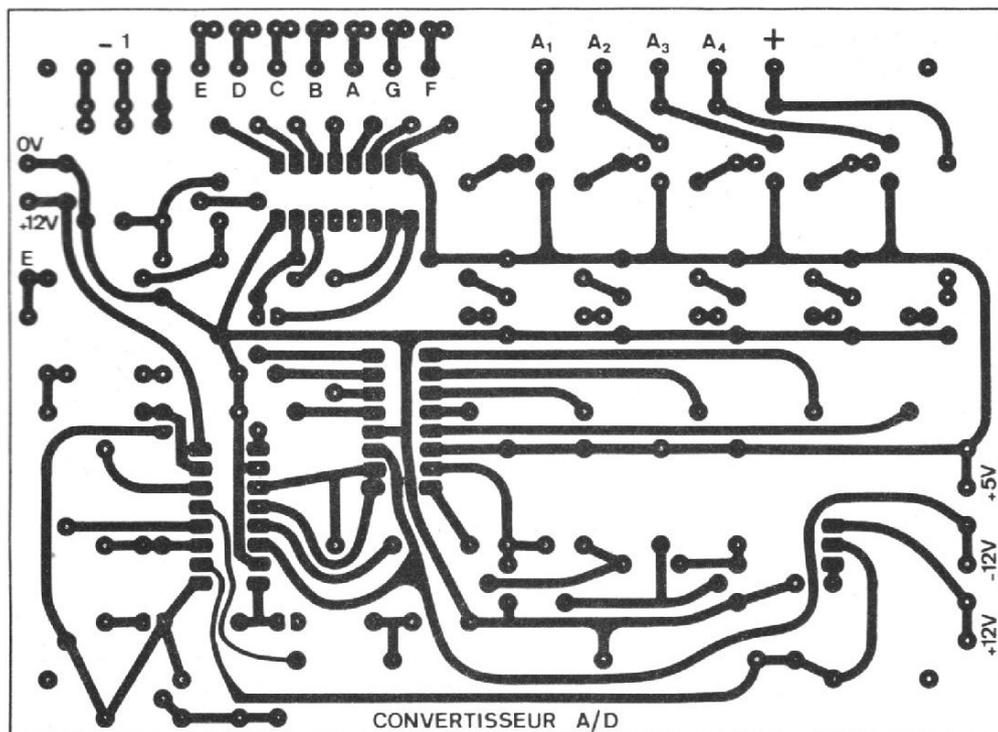


Fig. 30. - Circuit imprimé du convertisseur A/D (échelle 1).

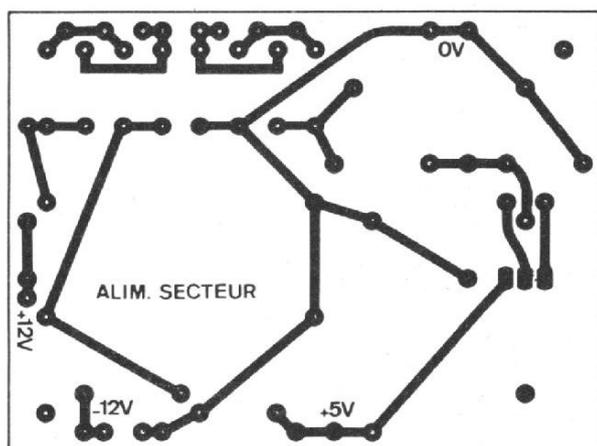


Fig. 31. - Circuit imprimé de l'alimentation (échelle 1).

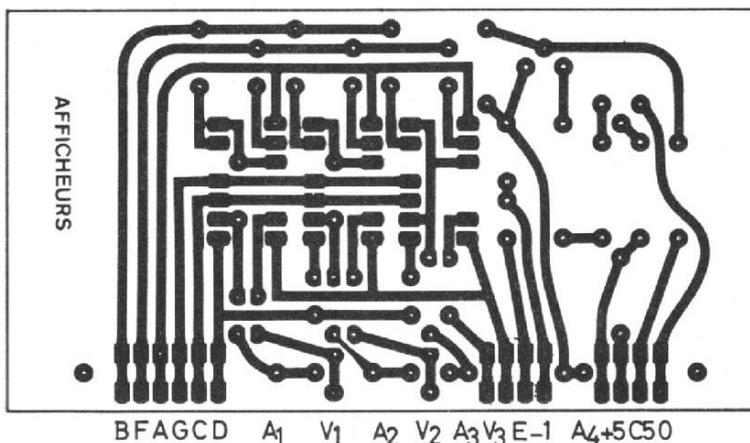


Fig. 32. - Circuit imprimé des afficheurs (échelle 1).

consiste à employer du vernis à angle (de mauvaise qualité de préférence) et de l'acide nitrique ; l'attaque peut être beaucoup plus rapide qu'avec le système perchlo plus feutre. Quelle que soit la méthode choisie, on veillera à respecter le tracé d'aussi près que possible et on essaiera de ne pas faire d'erreurs, il vaut mieux passer une demi-heure à vérifier un circuit que cinq heures à essayer de faire marcher le voltmètre ; qu'on se le dise ! Tous les trous seront percés à 1 mm quitte à en agrandir quelques-uns par la suite. On percera également les trous de fixation et on s'assurera de la superposition possible des circuits convertisseurs et fonctions ; on vérifiera aussi que le circuit afficheur peut, à l'aide de deux petites équerres, se monter sur le circuit convertisseur comme le montrent les photographies. Les amateurs n'ayant pu se procurer, pour diverses raisons, les mêmes composants que ceux utilisés sur la maquette, devront avant de dessiner les circuits, vérifier que leurs composants peuvent se monter et, dans le cas contraire, modifieront en conséquence le tracé aux endroits concernés ; pour cela ils pourront s'aider des schémas théoriques et des plans d'implantation des composants. Ceci nous conduit à faire la remarque fondamentale suivante :

— bien que le schéma du circuit imprimé soit donné, nous conseillons fortement aux réalisateurs de redessiner à l'aide des plans théoriques ce circuit imprimé, afin de le comprendre parfaitement et de ne pas faire d'erreurs grossières lors de la mise en place des composants ; de plus en cas de panne ou de difficulté de mise au point le travail s'en trouve grandement facilité.

Maintenant que nous sommes en possession de nos circuits et avant d'y monter les composants nous allons étudier la réalisation du transformateur qui, comme nous allons le voir, ne pose aucun problème particulier.

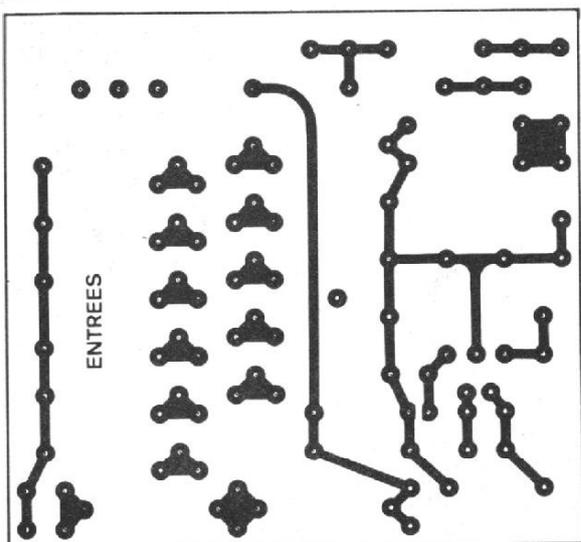


Fig. 33. - Circuit imprimé d'entrée (échelle 1).

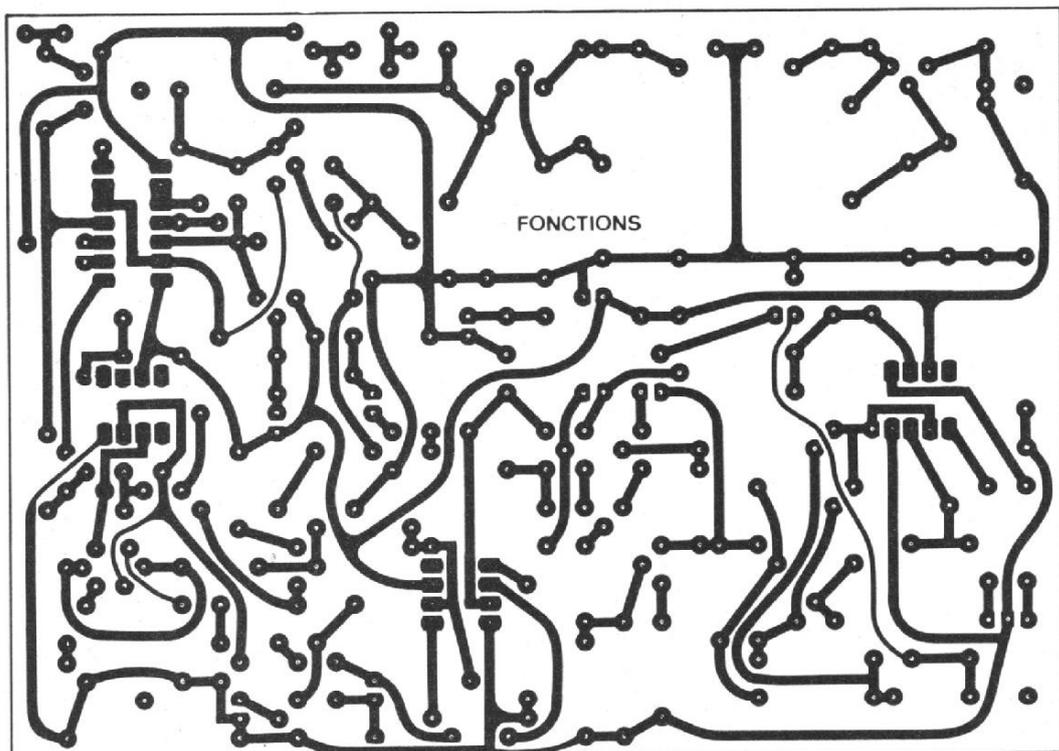


Fig. 34. - Circuit imprimé de fonctions (échelle 1).

G - RÉALISATION DU TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

Deux solutions sont possibles : la première consiste à récupérer un transfo sur un

appareil à lampes ; la seconde consiste à modifier un transfo du commerce ; nous allons décrire les deux systèmes en faisant toutefois remarquer que la seconde solution est vivement conseillée aux amateurs peu expérimentés.

RECUPERATION D'UN TRANSFO SUR UN APPAREIL A LAMPES :

Il faut se procurer un transfo dont les tôles fassent environ 45 mm sur 55 mm et dont la section du noyau soit de 2 cm² minimum. On enlève

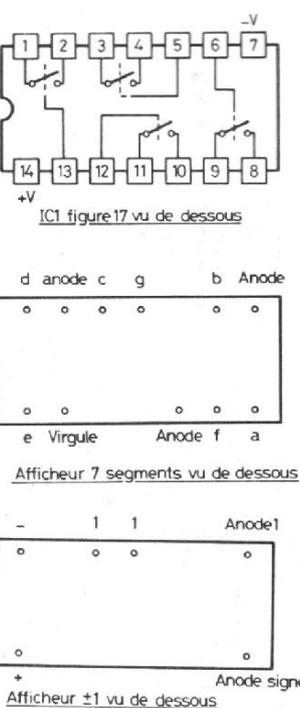
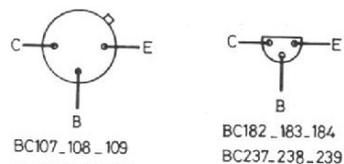
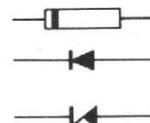


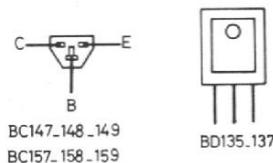
Fig. 35. - Brochage des semi-conducteurs utilisés.



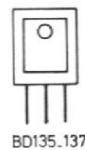
BC107_108_109
2N2222_2N2219
2N2905_2N2907
BC177_178_179
BCY72_71_70



Diodes et diodes zeners



BC147_148_149
BC157_158_159



BD135_137

alors tous les enroulements en évitant de récupérer le fil dont l'émail risquerait d'être déféctueux. Ensuite, on bobine aussi bien que possible, et en interposant toutes les deux couches une couche de papier raffiné :

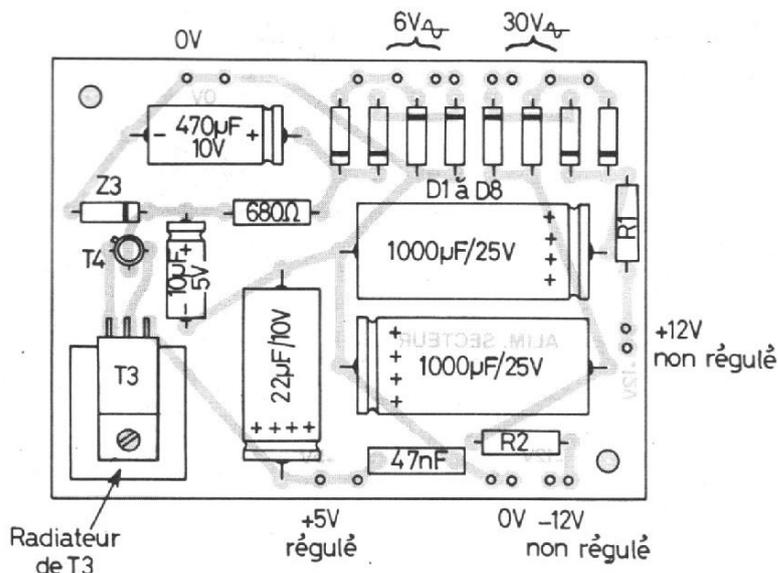


Fig. 36. - Implantation des composants de l'alimentation.

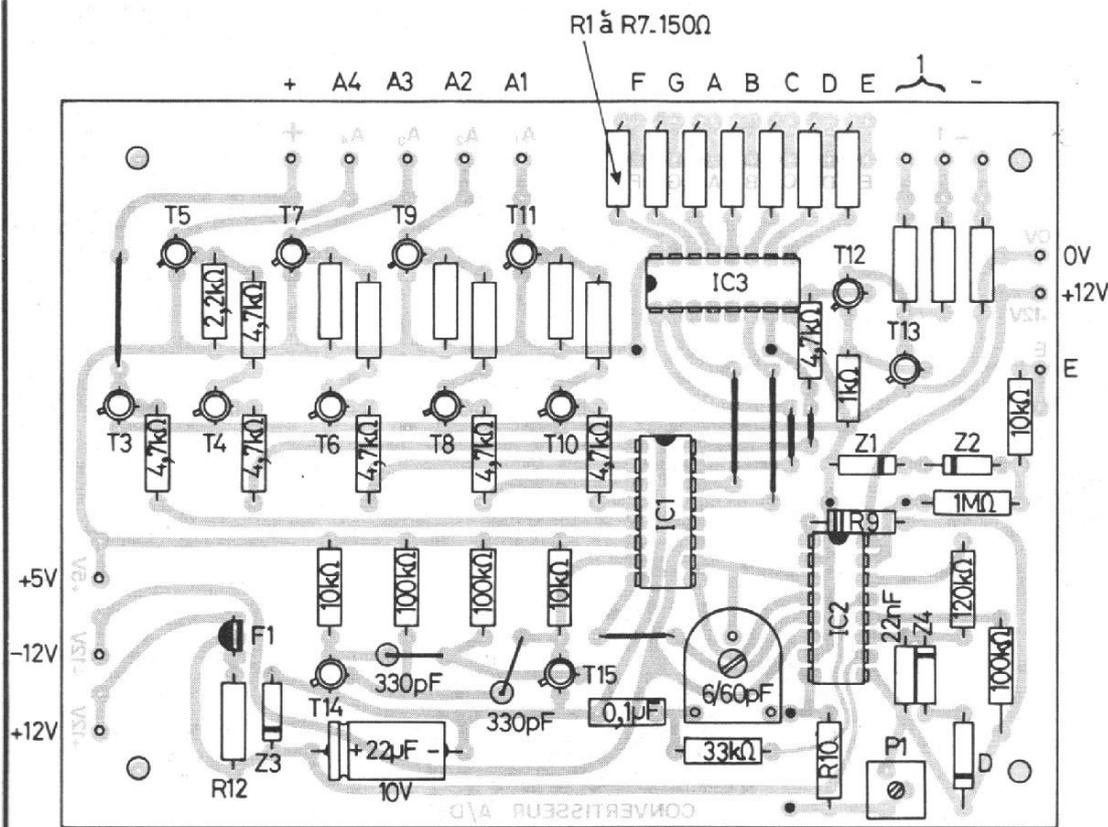


Fig. 37. - Implantation des composants du convertisseur A/D.

- 1650 spires de fil émaillé de 10/100 de millimètre de diamètre ; on réalise ainsi le demi primaire 0-100 V ;
- 1650 spires de fil émaillé de 10/100 de millimètre de diamètre ; on réalise ainsi le second demi primaire 110-220 V.

On entoure le tout d'une

couche de ruban adhésif plastique et on commence le bobinage du secondaire qui comporte dans l'ordre :

- un enroulement de 270 spires de fil de 20/100 de millimètre de diamètre sans aucun papier isolant ; ceci constitue un demi secondaire 15 V ;

- un enroulement de 270 spires de fil de 20/100 de millimètre de diamètre sans aucun papier isolant ; ceci constitue le deuxième demi-secondaire 15 V ;
- une couche de papier paraffiné ;
- un enroulement de 120 spires de fil de 30/100 de mil-

limètre de diamètre sans aucun papier isolant ; ceci constitue l'enroulement 6 V.

On remonte ensuite les tôles en les croisant. Après avoir convenablement dénudé les fils émaillés et s'être assuré de la continuité ohmique des enroulements, on peut essayer le transformateur en le branchant sur le secteur ; on doit mesurer au secondaire et à vide :

- 2 x 17 V + ou - 10 %.
- 8 V + ou - 10 %.

Ceci pour un secteur de 220 V. On peut alors laisser le transfo branché une ou deux heures ; il ne doit pas tiédir ou très peu ; si ces essais sont concluants on pourra s'estimer satisfait.

MODIFICATION D'UN TRANSFO COMMERCIAL

Nous allons prendre l'exemple de notre maquette, chacun pouvant l'appliquer à son cas particulier. Il faut acheter un transfo de petite taille et de puissance de l'ordre de 5 W ; le primaire fera 110-220 V et le secondaire importe peu ; personnellement nous avons employé un transfo Rhapsodie 6,3 V - 1 A au secondaire. Voici chronologiquement quelles sont les opérations à effectuer :

- On débobine le secondaire en comptant soigneusement le nombre de tours ; on calcule ainsi le nombre de spires par volt en divisant le nombre de tours trouvé par la tension secondaire, soit n ce nombre.
- On bobine dans l'emplacement ainsi dégagé :
- 18 x n spires de fil de 20/100 de millimètre ; ce sera le demi secondaire 15 V ;
- 18 x n spires de fil de 20/100 de millimètre ; ce sera le deuxième demi secondaire 15 V ;
- 8 x n spires de fil de 30/100 de millimètre ; ce sera le bobinage 6 V.
- On remonte soigneusement les tôles (ne pas s'inquiéter si on ne peut les remettre toutes ; il peut en rester 1 ou 2 sur la table).
- Après avoir dénudé le fil émaillé on passe aux essais

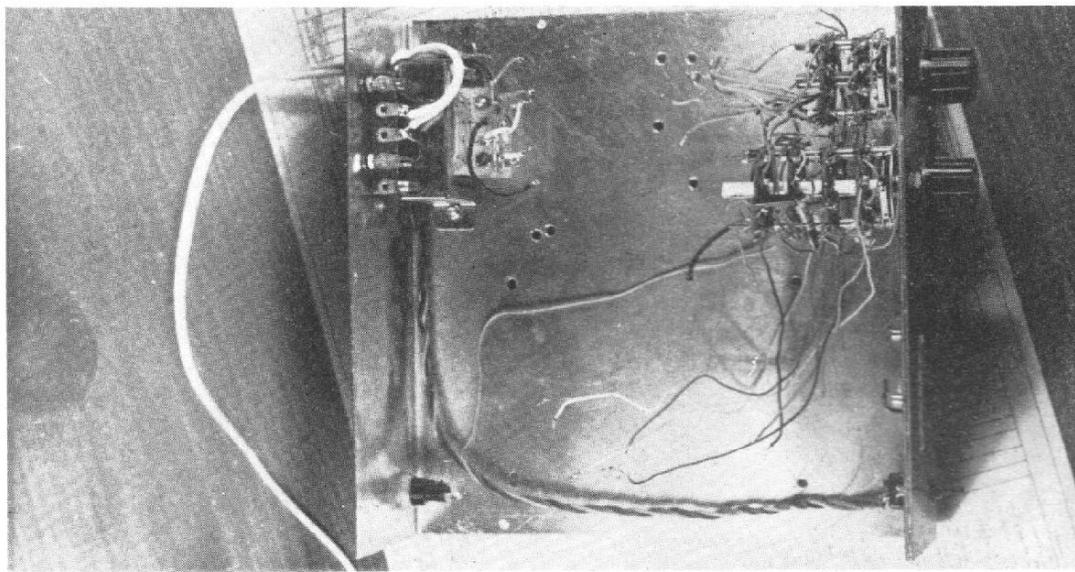


Photo 1. - Vue de dessus du châssis équipé de son transformateur.

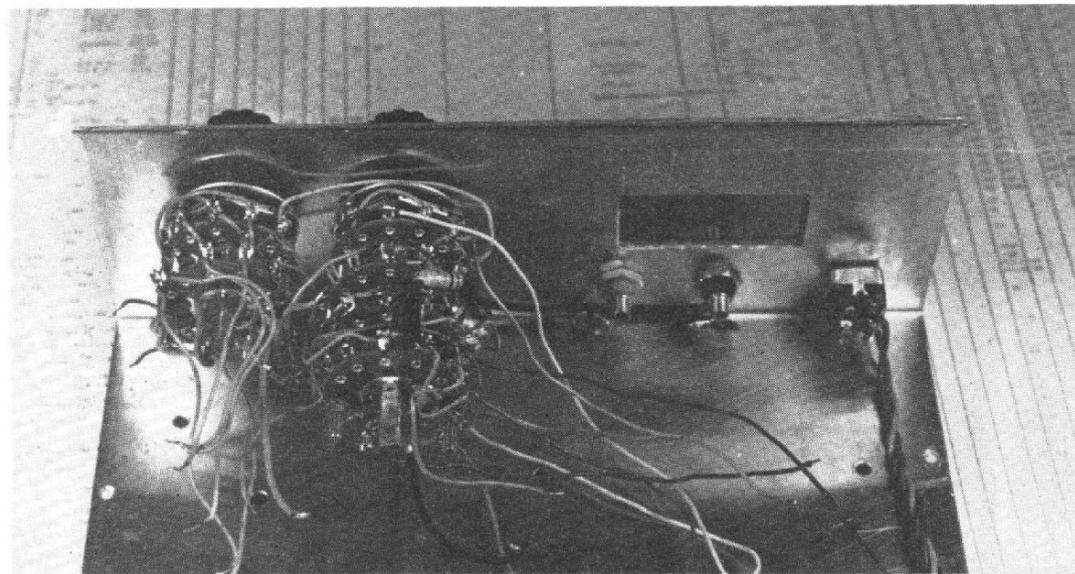


Photo 2. - La face avant vue de derrière ; on distingue à peine la présence de la plaque décor.

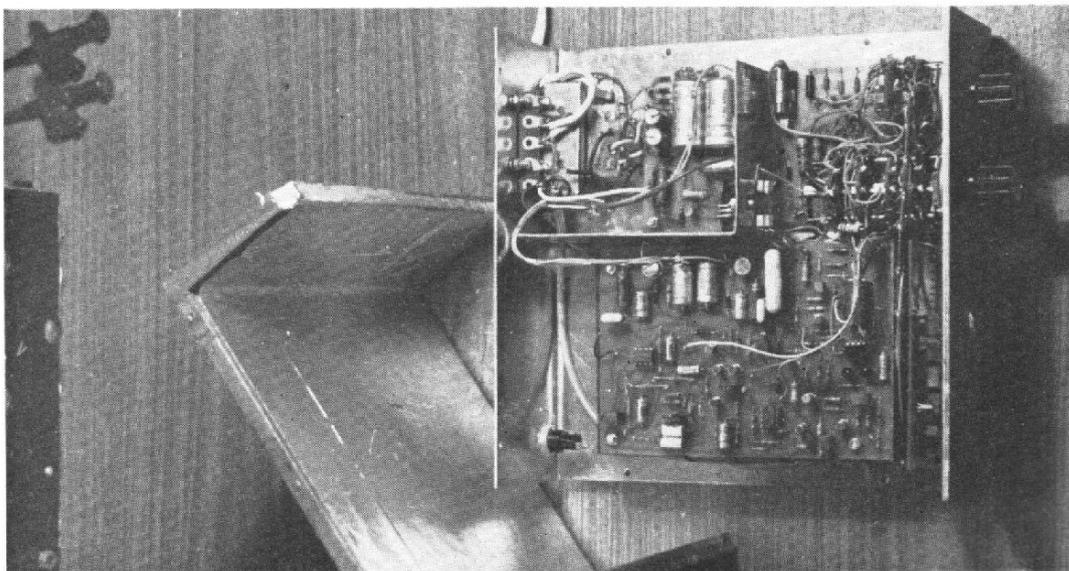


Photo 3. - Sur cette vue de l'appareil complet on distingue bien le capot muni de sa feuille d'aluminium ménager.

décrits précédemment et auxquels nous prions les lecteurs de se reporter.

Pour ceux que ces opérations, très simples au demeurant, rebutent, il ne reste plus qu'à essayer de trouver un modèle convenable chez les revendeurs spécialisés, ou alors une personne qui accepte de le leur bobiner.

H - MONTAGE DES COMPOSANTS SUR LES CIRCUITS

Pour éviter les déboires nous vous conseillons fortement de suivre nos indications ; le montage dans l'ordre indiqué permettant des tests de fonctionnement à chaque étage de la réalisation.

La figure 35 donne le brochage de tous les semi-conducteurs utilisés (celui des LD110 et 111 a été donné en figure 2 dans la première partie) et on pourra s'y reporter en cas de doute. Les transistors doubles et les effets de champ n'y figurent pas car il existe autant de brochages que de fabricants ; il faudra donc se faire préciser ces derniers par son vendeur lors de l'achat de ces pièces.

On commencera la construction par le montage de l'alimentation ; l'implantation des composants est donnée en figure 36 et se passe de commentaire. Le transistor T_3 est vissé sous isolant sur un radiateur constitué d'un petit u en aluminium dont les dimensions sont peu critiques. Les résistances R_1 et R_2 , de valeur pour le moment inconnue, ne seront pas mises en place. On fera bien attention au sens des diodes et des chimiques.

Pour effectuer les connexions entre le circuit imprimé et son environnement, nous utilisons, comme on peut le voir sur certaines photos en gros plan, pour chaque sortie, une boucle constituée d'un u renversé en fil rigide ce qui permet de souder les fils sur le circuit (et non pas

dessous) et autorise ainsi un montage et un démontage facile. Bien évidemment ce procédé s'applique à tous les circuits de cette réalisation.

Une fois le module alimentation câblé ; on le branchera sur le transformateur (le point milieu du 2 x 15 V étant raccordé au 0 V du CI et les deux extrémités à l'emplacement marqué 30 V). On mesurera à l'aide d'un contrôleur universel que l'on obtient environ 25 V sur les chimiques de 1000 μ F 25 V tandis qu'on a, entre 4,7 et 5,3 V, sur la sortie 5 V régulée. Un mauvais fonctionnement de ce module ne peut provenir que d'un composant défectueux ou d'une mauvaise soudure (se méfier également des transfos ne donnant pas les tensions demandées !). Nous pouvons passer à l'étape suivante qui est le câblage du circuit du convertisseur. On commencera par étudier soigneusement l'implantation des composants donnée à la figure 37 ce qui conduira à faire les remarques suivantes par rapport au schéma de la figure 5 donnée précédemment :

— Les valeurs des résistances de base de T_{14} et T_{15} sont passées de 180 k Ω à 100 k Ω , ceci pour augmenter le nombre de mesures par seconde.

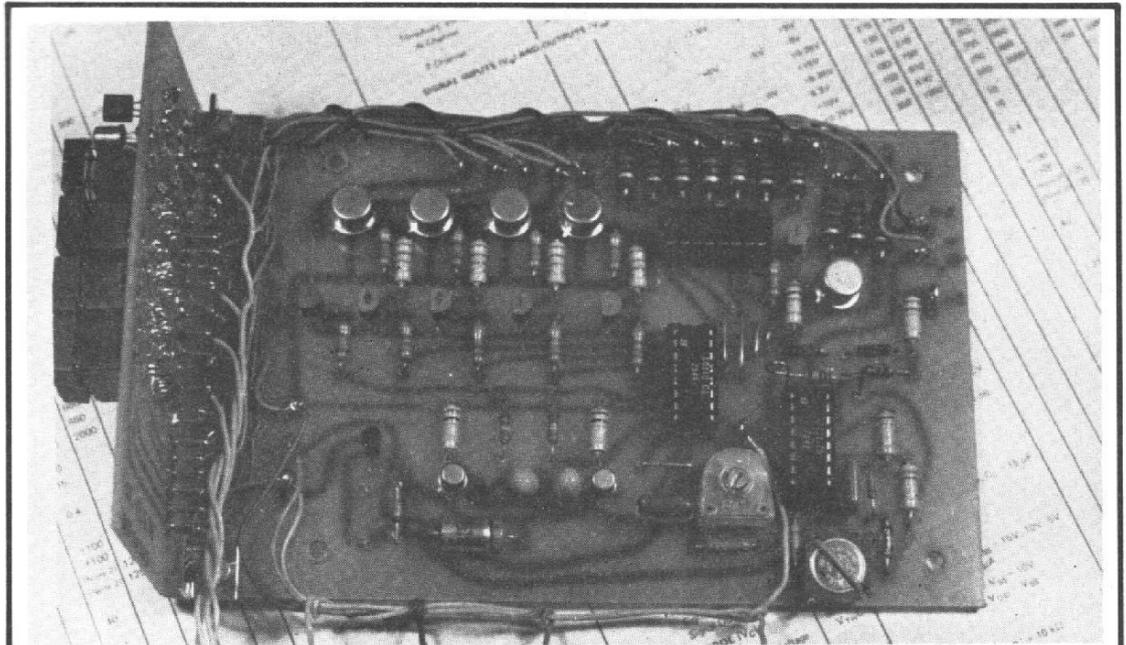


Photo 5. — Le circuit du convertisseur sur lequel on reconnaît aisément tous les composants.

— une diode D (genre 1N914 ou 1N4148) a été ajoutée en série avec Z_4 pour accroître la fiabilité du convertisseur proprement dit IC_2 .

D'autre part on s'assurera que le modèle de potentiomètre que l'on se sera procuré pour P_1 peut effectivement se monter ; on procédera alors à la mise en place, dans l'ordre, des composants ; on montera d'abord les straps en fil nu ainsi que les « cavaliers » de raccordement, ensuite ce sera

le tour des résistances, des supports de circuits intégrés, des condensateurs ; les semi-conducteurs viendront évidemment en dernier dans l'ordre diode, transistors, circuits intégrés. Ce module étant terminé, on vérifiera soigneusement les soudures, l'absence de ponts entre les banches des circuits intégrés ainsi que l'orientation correcte des semi-conducteurs et des chimiques.

Ceci étant fait, nous allons

déterminer la valeur de R_{12} ; pour cela, connecter au point + 12 V situé à côté du - 12 V une tension de l'ordre de 12 V provenant d'une alimentation stabilisée ou de plusieurs piles. Désolder une patte de la diode zener Z_3 et intercaler en série dans cette connexion un milliampèremètre. Essayer alors plusieurs valeurs pour R_{12} jusqu'à ce que le milli indique 5 mA (on peut aller jusqu'au court-circuit comme ce fut le cas dans la maquette), souder la bonne résistance en place et rebrancher la zener. Si, même pour $R_{12} = 0 \Omega$ le courant n'atteignait pas 5 mA il ne resterait plus qu'à remplacer F_1 par un autre (ceci ne veut pas dire pour autant que ce dernier soit mauvais mais seulement qu'une de ses caractéristiques ne convient pas ici).

Ce travail étant terminé, débrancher l'alimentation de sur le module.

Le mois prochain nous terminerons le montage des modules ; nous effectuerons le câblage et la mise au point définitive ; nous montrerons également comment réaliser des résistances de précision à moindre frais.

(à suivre)

C. TAVERNIER

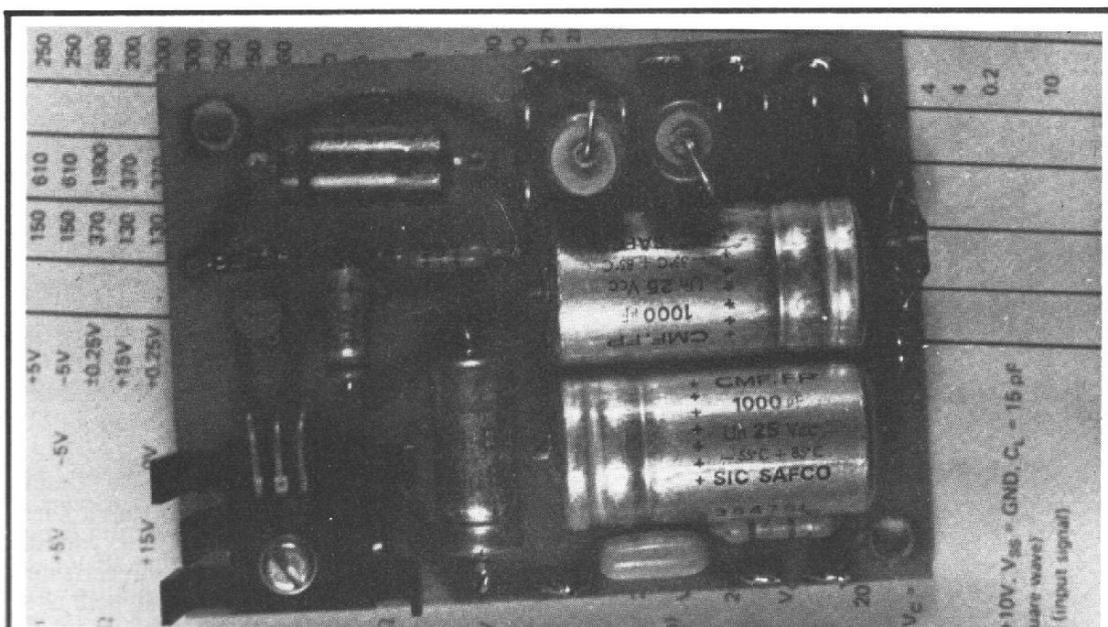


Photo 4. — Gros plan sur l'alimentation (remarque : notre transfo étant un peu faible, nous avons montré un doubleur de tension sur le 6 V ce qui explique la présence des chimiques verticaux au milieu des diodes).

réalisez...



une chambre d'écho

2^e PARTIE (voir N° 1587)

RÉALISATION

LA réalisation commence par la fabrication des circuits imprimés suivant la méthode que vous préférez. Pour le circuit imprimé de la ligne à retard, on s'arrangera pour avoir un plan de masse couvrant la quasi totalité du circuit. Pour ce circuit, il est donc intéressant de faire appel à la technique anglaise, on laisse un espace isolant entre les conducteurs. Pour les autres circuits, on pourra aussi utiliser cette méthode.

Le circuit imprimé de la ligne à retard doit être complété par des liaisons qu'il faut établir par fil entre les sorties des lignes à retard et les entrées des lignes suivantes. On utilisera pour cela un fil émaillé thermo-soudable ou un fil isolant traditionnel.

Le circuit imprimé et le câblage sont représentés sur les figures 11 à 16. Les condensateurs sont des modèles tubulaires à sortie parallèle, on pourra utiliser des

condensateurs au tantale par exemple. Les circuits intégrés sont en boîtier plastique et sont soudés directement sur le circuit imprimé. Les circuits en boîtier céramique pour les lignes à retard sont montés sur des supports. Les circuits intégrés SAD 1024 doivent être manipulés avec les précautions indispensables pour éviter la production d'électricité statique nuisible à ce genre de semi-conducteurs de type MOS.

Les circuits seront fixés dans le coffret soit par des pièces de matière plastique soit par des bandes de matière plastique autocollantes double face (scotch).

La disposition des prises et des commutateurs sera laissée à votre choix, nous avons adopté la nôtre en fonction du coffret dont nous disposions. Nous ne vous dicterons pas de choix pour ce coffret, sa face avant mesure 14,5 cm de large et a une hauteur de 7 cm alors

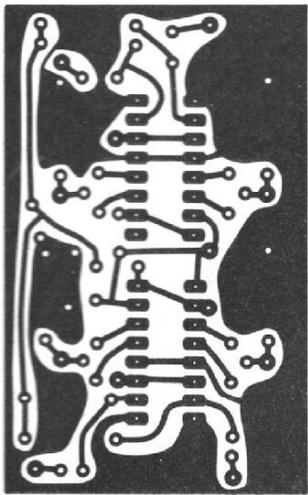


Fig. 11. - Circuit imprimé du module de la ligne à retard.

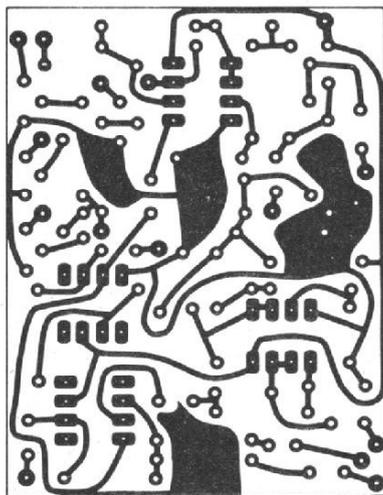


Fig. 13. - Circuit imprimé du module de mélange etc.

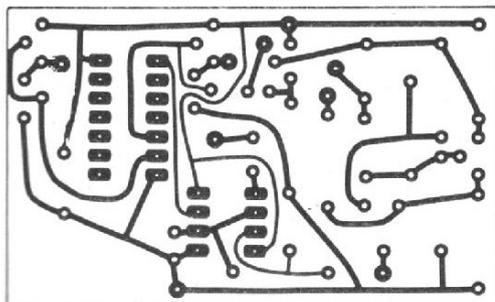


Fig. 15. - Circuit imprimé de l'horloge interne.

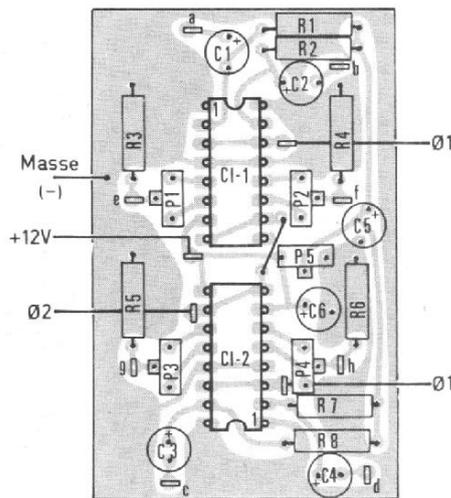


Fig. 12. - Implantation de la ligne à retard.

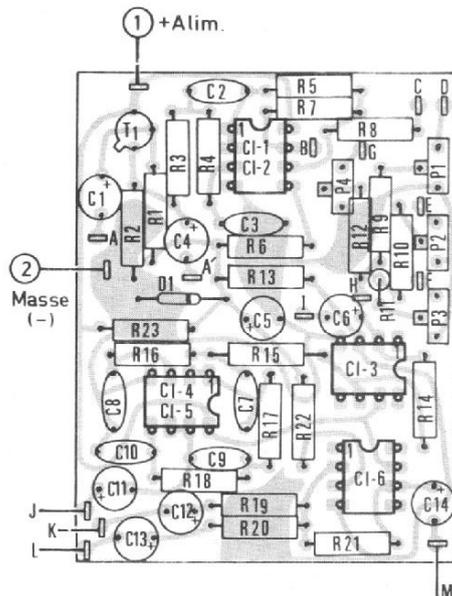


Fig. 14. - Implantation du module de mélange.

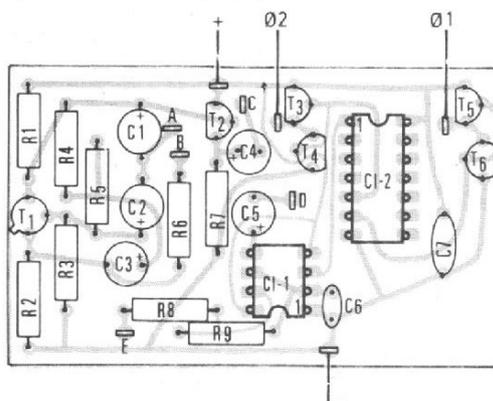


Fig. 16. - Implantation des composants du module d'horloge.

que la profondeur totale est de 14 cm. Ces coffrets entrent d'ailleurs pour une grande part dans le prix de revient de l'appareil terminé.

Les commutateurs que nous avons utilisés proviennent du démontage d'un appareil HiFi japonais, pas question donc d'en trouver de semblable sur le marché. On pourra utiliser pour la commutation des circuits d'écho des interrupteurs simples à glissière ou à levier, l'essentiel est d'assurer la fonction. Pour la commutation écho/réverb., ce sera un double inverseur.

Les prises d'entrée et de sortie sont ici des jacks, ce sont en effet des prises d'une grande robustesse, utilisées très souvent dans le domaine de la musique.

Là encore, si vous ne trouvez pas de type de prises, remplacez les par un autre modèle ou tout simplement par des douilles qui recevront des fiches bananes.

Nous avons installé en parallèle sur l'alimentation un voyant à diode électroluminescente qui signale qu'il y a effectivement une tension à la sortie de l'alimentation continue. (Non figuré sur les schémas).

Pour la disposition générale, vous pourrez si vous le désirez, vous inspirer de la disposition que nous avons adoptée.

Les liaisons internes se feront de préférence par câbles blindés, ces câbles doivent avoir leur blindage réuni à la masse d'un seul côté. Les liaisons avec le potentiomètre de réglage de fréquence d'horloge et avec les potentiomètres TBF se font par des fils normaux isolés et non blindés.

Il n'y a pas vraiment de difficulté majeure dans la réalisation de cet appareil qui doit, sauf erreur de câblage, fonctionner du premier coup. Pour optimiser le fonctionnement, il y a quelques réglages à faire, quelques réglages que nous allons aborder de suite.

LES RÉGLAGES

Il n'y a sur ce montage que huit potentiomètres ajustables, quatre pour les lignes à retard, quatre pour la réverbération. Les potentiomètres de réverbération seront ajustés pour avoir une réponse, un effet, auditivement agréable. Pour ce faire, nous vous conseillons de placer le curseur du potentiomètre P_4 du module de retard le plus haut possible, de façon à ce qu'il donne un signal important (à la limite, on pourrait supprimer ce potentiomètre et mettre la résistance R_{12} directement au point G. On ajuste alors le niveau des autres sorties pour obtenir l'effet souhaité. Le réglage de l'horloge permet de modifier également la coloration de l'effet. Le signal réinjecté à l'entrée du circuit se retrouve en phase avec certaines fréquences, il y a alors prédominance de cette fréquence à la sortie, ce qui contribue à créer cette coloration.

Comme nous l'avons déjà mentionné, nous pourrions aussi jouer sur la valeur de la résistance de $390\text{ k}\Omega$ pour modifier la durée de la réverbération. Cette résistance peut fort bien être remplacée par un potentiomètre ajustable en série avec une résistance de $220\text{ k}\Omega$ la valeur de $220\text{ k}\Omega$ correspond à la valeur minimale, la valeur qui correspond approximativement au fonctionnement en oscillateur du montage.

Le réglage des potentiomètres de la ligne à retard peut se faire à l'oreille. Ces potentiomètres règlent l'écart entre les tensions de sortie des deux éléments de sortie de la ligne à retard. Si les niveaux ne sont pas les mêmes, nous aurons une composante parasite dont la fréquence sera celle de la fréquence d'échantillonnage et qui produira un bruit de fond audible pour les basses fréquences d'horloge, c'est-à-dire pour les retards de longue durée.

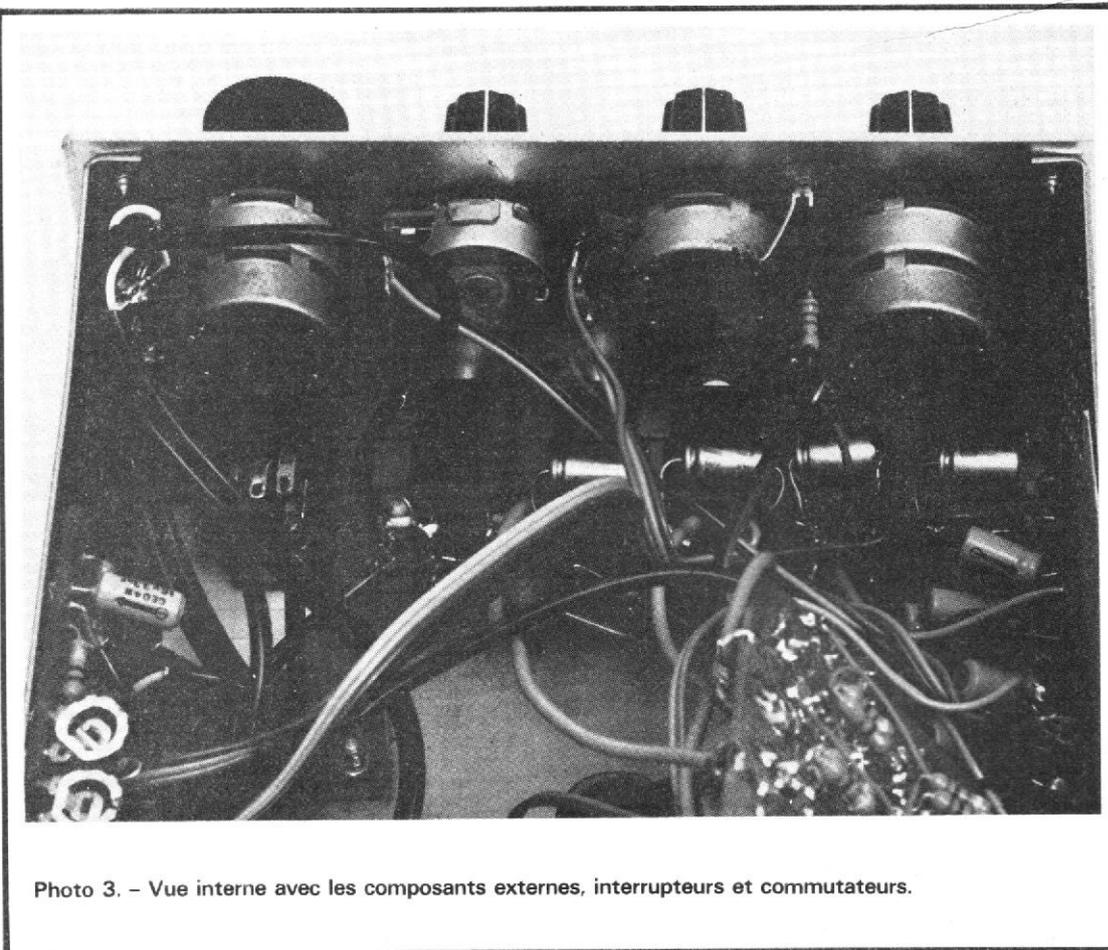


Photo 3. - Vue interne avec les composants externes, interrupteurs et commutateurs.

Pour le réglage à l'oreille, on mettra temporairement en série avec le potentiomètre d'horloge une résistance de $470\text{ k}\Omega$ qui abaissera la fréquence d'horloge. Si on branche un casque de $600\ \Omega$ en sortie de l'appareil, on entendra cette horloge. En plaçant successivement tous les interrupteurs en position pour mettre en service les éléments de la ligne à retard, on entendra le sifflement dû à l'horloge. La manipulation de réglage consistera donc à régler les potentiomètres pour éliminer le bruit de l'horloge. Ce réglage se fait sans qu'il y ait de signal appliqué à l'entrée du circuit.

Si on dispose d'un oscilloscope, on se reportera à la figure 18. Il n'y a pas besoin de modifier dans ce cas la fréquence d'horloge. Sur la figure 18a, nous avons l'image recueillie sur l'écran de l'oscilloscope (les échelles non représentées ici sont fonction de la fréquence de l'horloge et du réglage de gain de l'ampli-

ificateur vertical de l'oscillo. En agissant sur les potentiomètres de chaque ligne, et en assurant la commutation successive de chaque ligne à retard, on s'arrangera pour que le trait soit continu.

Ceci termine la phase des réglages. On pourra aussi vérifier la sensibilité du système (environ 200 mV à l'entrée pour une tension de sortie de 0 dBm ($0,775\text{ V}$). Au-dessus de cette tension, il y a saturation des lignes à retard. On pourra aussi vérifier la tension de repos des sorties, elle doit être située, pour tous les amplificateurs opérationnels aux environs de la moitié de la tension d'alimentation. Pour la ligne à retard, la tension de repos à l'entrée est de 4 V environ.

Voilà, c'est terminé, mais si vous voulez poursuivre encore plus loin vos recherches, ce que nous n'avons pas encore fait, ou alors si vous voulez améliorer les performances pour les adapter à vos appareils et instruments, il y a

encore quelques points à revoir, ce que nous allons examiner maintenant.

MODIFICATIONS ÉVENTUELLES

La sensibilité de cette chambre d'écho est de l'ordre de 200 mV . Pour traiter les instruments de musique qui délivrent un signal plus faible, on pourra adopter un préamplificateur servant à remonter la tension de sortie de l'instrument jusqu'aux 200 mV max que peuvent supporter les lignes à retard. On a intérêt en effet à augmenter au maximum le niveau de travail de ces lignes à retard. Ces composants sont générateurs de bruit de fond et leur multiplication fait que le bruit de sortie est assez élevé. Si on choisit un faible niveau de travail, le rapport entre le signal et le bruit sera faible. On aura donc intérêt à augmenter au maxi-

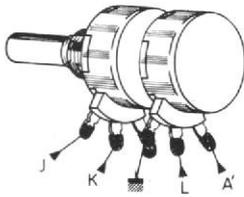


Fig. 17. - Câblage du potentiomètre de mélange direct/retard pour ajuster la balance.

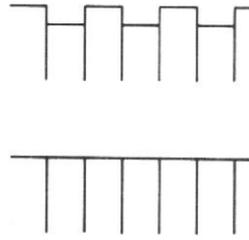


Fig. 18. - a) La tension de sortie des lignes à retard avant réglage des potentiomètres. b) après réglage, pour ces deux figures, aucun signal n'était présent à l'entrée.

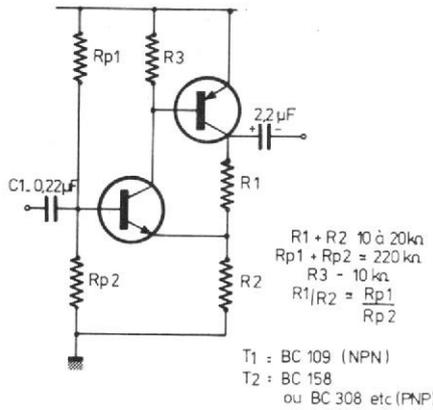


Fig. 19. - Schéma type de préamplificateur complémentaire.

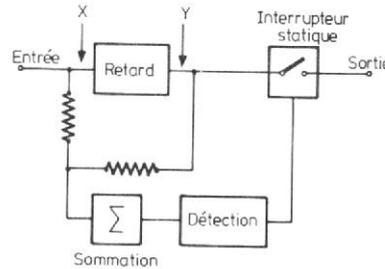


Fig. 20. - Principe de la porte de bruit, en X on peut installer un compresseur, en Y un expanseur.

mum l'écart entre la tension de travail et le bruit de fond (ce qui vous paraîtra sans doute évident). Nous ne vous proposerons pas de schéma particulier, mais vous donnerons, sur la figure 19 une idée de réalisation d'un préamplificateur simple.

C'est un préamplificateur composé à partir de deux transistors complémentaires, couplés directement l'un à l'autre. La polarisation est confiée à un pont dont les résistances seront ajustées pour que la tension du collecteur du transistor de sortie soit égale à la moitié de la tension d'alimentation. Le gain de l'étage est déterminé par le rapport entre les valeurs des résistances R_1 et R_2 .

Nous avons là une disposition de transistors telle que la tension de sortie se retrouve, au coefficient d'atténuation du

diviseur R_1/R_2 près sur l'émetteur de T_1 . Cette contre-réaction détermine le gain en tension de l'ampli. Ce montage peut d'ailleurs remplacer le premier transistor du circuit d'amplification ou être installé devant toute la chaîne.

Problème inverse, celui de la sortie. Nous avons, avec ce montage, un gain supérieur à 1 or beaucoup d'amplificateur ne demandent à leur entrée qu'une tension réduite. La réduction de tension est possible, il suffit d'installer un pont diviseur en sortie. La résistance totale du pont fera quelques milliers d'ohms et le rapport d'atténuation sera choisi en fonction de la sensibilité de l'entrée de l'instrument d'amplification.

Pour plus de simplicité, on mettra un potentiomètre de niveau de sortie après le condensateur de sortie du

montage. (sortie M). Le potentiomètre de balance règle le rapport entre le signal direct et le signal traité mais ne permet pas d'avoir de réglage de niveau à proprement parlé.

La réduction de bruit de fond peut être entreprise sur cet appareil. La première chose à faire est de comprimer le signal avant son entrée dans la chaîne d'amplification, à la sortie, il faudra faire l'opération inverse qui consiste à pratiquer une expansion. Le procédé est simple, évoqué comme il vient de l'être, mais pose en réalité pas mal de problèmes pratiques. Son prix de revient est justifié si la chambre d'écho est plus sophistiquée que celle-là. Un circuit intégré fabriqué par Exar permet de réaliser une compression et une expansion dans le rapport 1 à 2 qui nous intéresse, c'est un circuit assez

simple d'emploi, si on possède le schéma d'application du circuit intégré. Par contre, son inconvénient est de ne pas présenter une dynamique très étendue (60 dB environ).

Ce que l'on pourra faire également, c'est faire appel à une porte de bruit. Cette porte de bruit, c'est un interrupteur qui vient se placer en sortie de l'appareil et qui, en l'absence de signal d'entrée coupe tout bruit parasite. Ces bruits sont en effet gênants pendant le non fonctionnement car lorsque l'instrument joue, il masque le bruit. La figure 20 donne une idée de conception d'un tel système, l'interrupteur sera constitué par un transistor à effet de champ utilisé en résistance variable, on détecte à la sortie de la ligne à retard et à l'entrée, l'arrivée du signal, la détection à l'entrée permet d'ouvrir la porte avant l'arrivée du signal, la détection de sortie permet de conserver l'effet de réverbération après disparition du signal d'entrée. A vos fers à souder...

La ligne, à retard, ne tolère pas les surcharges, ces surcharges se traduisent par l'apparition d'une distorsion harmonique (harmoniques impaires désagréables). On pourra monter sur ce dispositif un indicateur de surcharge tel celui conçu par l'auteur et décrit dans le numéro de décembre 76 du « Haut-Parleur ».

Le montage pourra détecter les variations de niveau en divers endroits de la ligne à retard, ou du montage, l'allumage du rouge sera réglé pour le début de la saturation de la ligne à retard.

Une autre amélioration peut être apportée par la présence d'un correcteur de timbre, seulement, il faut étudier un correcteur de timbre dont l'action soit liée aux défauts de sonorité que l'on trouvera, c'est encore un problème d'appréciation personnelle.

Voilà, nous arrivons au dernier point, la dernière amélioration possible (on pourra toujours en trouver d'autres...).

Il s'agit de la réponse impulsionnelle de la chambre d'écho. Les attaques passent en général assez mal dans les chambres d'écho, elles excitent des résonances propres des circuits (ces résonances existent aussi avec les systèmes électroniques). L'élimination des transitoires est possible, il faut disposer de ce que l'on appelle un compresseur d'attaque. Ce compresseur s'installe à l'entrée de la ligne à retard, et chaque fois qu'il y a une attaque, même superposée à un signal, il y a une réduction de gain qui dure juste le temps de l'attaque. Il y a alors adoucissement de l'attaque et elle ne se perçoit plus en sortie. Ce dispositif est dit à seuil flottant, car il agit quel que soit le niveau moyen et pour chaque attaque, la référence n'est pas le niveau zéro mais un niveau variable, ce compresseur détecte les signaux dont la variation d'amplitude est trop rapide. Plusieurs constructeurs utilisent ce système dans leur chambre de réverbération (à ressort ou électronique).

Peut-être serez-vous tentés de vous lancer dans l'aventure de la réverbération électronique. La perfection est difficile à atteindre mais, ne sommes nous pas nous-mêmes très difficiles ? Nous avons conçu là un instrument de base dont on pourra utiliser les principes pour optimiser leur fonctionnement, c'est non seulement un appareil complet mais une base de départ pour d'autres expérimentations. Multipliez les horloges, modulez-les, voilà encore de quoi créer d'autres effets...

Etienne LÉMERY

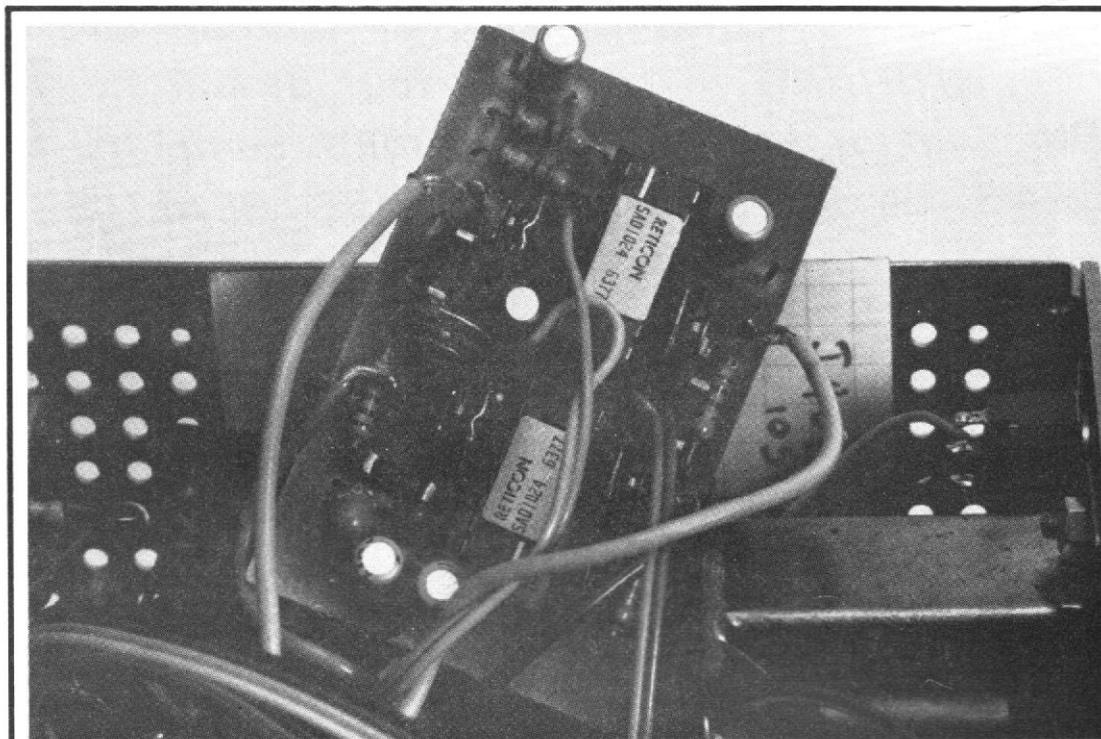


Photo 4. - Le module de retard, les deux circuits intégrés sont inversés l'un par rapport à l'autre. Sur ce document, on voit des éléments qui ne figurent pas sur le schéma de câblage, ils ont été éliminés car leur présence était inutile.

LISTE DES COMPOSANTS

— Module horloge :

R₁ : résistance 12 kΩ
 R₂ : résistance 560 Ω
 R₃ : résistance 100 kΩ
 R₄, R₅ : résistances 33 kΩ
 R₆ : résistance 2,2 kΩ
 R₇ : résistance 4,7 kΩ
 R₈ : résistance 470 Ω
 R₉ : résistance 220 Ω
 P₁ : potentiomètre 25 kΩ linéaire
 P₂ : potentiomètre 47 kΩ linéaire
 P₃ : potentiomètre 470 kΩ linéaire
 C₁, C₂ : condensateur 0,5 μF chimique
 C₃ : condensateur 4,7 μF
 C₄, C₅ : condensateur 10 μF
 C₆ : condensateur 100 pF céramique
 C₇ : condensateur 0,1 μF mylar
 T₁, T₂, T₃, T₅ : transistors BC 548
 T₄, T₆ : transistors BC 308
 CI₁ : TDB 0555B Siemens ou NE 555 Signetics ou autre 555
 CI₂ : H 110 D1 SGS.
 — Alimentation :
 Transformateur 220/127/12 V 0,1 A

— Interrupteur

4 diodes type 1N 4001 ou pont redresseur 0,2 A 30 V
 Condensateur chimique 1 000 μF 16 V
 Condensateur chimique 47 μF 12 V
 TDB 7812 Siemens ou série 7812 d'un autre constructeur (12 V)
 Module retard
 R₁, R₂, R₇, R₈ : résistances 100 kΩ
 R₃, R₄, R₅, R₆ : résistance 5,6 kΩ
 P₁, P₂, P₃, P₄ potentiomètres ajustables miniature 1 kΩ
 P₅ : potentiomètre ajustable 10 kΩ
 C₁, C₂, C₃, C₄ : condensateurs 1 μF
 C₆ condensateur chimique 10 μF 16 V
 C₅ : condensateur chimique 68 μF 6,3 V
 2 circuits intégrés SAD 1024 Reticon (importés par Tekelec rue Carles-Vernet, cité des Bruyères, Sèvres)
 Circuit de mélange, etc.
 R₁, R₁₄ : résistances 100 kΩ
 R₂ : résistance 4,7 kΩ

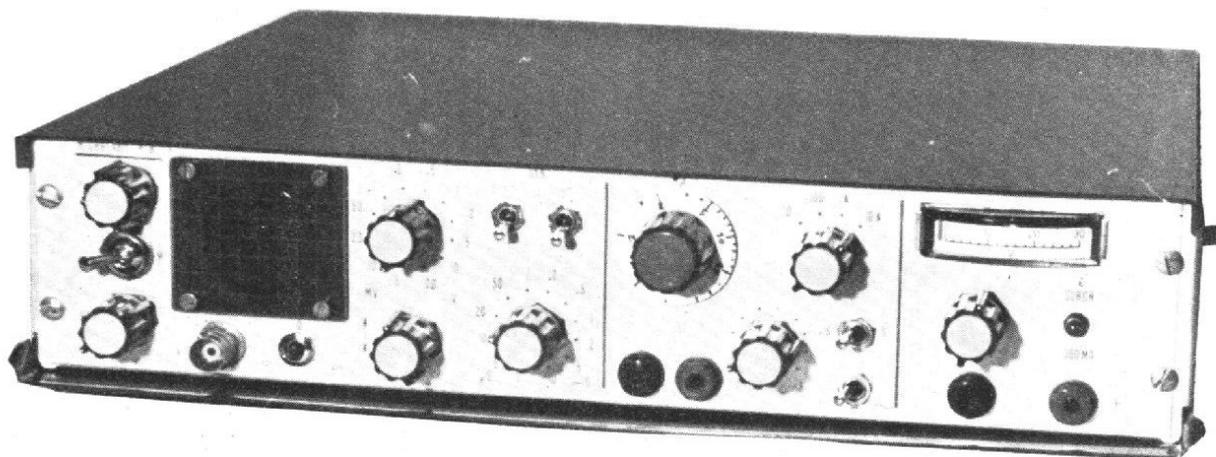
R₃, R₄, R₁₅, R₁₆, R₁₇, R₁₈ : 22 kΩ
 R₂₀ : résistance 22 kΩ
 R₅, R₈ : 33 kΩ
 R₆, R₉, R₁₀, R₁₁, R₁₂, R₁₃, R₁₉, R₂₁, R₂₂ : 56 kΩ
 R₇ : résistance 68 kΩ
 R₉ : résistance 1 000 Ω
 P₁, P₂, P₃, P₄ : potentiomètres ajustables 47 kΩ
 C₁, C₄, C₆, C₁₁, C₁₂, C₁₃, C₁₄ : condensateurs chimiques 4,7 μF 12 V
 C₂, C₇, C₉ : condensateurs 3,3 nF
 C₃, C₈, C₁₀ : 1 nF
 C₅ : condensateur 68 μF 6,3 V
 T₁ : BC 548
 CI₁/CI₂, CI_{4/5} : 2 TBB 1458 B
 C₁₃, C₁₆ : TBA 221B ou μA 741
 — Composants périphériques figure 10 :
 5 condensateurs 4,7 μF 12 V
 4 résistances de 56 kΩ
 1 résistance de 390 kΩ
 2 résistances de 2,2 MΩ
 1 potentiomètre double 2 fois 25 kΩ linéaire
 4 interrupteurs simples, 1 inverseur double, prises de sortie et d'entrée, coffret.

Pour résoudre le problème de manque de place...

Pour être prêt à travailler tout de suite...

Pour emporter votre laboratoire complet...

DANS LA PLUS PETITE VALISE, REALISEZ



UN MINI-LABORATOIRE INTEGRE

3^e PARTIE (voir Nos 1583 et 1587)

XII - L'ATTÉNUATEUR VERTICAL

IL comporte au total 12 positions, donnant toutes les sensibilités de 5 mV par division (il s'agit de divisions de 5 mm) à 20 V par division, en suivant l'échelonnement 1, 2, 5. Afin de réduire le nombre de composants intervenant dans la fabrication des diviseurs, nous avons adopté une atténuation en deux étapes : un premier étage fournit les rapports 1, 1/10, 1/100 et 1/1 000, tandis que le deuxième donne les rapports 1, 1/2 et 1/5. Le schéma finalement retenu, et qui fait appel à un commutateur à douze positions et quatre circuits, est celui de la figure 36.

Les galettes S_1 et S_2 du commutateur sélectionnent soit la transmission directe, soit les atténuations dans les rapports 10, 100 et 1 000. Les valeurs de résistances que nous indiquons, ne correspondent pas exactement aux atténuations souhaitées, l'écart pouvant atteindre 5 % environ : dans un appareil de cette classe, il nous a semblé que ce défaut était largement compensé par l'économie et la facilité d'approvisionnement résultant du choix de composants courants.

La compensation en fréquence est assurée par les condensateurs fixes C_{42} , C_{43} , et C_{44} (100 pF, 1 nF et 10 nF), associés aux condensateurs ajustables CV_2 , CV_3 et CV_4 , tous réglables entre 2 et 20 pF (des modèles 3 à 30 pF pour-

raient convenir, sous réserve d'un très faible encombrement).

Entre les galettes S_2 et S_3 , est interposée la résistance R_{128} de 22 Ω , qui permet d'éviter des accrochages créés par la proximité des deux cellules de diviseurs. On trouve alors la deuxième section, donnant soit la transmission directe, soit les atténuations dans les rapports 2 et 5.

Pour le diviseur dans le rapport 2, la compensation en fréquence fait intervenir le condensateur fixe C_{45} de 150 pF, et le condensateur ajustable CV_1 directement incorporé au préamplificateur vertical. Par contre, la compensation est classique sur la dernière cellule du diviseur. On notera enfin la présence de

la résistance R_{133} de 1 M Ω , qui n'est autre que la résistance d'entrée de l'amplificateur vertical.

En amont de l'atténuateur, et juste après la borne d'entrée, le commutateur K_5 à trois positions sélectionne la transmission de la composante continue, ou son élimination par l'intermédiaire du condensateur C_{47} de 100 nF. Dans la position intermédiaire, l'entrée du préamplificateur vertical se trouve déconnectée des bornes d'entrée de l'oscilloscope.

La photographie de la figure 37 montre le commutateur K_4 utilisé : il s'agit d'un modèle de très petites dimensions. On commencera, comme on le voit sur la figure 38, par souder les

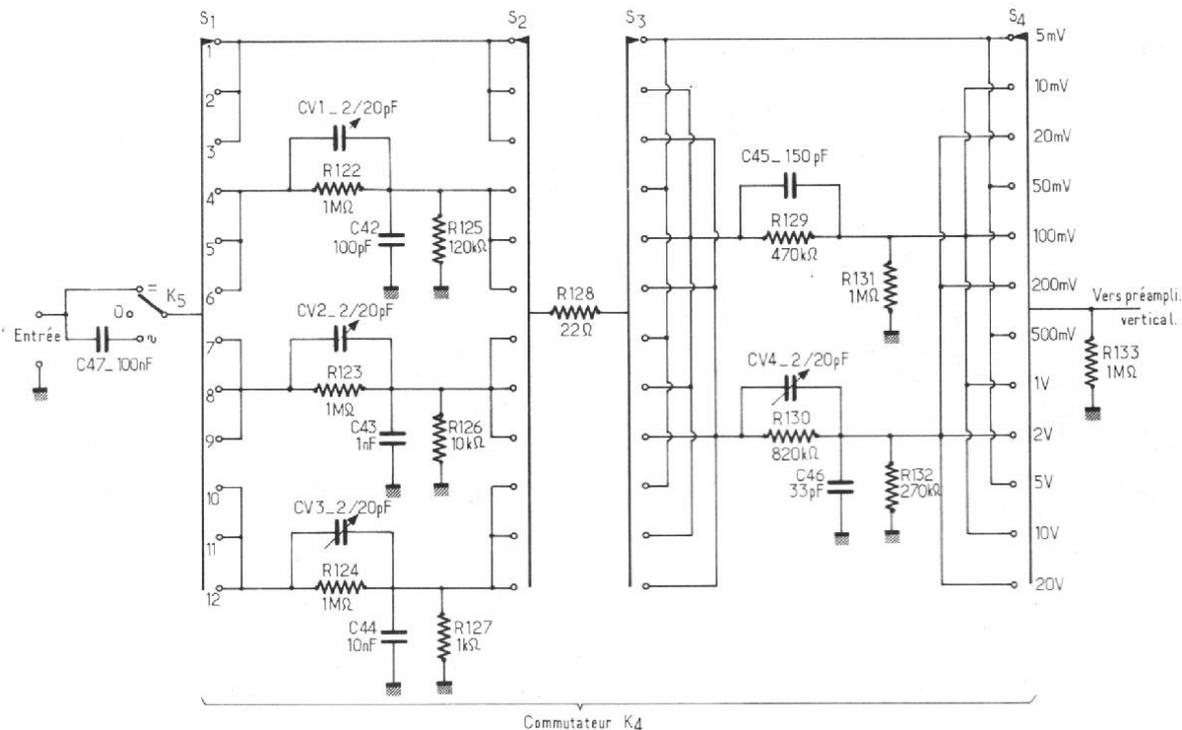


Fig. 36

connexions établissant les courts-circuits entre les picots des différentes sections. Les photographies des figures 39 et 40 montrent le câblage de l'atténuateur, réalisé « en l'air » en utilisant le commutateur comme support. On veillera à respecter les dispositions indiquées, pour que le réglage des condensateurs ajustables reste possible après la mise en place dans le coffret.

XIII - LISTE DES COMPOSANTS DE L'ATTÉNUATEUR VERTICAL

- Commutateurs :
 K_4 : miniature, 12 positions, 4 circuits
 K_5 : inverseur miniature, 3 positions stables
- Résistances 5 %, 0,5 watt :
 $R_{122}, R_{123}, R_{124}$: 1 M Ω
 R_{125} : 120 k Ω
 R_{126} : 10 k Ω

- R_{127} : 1 k Ω
 R_{128} : 22 Ω
 R_{129} : 470 k Ω
 R_{130} : 820 k Ω
 R_{131} : 1 M Ω
 R_{132} : 270 k Ω
 R_{133} : 1 M Ω
- Condensateurs :
 C_{42} : 100 pF
 C_{43} : 1 nF
 C_{44} : 10 nF
 C_{45} : 150 pF
 C_{46} : 33 pF
 C_{47} : 100 nF

- Condensateurs ajustables : modèle céramique, ultraminiature, 2/20 pF ou 3/30 pF.

XIV - SCHÉMA THÉORIQUE DE LA BASE DE TEMPS

Un peu de théorie : il n'est pas inutile, avant d'aborder la description de ce circuit, de

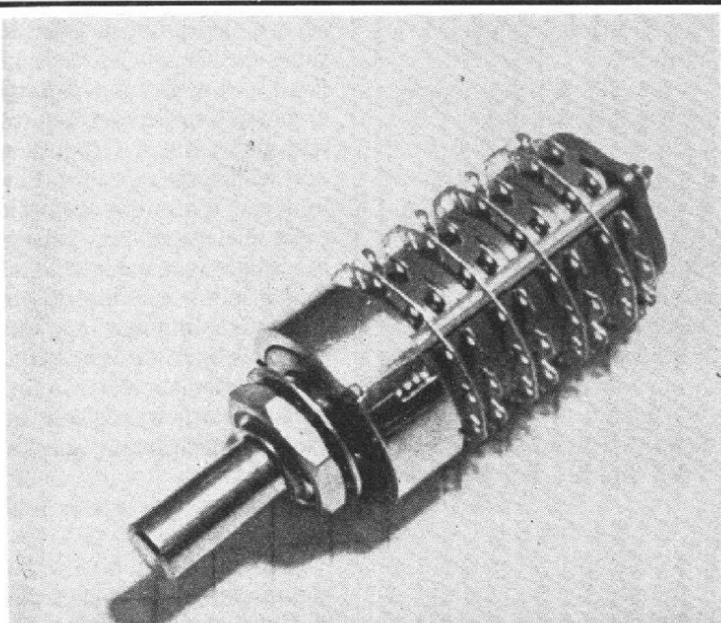


Fig. 37

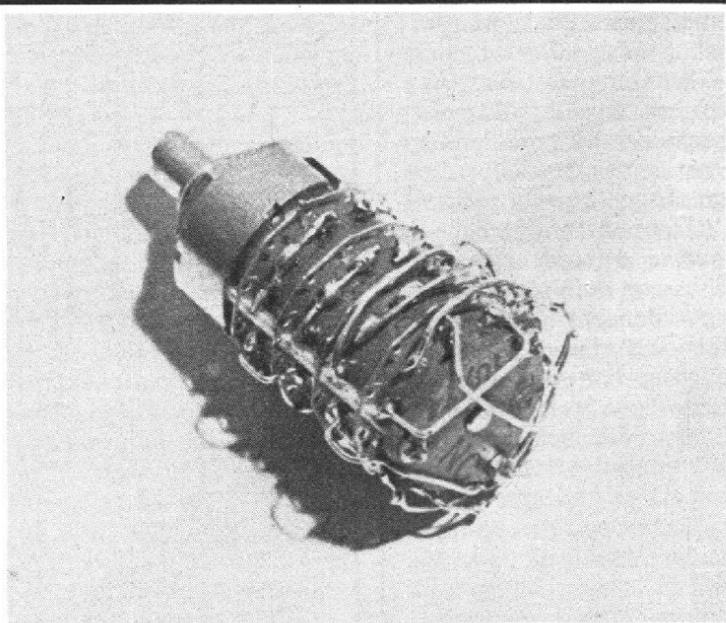


Fig. 38

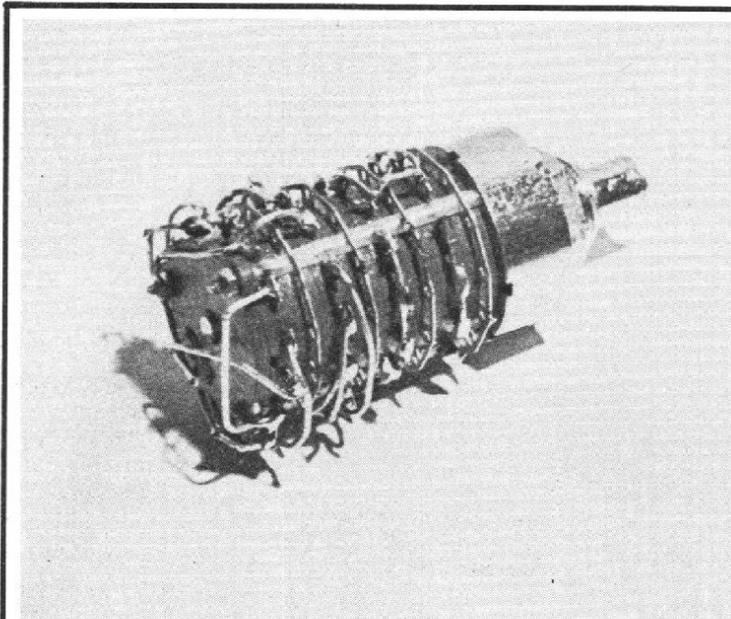


Fig. 39

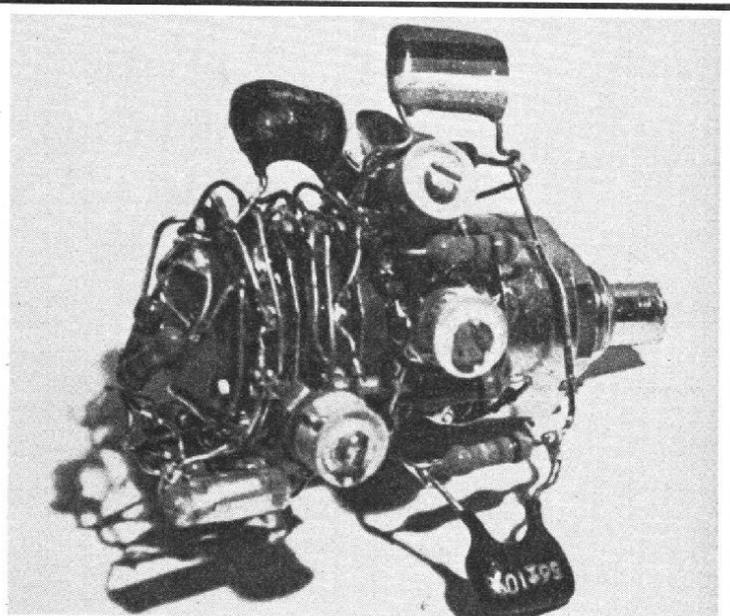


Fig. 40

rappeler le principe de fonctionnement des bases de temps déclenchées. Nous nous référerons au schéma de la figure 41.

Dans une base de temps déclenchée, le spot reste, en l'absence de signal, immobile à gauche de l'écran, et éteint. C'est l'arrivée d'un signal de synchronisation, prélevé par exemple sur l'un des étages de l'amplificateur vertical, qui commande le départ d'une rampe de balayage, dont le retour s'effectue automatiquement.

Dans la figure 41, les différentes étapes de la transformation du signal se succèdent de haut en bas. Elles sont séparées, dans la colonne de gauche, par des indications sur la nature des circuits permettant chaque transformation.

La tension d'entrée (ligne a), traverse d'abord un circuit déphaseur, dont les deux sorties redonnent des signaux identiques, mais en opposition de phase l'un par rapport à l'autre (ligne b) : le choix, pour la suite des opérations, de l'une ou l'autre de ces sorties, permet de sélectionner le déclenchement sur un flanc montant ou sur un flanc descendant. Nous poursuivrons donc la figure avec deux colonnes de signaux, correspondant à ces deux cas.

Par l'intermédiaire d'une bascule de Schmidt, les signaux, dont la forme est a priori quelconque, sont convertis en créneaux à faibles temps de montée et de descente (ligne c). Un circuit différenciateur fait correspondre à chaque montée une impulsion positive, et à chaque descente une impulsion négative (ligne d). Le plus souvent, les impulsions d'une seule polarité se révèlent utiles, les autres risquant au contraire d'entraîner des phénomènes parasites gênants : on élimine ces dernières par un circuit écrêteur (ligne e).

Une bascule monostable, du type Eccles-Jordan, donc commandée par impulsions,

change d'état dès réception de l'une d'entre elles (ligne f). Ce passage de l'état 0 à l'état 1 déclenche, à l'instant t_1 , le départ d'une rampe fournie par un générateur de balayage (ligne g). Tant que dure la montée de cette rampe, dont le retour intervient automatiquement au franchissement d'une tension V , un circuit de verrouillage annule l'action des impulsions sur la bascule bistable, qui conserve donc l'état 1 entre les instants t_1 et t_2 .

Par contre, c'est le retour de la dent de scie lui-même, qui assure un nouveau basculement du bistable de l'état 1 à l'état 0. A ce moment, bascule et générateur de balayage restent en attente de l'impulsion, qui, à l'instant t_3 , déclenchera le départ d'un nouveau cycle.

Parallèlement, et par un mécanisme que nous ne détaillerons pas pour l'instant, un circuit d'allumage applique sur le wehnelt du tube cathodique, entre les instants t_1 et t_2 , une tension positive qui provoque l'allumage du spot (ligne h).

Utilisation de circuits logiques :

Pour la réalisation du trigger de Schmidt et de la bascule bistable, nous avons utilisé quatre portes NAND, regroupées en un seul circuit intégré

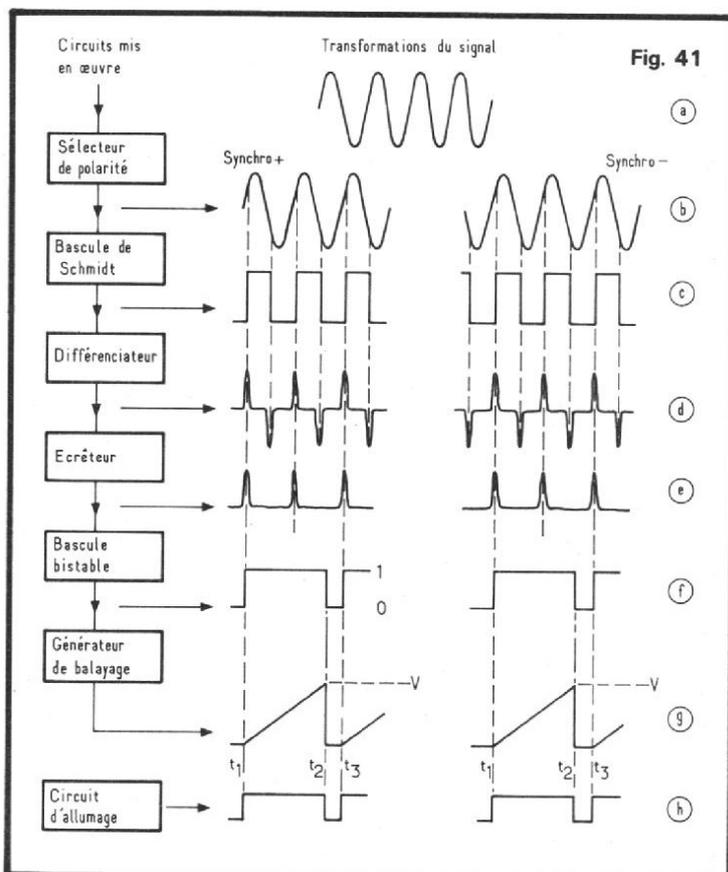


Fig. 41

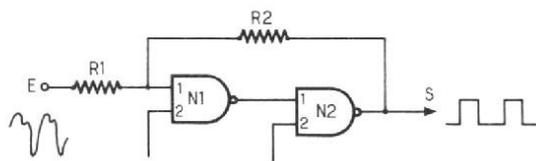


Fig. 42

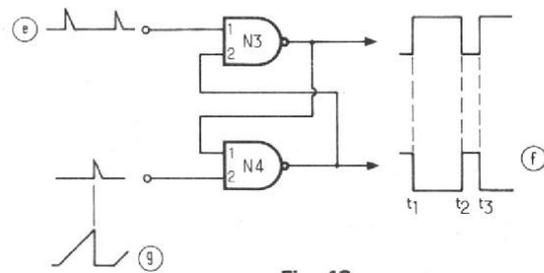


Fig. 43

SN 7400. Nous ne reviendrons pas en détail sur la théorie de l'utilisation de ces portes dans la réalisation de circuits impulsions, et nous nous contenterons de rappeler les schémas retenus. Nos lecteurs pourront en retrouver le fonctionnement par la simple analyse du tableau logique des états d'une porte NAND à deux entrées.

La figure 42 montre la structure d'un trigger de Schmidt utilisant deux portes. On sait que pour amener une entrée à l'état 0, il faut lui consommer du courant. Dans chacune des portes N_1 et N_2 , l'entrée laissée en l'air reste donc en permanence à l'état 1. A chaque instant, l'entrée 1 de N_1 et la sortie S de N_2 sont en phase : R_2 introduit donc la réaction positive nécessaire au fonctionnement en trigger.

La bascule bistable utilise aussi deux NAND, associées selon le schéma de la figure 43. Les impulsions de la ligne e, de la figure 41, sont introduites sur l'entrée 1 de la porte N_3 ; l'entrée 2 de N_4 reçoit des impulsions positives correspondant aux retours des rampes de balayage de la ligne g. Dans notre montage pratique, les signaux de la ligne f, utilisés pour commander le générateur de balayage, sont ceux de la sortie de N_4 : on voit qu'ils sont en opposition de phase par rapport à ceux du schéma de la figure 41, pour des raisons qui apparaîtront dans l'analyse du schéma complet de la base de temps.

Schéma complet de la base de temps :

Il est indiqué à la figure 44. Un premier commutateur K_1

(inverseur à deux positions), sélectionne la provenance des signaux de synchronisation. Dans la position 1 (synchronisation interne), ceux-ci proviennent, à travers la résistance R_{136} de 2,2 k Ω , du collecteur de T_{31} (voir figure 32). Dans la position 2, ils sont prélevés, à travers la résistance R_{134} de 15 k Ω qui constitue un diviseur avec les résistances de base de T_{35} , sur l'enroulement 12 volts du transformateur TR_3 (extrémité de cet enroulement non mise à la masse, évidemment).

Du point commun de K_6 , les tensions de synchronisation sont alors appliquées, à travers C_{48} (10 μ F), et R_{135} (3,9 k Ω), sur la base du transistor NPN T_{35} (2N 914, ou 2N 2368), polarisée par les résistances R_{137} (27 k Ω) et R_{138} (10 k Ω). T_{35} n'apporte aucun gain, puisque son collecteur et son émetteur sont chargés par des résistances égales (R_{139} et R_{140}) de 2,2 k Ω , non découplées. Il travaille simplement en déphaseur, et délivre donc deux tensions en opposition de phase, sélectionnées par l'inverseur K_7 qui constitue la commande de polarité.

On reconnaît ensuite le trigger de Schmidt à deux portes Nand N_1 et N_2 . L'entrée active de N_1 , ramenée au potentiel de la masse par la résistance R_{141} de 3,9 k Ω (destinée à garantir une symétrie approximative des créneaux lors d'une attaque par des signaux sinusoïdaux), reçoit les tensions en provenance de K_7 , par le condensateur C_{49} de 22 μ F, et la résistance d'entrée R_{142} de 120 Ω . R_{143} (4,7 k Ω) est la résistance de réaction, bran-

chée entre la sortie et l'entrée.

Les créneaux étant différenciés par l'ensemble C_{50} (22 pF) et R_{144} (1,5 k Ω), on retrouve, sur le point commun à ces deux composants, des impulsions alternativement positives et négatives, que le condensateur C_{51} de 10 nF applique sur la base du transistor NPN T_{36} (2N 2368). Ce transistor est maintenu juste au-dessous de son seuil de conduction, grâce aux résistances R_{145} et R_{146} . Seules, donc, les impulsions positives ont une action sur lui, et on les retrouve inversées (négatives) et amplifiées sur son collecteur, aux bornes de la résistance R_{147} de 1,8 k Ω . Ainsi, T_{36} joue à la fois le rôle d'amplificateur et d'écrêteur.

La bascule bistable utilise les deux autres portes, N_3 et N_4 , du circuit 2N 7400, l'entrée 1 de N_3 recevant les impulsions négatives à travers la résistance R_{148} de 330 Ω . On recueille des créneaux négatifs (voir figure 43) sur la sortie de N_4 .

Les circuits de balayage mettent en jeu les transistors T_{37} , T_{38} et T_{39} . La base de T_{37} reçoit une fraction des créneaux délivrés par N_4 , par l'intermédiaire des résistances R_{150} (32 k Ω) et R_{151} (12 k Ω). Lorsque la sortie de N_4 se trouve à l'état 1 (+ 5 volts), T_{37} est bloqué. Au contraire, il se comporte en source de courant constant lorsque cette même sortie est à l'état bas (+ 1 à + 2 volts environ). L'intensité de ce courant est déterminée par la résistance ajustable AJ_{13} de 22 k Ω .

Le courant du collecteur de T_{37} charge l'un des condensa-

teurs C_{52} à C_{63} , sélectionnés par le commutateur K_8 à 12 positions, et donnant les différentes vitesses de balayage. Le dispositif de décharge automatique, très classique, utilise le transistor unijonction T_{38} , de type 2N 2646. Le retour de la dent de scie est d'ailleurs accéléré par le transistor NPN T_{39} (2N 2368), qui devient conducteur dès l'apparition d'une impulsion positive sur la résistance R_{152} de 680 Ω .

Cette impulsion est en même temps transmise à la base de T_{40} , qui l'amplifie en en changeant le signe. Recueillie aux bornes de R_{154} (1,5 k Ω), l'impulsion négative qui en résulte commande le retour du bistable à l'état initial, par l'intermédiaire de l'entrée 2 de N_4 . Le système reste alors en attente d'une nouvelle impulsion qui, reçue par N_3 , déclenche la rampe suivante.

Comme les dents de scie ne sont disponibles qu'à très haute impédance sur l'émetteur de T_{38} , on les reprend à travers le transistor à effet de champ T_{41} (2N 3819). Compte tenu des valeurs des résistances R_{155} (2,2 k Ω) et R_{156} (1,2 k Ω), la dent de scie finalement recueillie sur le drain de T_{41} présente une amplitude inférieure à celle de l'émetteur de T_{38} . L'amplificateur horizontal qui attaque les plaques du tube, dispose d'un gain largement suffisant pour compenser cette atténuation, par laquelle on évite tout risque d'écrêtage par saturation de T_{41} .

Enfin, le dernier transistor T_{42} (2N 3053 ou 2N 1893), excité lui aussi par la sortie du

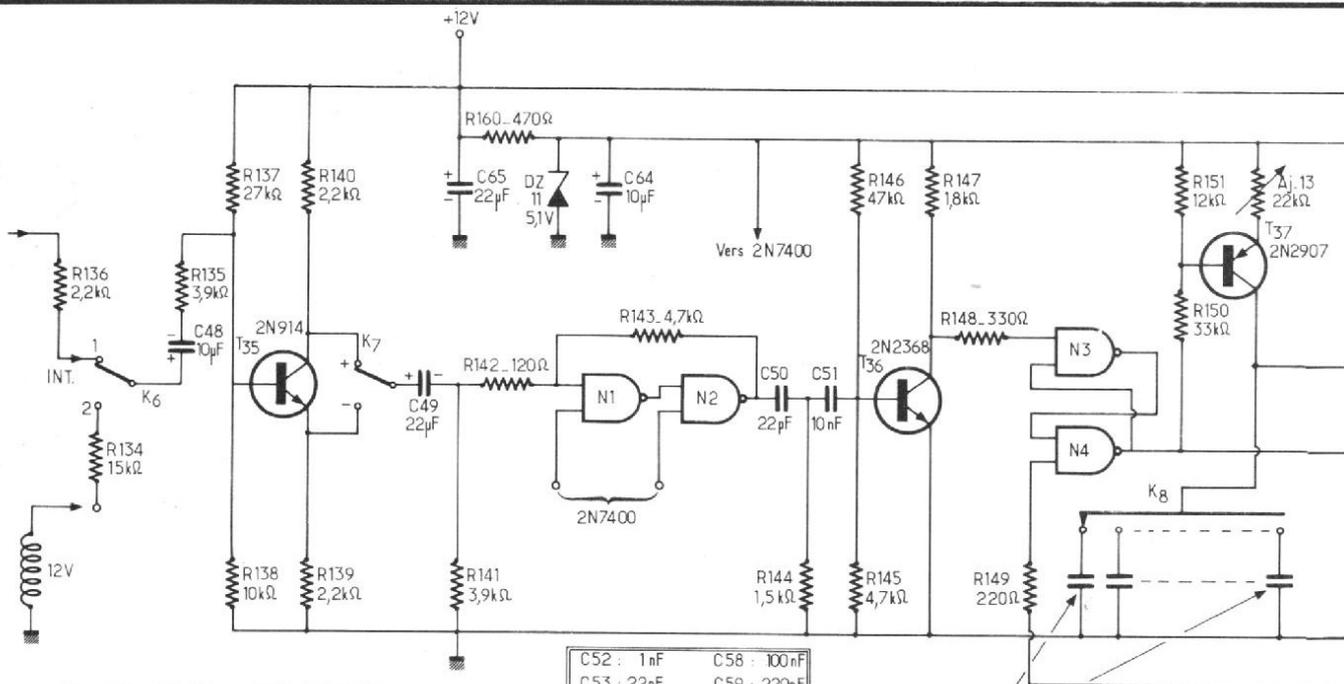


Fig. 44. - $N_1N_2 = 1/2$ 2N7400
 $N_2N_4 = 1/2$ 2N7400

| | |
|-------------|--------------|
| C52 : 1nF | C58 : 100nF |
| C53 : 22nF | C59 : 220nF |
| C54 : 4,7nF | C60 : 470nF |
| C55 : 10nF | C61 : 1 µF |
| C56 : 22nF | C62 : 22 µF |
| C57 : 4,7nF | C63 : 4,7 µF |

C52 à C63

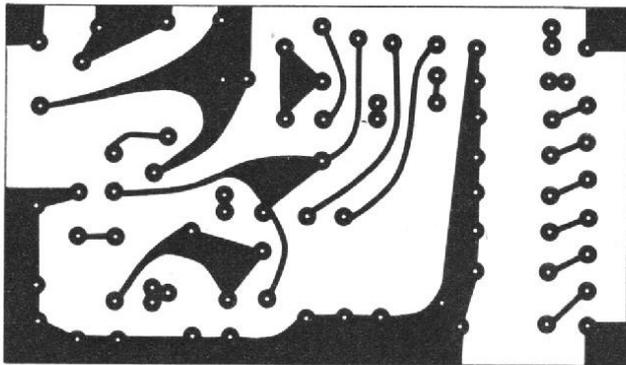


Fig. 45

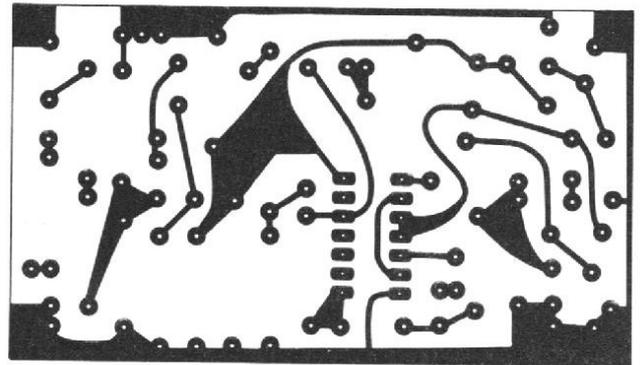


Fig. 46

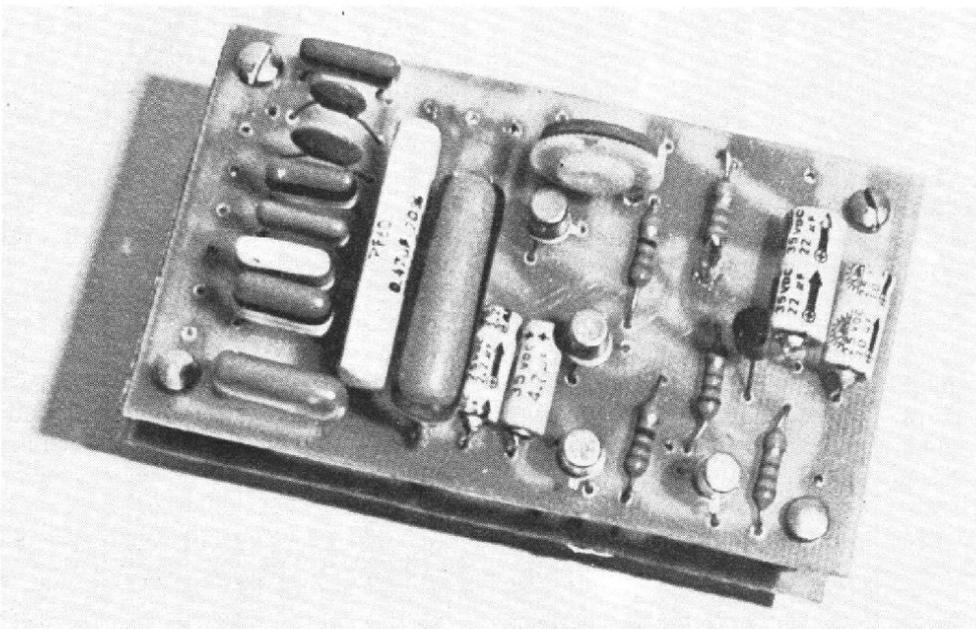


Fig. 49

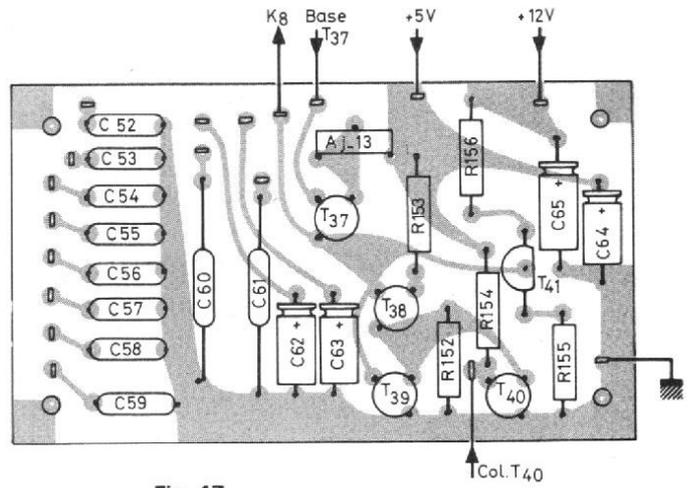
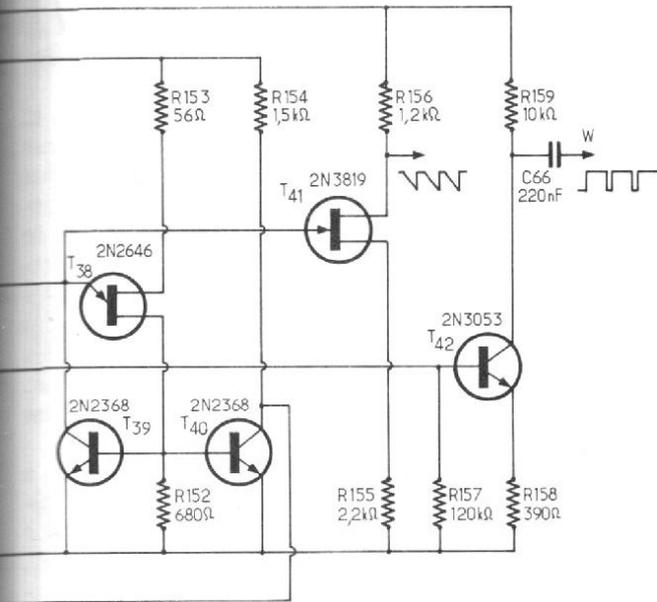


Fig. 47

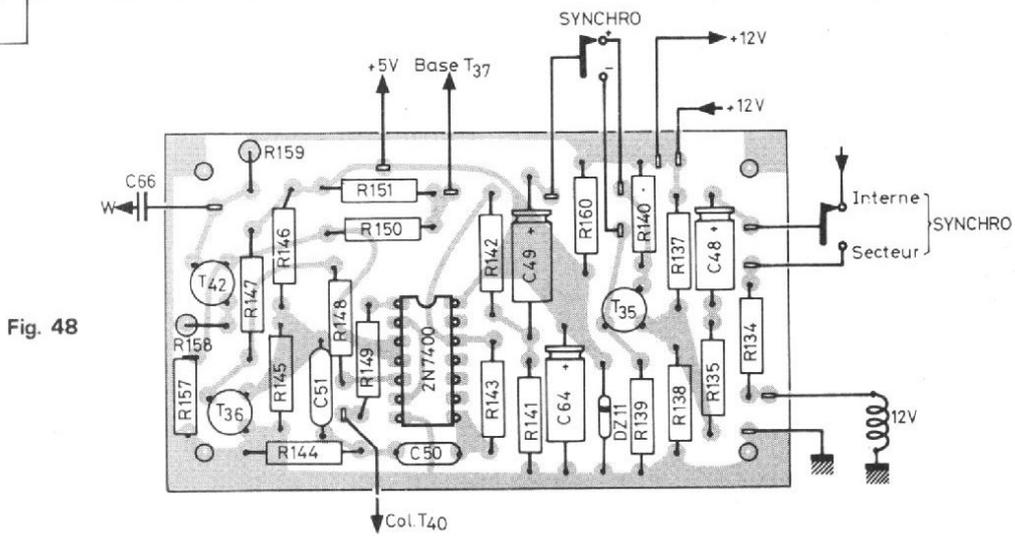


Fig. 48

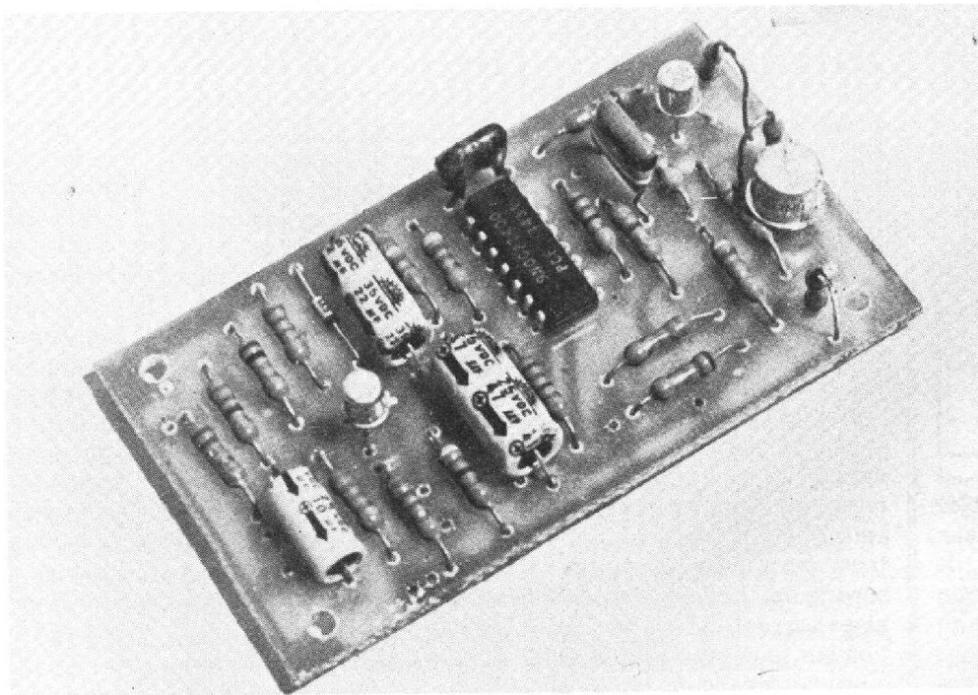


Fig. 50

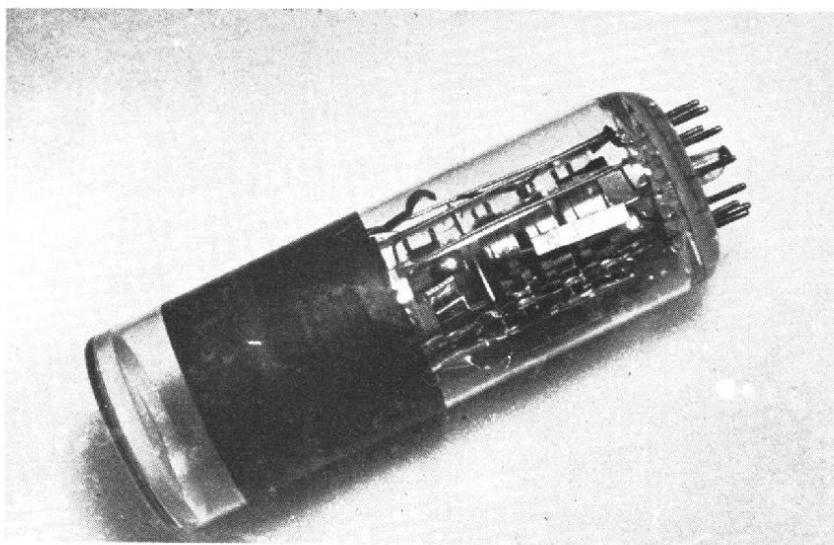


Fig. 52

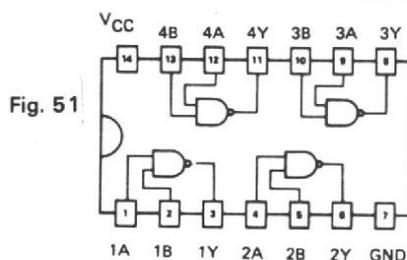


Fig. 51

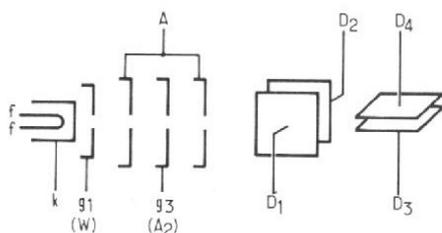


Fig. 53

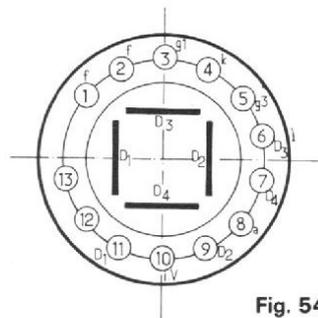


Fig. 54

NAND N₄, donne sur son collecteur des impulsions positives, synchrones des rampes de balayage, qui sont appliquées sur le wehnelte du tube cathodique à travers le condensateur C₆₆ de 220 nF (à film plastique, isolé à 600 volts), et servent à l'allumage du spot.

XV - CIRCUITS IMPRIMÉS DE LA BASE DE TEMPS

La base de temps est câblée sur un ensemble de deux petits circuits imprimés, de mêmes dimensions (47,5 mm sur 82,5 mm), qui seront superposés au montage, pour former un bloc compact. Les dessins de ces circuits, vus à

l'échelle 1 par la face cuivrée, sont donnés aux figures 45 et 46. Les figures 47 et 48 précisent les plans de câblage, et sont complétés par les photographies des figures 49 et 50.

A la figure 51, nous rappelons le brochage du circuit intégré 2N7400. On veillera évidemment à ne pas inverser l'orientation de ce composant sur le circuit imprimé : le côté du + de l'alimentation est repéré soit par une encoche, soit par un trou.

Après câblage, les deux circuits sont assemblés l'un au-dessus de l'autre, celui qui porte les condensateurs de balayage et la résistance ajustable étant placé à la partie supérieure. Les vis d'assemblage servent aussi à la fixation sur le châssis. On installera tous les fils de raccordement (vers les commutateurs,

l'ampli vertical, l'ampli horizontal, l'alimentation), avant la mise en place dans le châssis.

XVI - LISTE DES COMPOSANTS DE LA BASE DE TEMPS

- 1) Résistances 5 %, 0,5 watt :
- R₁₃₄ : 15 kΩ ; R₁₃₅ : 3,9 kΩ ;
 - R₁₃₆ : 2,2 kΩ ; R₁₃₇ : 27 kΩ ;
 - R₁₃₈ : 10 kΩ ; R₁₃₉ et R₁₄₀ : 2,2 kΩ ;
 - R₁₄₁ : 3,9 kΩ ; R₁₄₂ : 120 Ω ;
 - R₁₄₃ : 4,7 kΩ ; R₁₄₄ : 1,5 kΩ ;
 - R₁₄₅ : 4,7 kΩ ; R₁₄₆ : 47 kΩ ;
 - R₁₄₇ : 1,8 kΩ ; R₁₄₈ : 330 Ω ;
 - R₁₄₉ : 20 Ω ; R₁₅₀ : 33 kΩ ;
 - R₁₅₁ : 12 kΩ ; R₁₅₂ : 680 Ω ;
 - R₁₅₃ : 56 Ω ; R₁₅₄ : 1,5 kΩ ;
 - R₁₅₅ : 2,2 kΩ ; R₁₅₆ : 1,2 kΩ ;
 - R₁₅₇ : 120 kΩ ; R₁₅₈ : 390 Ω ;
 - R₁₅₉ : 10 kΩ.

2) Condensateurs électrochimiques (tension de service 15 à 25 volts) :

C₄₈ : 10 μF ; C₄₉ : 22 μF ; C₆₂ : 2,2 μF (*) ; C₆₃ : 4,7 μF (*) ; C₆₄ : 10 μF ; C₆₅ : 22 μF.

(*) Les condensateurs C₆₂ et C₆₃, qui déterminent les deux vitesses de balayage les plus lentes, seront triés pour garantir une précision de l'ordre de 5 %, soit au pont, soit directement en mesurant les vitesses de balayage obtenues, après réglage de AJ₁₃ sur les autres condensateurs.

3) Condensateurs à film plastique :

C₅₀ : 22 pF ; C₅₁ : 10 nF ; C₅₂ à C₆₁ : voir figure 44 (trier si possible ces condensateurs pour obtenir les valeurs 1 nF, 2 nF, 5 nF, etc.) ; C₆₆ : 220 nF (tension de service 600 volts).

4) Diode zéner :

D₂₁₁ : 5,1 volts (à 2 % si possible, ou au moins 5 %).

5) Transistors :

T₃₅ : 2N 914 (ou 2N 708, ou 2N 2368) ; T₃₆, T₃₉, T₄₀ : 2N 2368 ; T₃₇ : 2N 2907 ; T₃₈ : 2N 2646 ; T₄₁ : 2N 3819 ; T₄₂ : 2N 3053 (ou 2N 1893).

6) Circuit intégré : 2N 7400, ou équivalent.

7) Commutateurs :

K₆ et K₇ : inverseurs miniatures, 2 positions stables
K₈ : 1 circuit, 12 positions (voir photo).

XVII - LE TUBE CATHODIQUE

Le tube que nous avons sélectionné est le D3-11/GJ, de Telefunken, à écran de 3 cm (plat), et qui peut fonctionner avec une THT comprise entre 500 et 1 000 volts. On trouvera sa photo à la figure 52. Ce tube est vendu avec son support. Il n'est pas utile d'acheter le blindage, un simple tube de fer, comme nous le verrons plus loin, convenant très bien.

Nous donnons le schéma de ce tube à la figure 53, et son brochage (vu par l'arrière) à la figure 54.

(à suivre)

R. RATEAU

ENSEMBLE D'ADRESSAGE A 2

L'ENSEMBLE d'adressage A_2 est un dispositif qui procure toutes les commandes nécessaires aux autres parties de l'ensemble d'affichage sur l'écran d'un tube cathodique. Il fournit les signaux d'adressage à l'ensemble des mémoires, ainsi qu'au générateur de caractères. Il reçoit ses informations de la carte Générateur de signaux de synchronisation, de même que de la carte Générateur de caractères. L'ensemble A_2 permet de modifier ces signaux selon que le mode opératoire est la lecture ou bien l'écriture. Dans le premier cas, il assure périodiquement (toutes les 20 ms) un nouvel affichage sur l'écran du tube cathodique. Comme le format de l'ensemble de visualisation est de 25 lignes de 40 caractères, il est nécessaire d'enregistrer en mémoire 1 000 codes.

L'ensemble d'adressage A_2 doit donc répéter cycliquement l'exploration de ces 1 000 mots, d'une façon compatible avec le balayage de l'écran, de telle sorte qu'ils apparaissent sur le tube cathodique dans la présentation désirée, c'est-à-dire 1 000 lettres, chiffres ou signes rangés en 25 lignes de 40 caractères. Cette page d'écriture est explorée 50 fois par seconde.

Dans le second cas, la deuxième fonction de cet ensemble est d'assurer l'écriture d'un ou plusieurs caractères. L'ensemble A_2 permet l'inscription d'un caractère à l'endroit indiqué par un pointeur clignotant. L'écriture d'un caractère s'effectue en appuyant sur la touche correspondante du clavier (ou en appliquant aux entrées du générateur de caractères le code correspondant au caractère sélectionné), tandis que

l'on envoie simultanément une impulsion d'écriture.

Le pointeur clignotant se déplace d'un cran vers la droite après chaque inscription. Il retourne au début de la ligne suivante après le 40^e caractère inscrit dans la même ligne. Ce pointeur est situé dans la 9^e ligne d'exploration des caractères (voir Générateur de caractères); il peut être positionné rapidement en n'importe quel endroit de la page d'écriture, grâce à deux inverseurs, sans que le texte en soit modifié. L'un de ces inverseurs commande la marche à gauche ou à droite du pointeur, en coup par coup ou en rafale; l'autre inverseur commande le déplacement du pointeur de ligne en ligne, soit en montant, soit en descendant, en coup par coup ou bien également en rafale.

L'action simultanée d'une touche du clavier et de la com-

mande « répète » permet de remplir la totalité de la page d'écriture d'un même caractère. Utilisée avec la touche de blanking, la commande « repète » permet l'effacement complet de tout le texte visualisé sur l'écran du tube cathodique. Dans ce cas, l'écran devient vide, mais le pointeur clignotant reste seul visible, pour indiquer où se fera la prochaine écriture.

DESCRIPTION DE L'ENSEMBLE D'ADRESSAGE A_2

Le schéma synoptique de l'ensemble d'adressage A_2 est représenté sur la figure 1. Cet ensemble est construit autour de deux compteurs par 1 000 (compteur A et compteur-décompteur B), dont l'état des

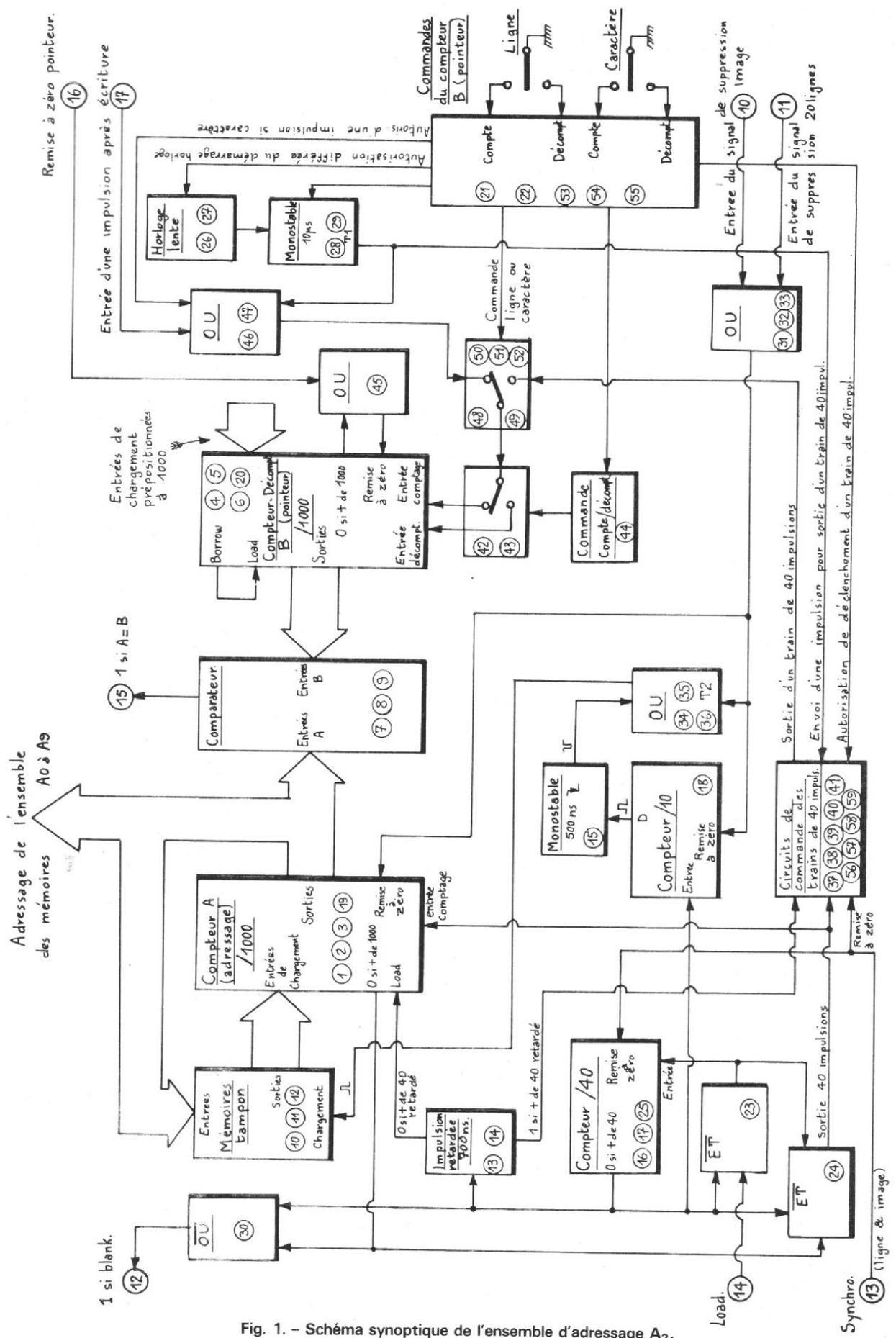


Fig. 1. - Schéma synoptique de l'ensemble d'adressage A2.

sorties est vérifié par un comparateur digital. Ce dernier délivre un signal lorsqu'il y a égalité entre le contenu du compteur A et celui du compteur-décompteur B.

Le compteur A reçoit des groupes, ou trains, de 40 impulsions, générés par l'horloge load du Générateur de caractères, et découpées en séquences de 40 par un compteur par 40 (compteur/40). Les sorties du compteur A sont reliées d'une part au comparateur digital, et d'autre part aux entrées d'adressage AO à A9 de l'ensemble des mémoires.

Pour analyser une ligne de caractères, il faut 10 lignes de balayage (voir Générateur de caractères). Pour chaque ligne de balayage l'état des sorties du circuit générateur de caractères est modifié pour reproduire le dessin des chiffres ou des lettres à représenter. Mais en ce qui concerne l'adressage des mémoires, celui-ci est modifié 40 fois pendant la durée d'une ligne de balayage, puisqu'il y a 40 caractères par ligne. Une fois la première ligne de balayage terminée, l'adressage doit revenir à sa valeur primitive, celle qu'il avait lorsque débutait la première ligne de balayage. La seconde ligne de balayage est donc identique à la première, du moins en ce qui concerne l'adressage. Ce dernier débute donc à 0 pour aller jusqu'à 40 (soit en représentation binaire de 0000000000 à 0000101000). La seconde ligne de balayage est donc explorée avec un adressage identique à celui de la première ligne. Il en est ainsi dix fois de suite, puisqu'il faut dix lignes de balayage pour constituer une ligne d'écriture.

Pour analyser la seconde des 25 lignes d'écriture, l'adressage devra être modifié et débiter non plus à l'adresse 0, mais à l'adresse 40 pour aller jusqu'à 80, ce qui représente en binaire de 0000101000 à 0001010000. Comme précédemment, cet adressage sera répété dix fois. La troisième ligne d'écriture aura un affichage qui commencera à 80 pour aller

jusqu'à 120, et ainsi de suite... Lorsque le compteur A atteindra la valeur 1 000, correspondant à 25 lignes de 40 caractères, un circuit détectera cette valeur et le compteur A ne recevra plus d'impulsions ; il restera ainsi bloqué jusqu'à ce qu'il soit remis au zéro par le signal de suppression image. Il est alors prêt pour une nouvelle exploration de la page d'écriture.

Le compteur A comporte des entrées de chargement, c'est-à-dire que l'on peut faire débiter le comptage soit à partir de 0, soit à partir de toute autre valeur présente sur ses entrées de chargement, à condition que ces valeurs soient entrées dans le compteur A, ce qui se fait en envoyant une impulsion de chargement sur son entrée load. Les sorties du compteur A servent à l'adressage de l'ensemble des mémoires ; elles sont également reliées aux entrées de 10 mémoires tampon. Là également, le contenu du compteur A peut être pris en mémoire dans ces 10 dispositifs à condition que l'on entre les valeurs AO à A9 en appliquant une impulsion de chargement sur l'entrée ad-hoc.

Supposons qu'à l'origine le compteur A soit remis à 0 et que les mémoires tampon soient vides. Lorsque le premier train de 40 impulsions (correspondant à l'exploration de la première ligne de balayage) sera terminé, le compteur A sera à 40 (dans certains cas, 0 peut compter comme un adressage valable). A cet instant, le compteur A reçoit une impulsion de prise en charge sur son entrée load. Il se prépositionne alors sur les valeurs que lui indiquent les 10 mémoires tampon, valeurs qui sont présentement égales à 0. Le compteur A est donc remis à zéro. Un nouveau train d'impulsions (deuxième ligne de balayage) terminé, le compteur se retrouve de nouveau à 40. Il reçoit encore une impulsion de chargement qui le ramène à zéro, puis, au cours de la troisième ligne de

balayage, il reçoit encore 40 impulsions, etc. Ce processus se répète 10 fois.

Lorsque la dixième ligne de balayage est terminée, les mémoires tampon reçoivent une impulsion de chargement qui leur permet de prendre en compte le contenu du compteur A. Cette valeur apparaît alors sur les entrées de chargement de A. Lors de l'exploration de la 11^e ligne de balayage (haut de la seconde ligne d'écriture), le compteur A ne partira pas de 0 mais de la valeur précédente que lui indiquent les mémoires tampon, soit 40. Une séquence de 40 impulsions amènera alors le compteur A à 80. Ceci se reproduira dix fois de suite, puis, une fois la 20^e ligne de balayage explorée, il y aura à nouveau une impulsion de chargement appliquée aux mémoires tampon. Dès la 21^e ligne de balayage (3^e ligne d'écriture) le compteur A débitera son comptage à la valeur 80, et ainsi de suite...

Le compteur/40 délivre, quand il est arrivé en fin de comptage, un signal 0 si + de 40. Ce dernier est compté par un compteur/10 qui lui-même commande le déclenchement d'un circuit monostable. C'est l'impulsion qui sort de ce dernier qui servira à commander l'entrée dans les mémoires tampon du contenu du compteur A. Le compteur/10 ainsi que le compteur A sont remis à zéro par le signal de suppression image. Ce dernier commande également le chargement des mémoires tampon, de telle sorte qu'au début de chaque nouvelle image les compteurs repartent de zéro et que les mémoires tampon sont vidées, puisque chargées avec le contenu de A qui vient d'être remis au zéro. Le compteur/40 est remis à zéro par le signal de synchronisation, c'est-à-dire à chaque ligne et à chaque image. Quand le compteur A a atteint la valeur 1 000, un signal 0 si + de 1 000 vient bloquer l'arrivée des trains de 40 impulsions ; ce signal disparaît avec la remise au zéro du compteur A. Les

signaux 0 si + de 40 et 0 si + de 1 000 sont envoyés, via un circuit OU sur la commande de blanking de l'ensemble des mémoires, assurant ainsi qu'aucune lecture ni inscription n'est possible lorsqu'il y a plus de 40 caractères dans la ligne ou que les 25 lignes sont entièrement explorées.

L'ensemble d'adressage A₂ comporte un second compteur par 1 000 qui se distingue du compteur A en ce sens qu'il peut compter de 0 à 1 000, mais aussi qu'il peut décompter de 1 000 à 0. Ce compteur/décompteur B détermine la position du pointeur sur l'écran du tube cathodique. Lorsque l'ensemble de visualisation est en mode lecture, le compteur/décompteur B ne reçoit pas d'impulsions, et de ce fait, le pointeur clignotant demeure en place. Si l'on envoie sur B une impulsion, soit sur l'entrée de comptage, soit sur l'entrée de décomptage, le pointeur va se déplacer d'un cran vers la droite ou bien vers la gauche. Si le pointeur se trouve sous le 40^e caractère d'une ligne d'écriture, une impulsion de comptage sur B le fait sauter sous le premier caractère de la ligne d'écriture suivante. Quand le pointeur se situe sous le premier caractère d'une ligne, une impulsion de décomptage sur B le fait venir sous le 40^e caractère de la ligne précédente. Lorsque le pointeur est arrivé sous le 40^e caractère de la 25^e et dernière ligne d'écriture, une impulsion de comptage appliquée à B le fait revenir sous le premier caractère de la première ligne d'écriture. Cette dernière position peut être atteinte très rapidement, quelque soit l'endroit de l'écran où se trouve le pointeur, en agissant sur la commande de remise à zéro du pointeur.

Le compteur/décompteur B possède deux entrées, l'une destinée au comptage, l'autre au décomptage. Ces deux fonctions sont déterminées par celle des entrées qui reçoit les impulsions. Celles-ci sont produites par action sur deux

inverseurs à position de repos centrale. L'un est affecté au déplacement horizontal (inverseur « caractère »), l'autre au déplacement vertical (inverseur « ligne »). Le déplacement horizontal à droite ou bien à gauche est obtenu en envoyant une impulsion sur l'entrée de comptage ou bien sur l'entrée de décomptage. Le déplacement vertical du pointeur s'obtient en envoyant un train de 40 impulsions sur l'entrée de comptage (le pointeur saute d'une ligne d'écriture vers le bas), ou bien sur l'entrée de décomptage (le pointeur effectue un saut qui l'amène au même endroit qu'il occupait précédemment, mais sur la ligne supérieure). Le mode de déplacement vertical équivaut, en quelque sorte, à un déplacement de 40 caractères.

Les impulsions, ou trains de 40 empulsions, sont commandés par les inverseurs « caractère » ou « ligne ». L'action sur l'inverseur « caractère » produit une impulsion qui est envoyée sur l'entrée de comptage ou sur l'entrée de décomptage, selon le sens dans lequel on commande cet inverseur. Lorsque l'on actionne fugitivement cet inverseur, il y a production d'une impulsion à l'instant même où se réalise le contact mécanique. Si l'on relâche alors l'inverseur, il n'y aura eu, en tout et pour tout, qu'une seule impulsion produite. Au contraire, si l'on maintient la pression sur l'inverseur, il y a production instantanée d'une impulsion, puis, après un certain temps de délai (environ 1 seconde) l'horloge lente va se mettre à fonctionner et donnera naissance à des impulsions au rythme d'environ deux par seconde. De cette façon, le déplacement du pointeur clignotant est rendu plus aisé lorsqu'il y a plusieurs impulsions successives à envoyer. Le même principe s'applique au déplacement vertical, l'impulsion unique étant remplacée par un train de 40 impulsions.

Les sorties du comp-

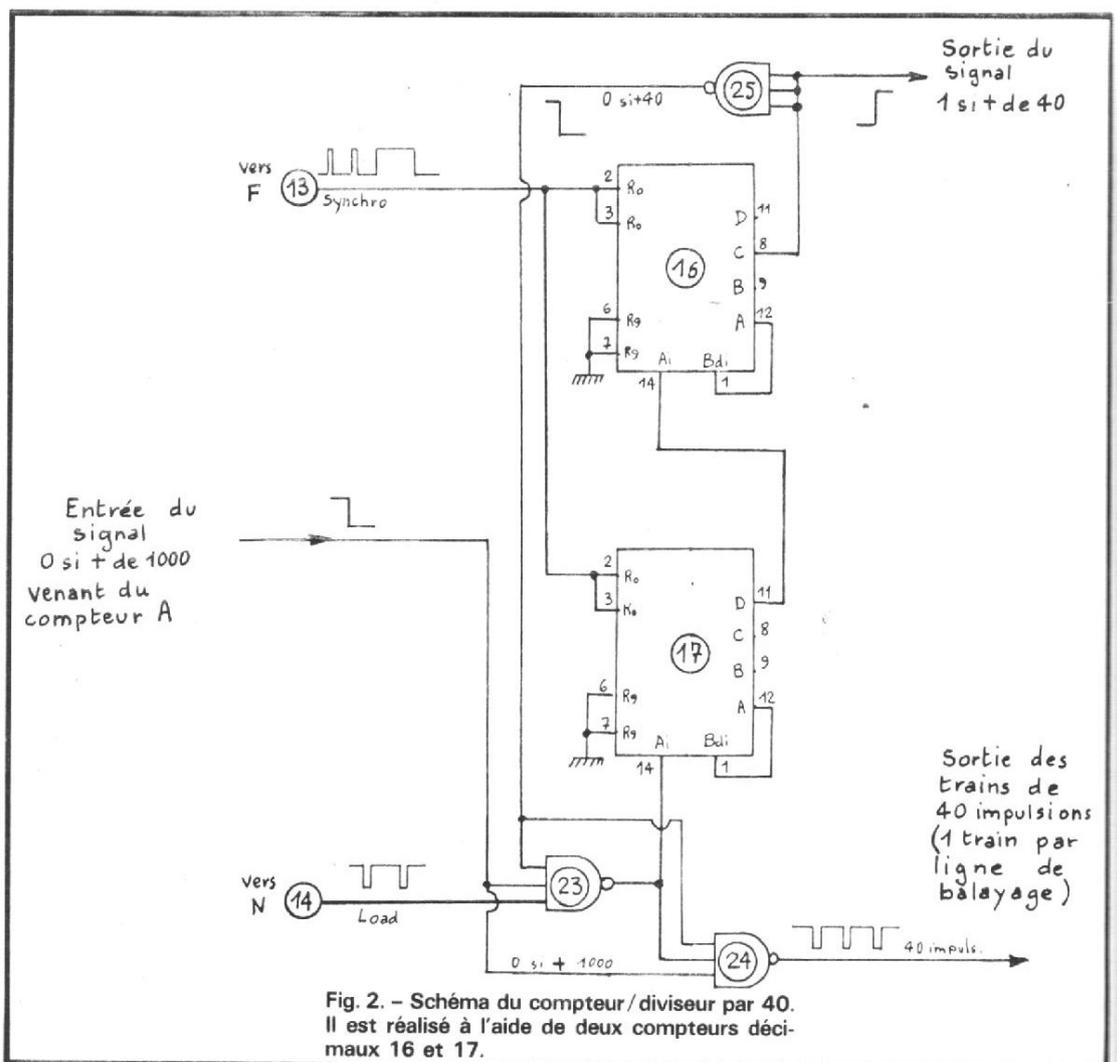


Fig. 2. - Schéma du compteur/diviseur par 40. Il est réalisé à l'aide de deux compteurs décimaux 16 et 17.

teur/décompteur B sont appliquées aux entrées d'un comparateur digital qui reçoit d'autre part les sorties du compteur A. Ce comparateur va délivrer un signal 1 si $A = B$ au moment précis où il y aura égalité entre le contenu de A et celui de B. Le signal d'égalité aura une durée égale à celle séparant deux impulsions appliquées sur l'entrée de comptage de A, c'est-à-dire la durée séparant deux impulsions de load entrant par la borne N° 14 (environ $1 \mu s$). Le signal 1 si $A = B$, combiné avec un autre signal d'autorisation, permettra de commuter l'ensemble des mémoires en mode écriture, seulement pendant la durée de ce signal, ce qui rendra possible la mise en mémoire d'un caractère à l'adresse correspondante à celle désignée par le pointeur clignotant. Une fois l'écriture effectuée, on envoie une

impulsion qui incrémente le contenu du compteur/décompteur B d'une unité, de façon à ce que le pointeur avance d'un cran, indiquant l'endroit où s'inscrira le prochain caractère.

COMPTEUR/40

Sa nécessité est évidente puisque chaque ligne d'écriture comporte 40 caractères. Ce sous ensemble compte les impulsions de load qui entrent par la borne N° 14, chaque impulsion de load correspondant à un caractère. Une fois les 40 caractères explorés, la ligne d'écriture est terminée, même si la ligne de balayage n'est pas encore arrivée exactement en fin de parcours, à l'extrémité droite de l'écran. Le compteur/40 délivre un signal 0 si + de 40 qui

est utilisé, en conjugaison avec un autre signal 0 si + de 1 000, pour passer en position blanking l'ensemble des mémoires (voir cette description dans le N° 1587 du H.P.). Ce procédé permet d'éviter toute inscription de caractères au delà de 40 par ligne, et limite le nombre de lignes à 25. Tout ce qui est hors de ces limites demeure non inscrit (blanc).

Le schéma du compteur/40 est représenté sur la figure 2 ; il est réalisé à partir de deux compteurs décimaux intégrés 16 et 17, qui sont des SFC 490 E. Il s'agit de compteurs BCD à dix positions. Dans ce circuit, la première bascule n'est pas reliée intérieurement aux trois autres, ce qui permet de modifier la capacité de comptage puisque l'on dispose d'un diviseur par 2 et d'un diviseur par 5.

Le circuit SFC 490 E comporte une entrée Ai et une sor-

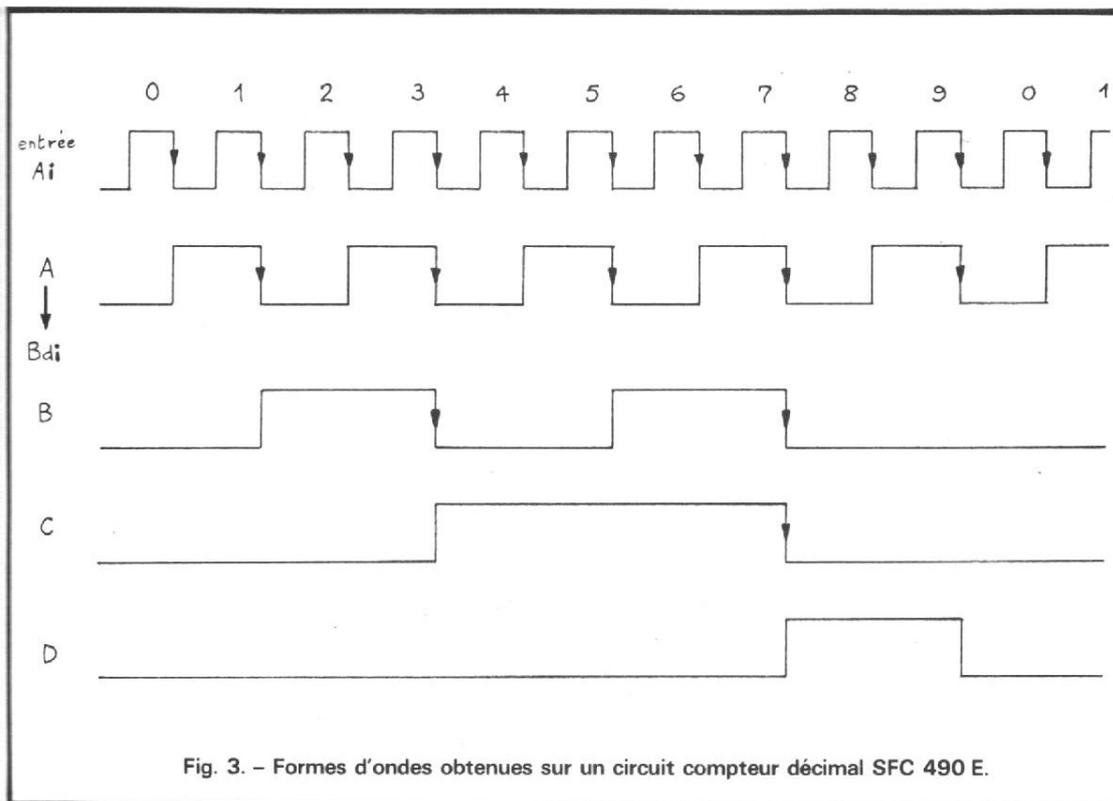


Fig. 3. - Formes d'ondes obtenues sur un circuit compteur décimal SFC 490 E.

tie A, correspondant à la première bascule. Une seconde entrée Bdi, que l'on peut utiliser indépendamment de la première bascule, commande les sorties de trois autres bascules ; ces sorties sont nommées respectivement B, C et D, cette dernière étant affectée du poids binaire le plus élevé. Avec ce circuit, la configuration ici adoptée est celle du compteur BCD à dix positions. Les impulsions à compter sont appliquées sur l'entrée Ai. La sortie A de la première bascule est reliée à la seconde entrée Bdi. Les formes d'ondes obtenues dans ce cas sont représentées sur la figure 3. On remarquera, sur cette figure, que les signaux présents sur les sorties B, C et D ne se reproduisent pas régulièrement dans le temps, mais présentent une anomalie apparente qui est, en fait, due à la rétroaction nécessaire pour réaliser un comptage par cinq.

Les signaux à compter arrivent sur l'entrée Ai du circuit 17. La sortie A étant réunie à l'entrée Bdi, la sortie D délivre un signal dont la fréquence est dix fois inférieure à celle du signal d'entrée (voir fig. 3). La sortie D du compteur 17 est

réunie à l'entrée Ai du compteur 16 qui, lui également, fonctionne en décimal. Chaque impulsion appliquée à l'entrée de 16 équivaut donc à dix impulsions de load. L'état du compteur 17 indique le nombre des unités ; celui du compteur 16 indique le nombre des dizaines. Si l'on se reporte aux formes d'ondes de la figure 3, on constate que la sortie C devient haute après que quatre impulsions aient été envoyées sur l'entrée Ai. Cette particularité est mise à profit pour détecter l'arrivée à 40 du compteur. Dès que la 4^e impulsion sortant en D de 17 sera terminée (transition négative), la sortie C de 16 passera au niveau logique 1. Le circuit NAND 25 est utilisé en inverseur. Sur sa sortie on trouve le signal inversé 0 si + de 40 qui est appliqué sur une des entrées du circuit NAND 23. Ce dernier est une porte qui laisse passer, ou non, les impulsions load entrant par la borne N° 14. Si les deux entrées de commande de 23 sont hautes, les impulsions load sont transmises sur l'entrée Ai de 17. Aussitôt que l'une et/ou l'autre des deux entrées

devient basse, la transmission des impulsions cesse. C'est ce qui se produit lors de l'apparition du signal 0 si + de 40. Le compteur/40 reste donc dans l'état 40 jusqu'à ce qu'il soit remis au zéro par l'impulsion de synchronisation ligne et/ou image. Le compteur/40 est alors prêt à compter les caractères d'une nouvelle ligne de balayage.

Le circuit 24, NAND à trois entrées, est en quelque sorte une duplication du circuit 23. La sortie de 24 délivre des trains de 40 impulsions (un train par ligne de balayage) qui sont utilisés par ailleurs pour attaquer le compteur A et la commande de déplacement vertical du pointeur clignotant.

COMPTEUR/10

Nous avons indiqué, dans un précédent article, que l'analyse d'un caractère nécessitait dix lignes de balayage, sept pour le caractère proprement dit et trois lignes de séparation entre deux lignes d'écriture. Pour réaliser une visualisation

correcte d'une ligne d'écriture de 40 caractères, il faut, pendant la durée de ces dix lignes de balayage, répéter dix fois les mêmes 40 codes. Il est donc nécessaire d'avoir un dispositif qui compte le nombre de lignes de balayage et qui donne une indication lorsque dix lignes ont été explorées. La figure 4 représente le compteur par dix.

Le circuit 18 est un compteur décimal SFC 490 E dont le fonctionnement vient d'être expliqué plus haut. Il est branché en diviseur par dix, la sortie A étant réunie à l'entrée Bdi. Les formes d'ondes sont celles de la figure 3. Le circuit 18 compte les signaux 0 si + de 40, donc, en fait, le nombre de lignes de balayage. Lorsque la sortie D de 18 présente une transition négative, c'est-à-dire après la 10^e impulsion d'entrée, le monostable 15 est déclenché et donne sur sa sortie \bar{Q} une impulsion assez brève (de l'ordre de 0,5 μ s) qui est utilisée pour commander le changement des mémoires tampon. Comme ces dernières ont besoin d'un courant de commande relativement important, il n'est pas possible d'utiliser directement la sortie du monostable 15, et l'on a dû renforcer le signal de chargement en employant le transistor PNP T2, qui fournit ces impulsions à base impédance (environ 20 Ω).

Le compteur 18 est remis au zéro par le signal de suppression image. Il n'y a donc pas de comptage pendant toute la durée de celui-ci. De plus, ce signal, qui remet également au zéro le compteur A, apparaît aussi aux bornes de la résistance R₁₇, afin que les mémoires tampon soient chargées par le contenu du compteur A quand celui-ci est remis au zéro, ce qui est une façon de vider ces mémoires de leur contenu et d'effacer ainsi toutes les informations qu'elles conservaient.

Le monostable 15 est un circuit SFC 4121 E, dont le déclenchement peut être obtenu soit par un flanc positif

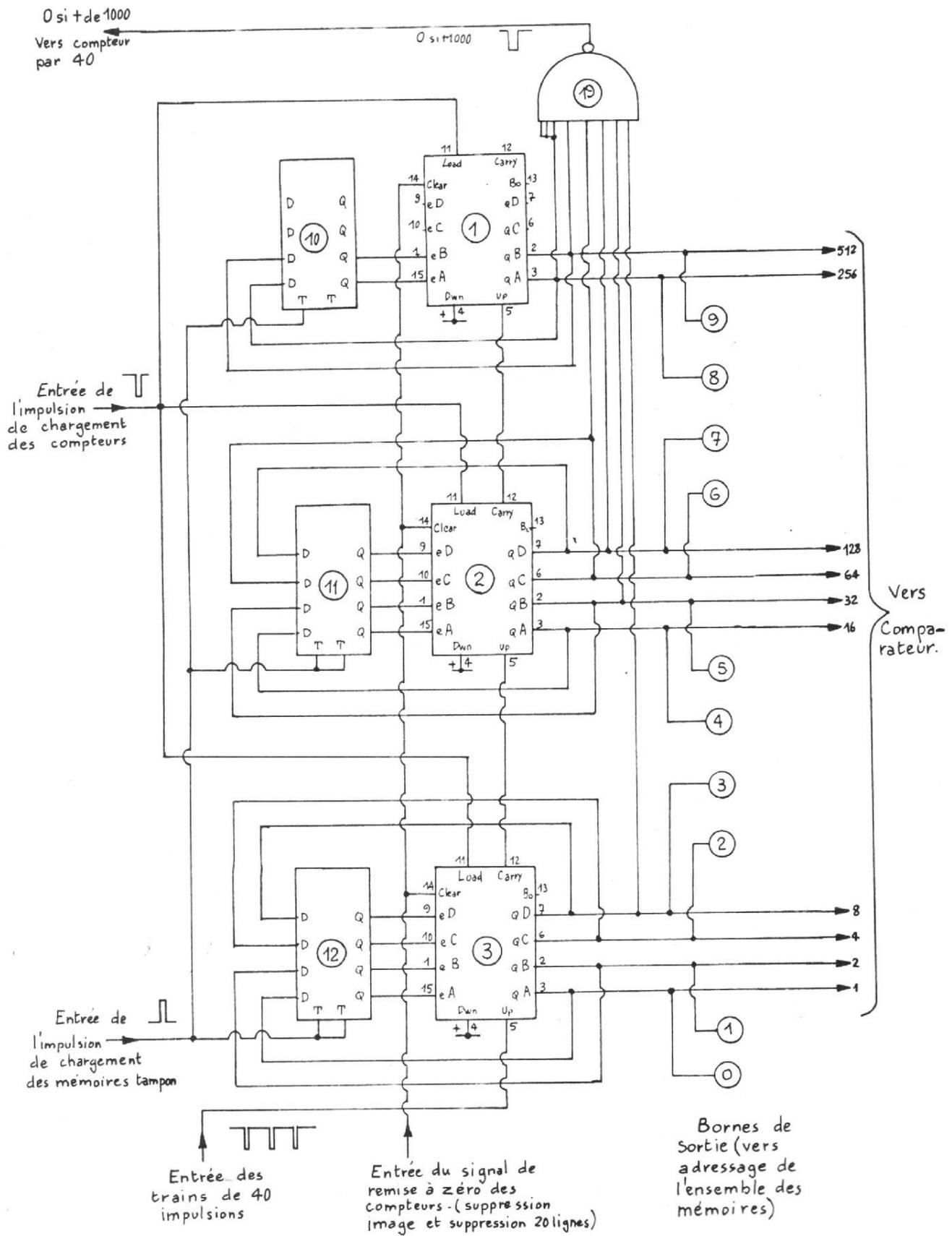


Fig. 5. - Schéma du compteur / 1000 ; il est composé de trois compteurs binaires 1, 2 et 3, ainsi que de trois mémoires tampons 10, 11 et 12.

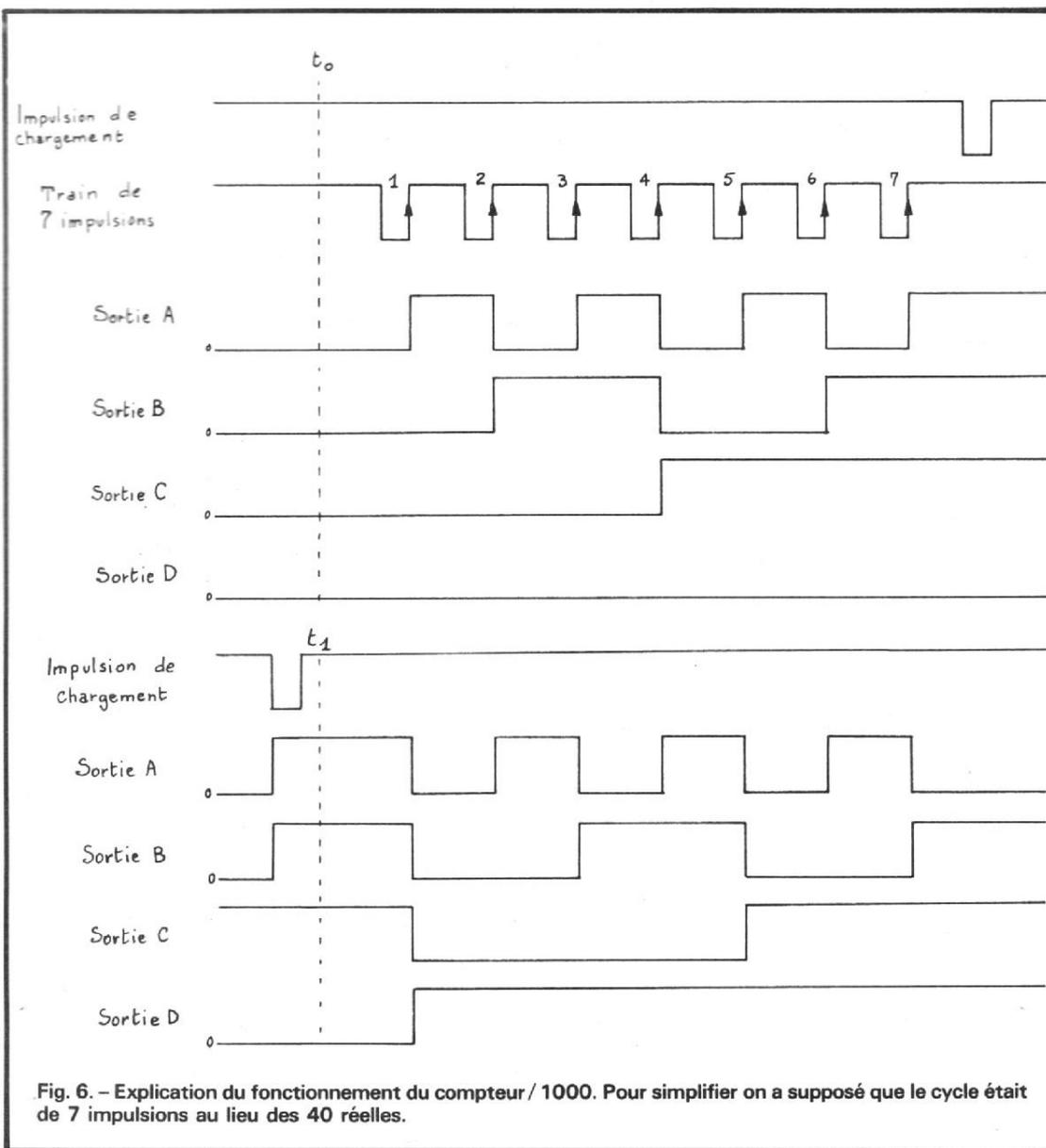


Fig. 6. - Explication du fonctionnement du compteur / 1000. Pour simplifier on a supposé que le cycle était de 7 impulsions au lieu des 40 réelles.

égales à zéro. De ce fait, le compteur A est remis au zéro par ses entrées de chargement. Un nouveau train d'impulsions (deuxième ligne de balayage) terminé, le compteur se retrouve à 40. Il reçoit de nouveau une impulsion de chargement, etc. Cette séquence se répète dix fois.

Quand la dixième ligne de balayage est terminée, les mémoires tampon reçoivent une impulsion de chargement qui leur fait prendre en compte le contenu du compteur A. Celui-ci apparaît alors sur les entrées de chargement des circuits SFC 4193 E. Lors de l'exploration de la 11^e ligne de balayage, le compteur ne part plus de 0, mais de la valeur précédente, soit 40.

Ce mode de fonctionnement est illustré sur la figure 6; pour simplifier la représentation des formes d'ondes, on a supposé que les trains d'impulsions comportaient sept impulsions au lieu des 40 qui sont effectivement envoyées, et que le compteur n'est composé que d'un seul circuit SFC 4193 E; il y a donc seulement quatre entrées de chargement et quatre sorties. Au temps T_0 , le compteur est à zéro, c'est-à-dire que ses sorties A, B, C et D sont toutes au niveau bas. On applique ensuite sur l'entrée de comptage un train de 7 impulsions, numérotées de 1 à 7 sur la figure 6. Les sorties vont prendre alors des états logiques qui sont indiquées dans

la partie supérieure de la figure 6. Après la septième impulsion, nous trouvons $A = 1$, $B = 1$, $C = 1$ et $D = 0$, ce qui correspond bien à la représentation binaire du nombre décimal 7.

La partie inférieure de la figure 6 montre la phase de chargement du compteur. Avant le temps t_1 et avant l'impulsion de chargement, l'état des sorties du compteur peut être quelconque (par exemple ici $A = 0$, $B = 0$, $C = 1$ et $D = 0$, soit le nombre 4). Nous supposons que le résultat du précédent comptage de 7 impulsions a été stocké dans les mémoires tampon; cette valeur ($A = 1$, $B = 1$, $C = 1$ et $D = 0$) se trouve donc appliquée aux entrées de

chargement du SFC 4193 E. Dès l'apparition de l'impulsion de chargement et bien qu'il n'y ait pas encore d'impulsions d'horloge sur l'entrée de comptage, les sorties A, B, C et D vont prendre l'état des entrées de chargement, ce qui est visible sur la figure 6. Un nouveau train de sept impulsions amènera les sorties du compteur à $A = 0$, $B = 1$, $C = 1$ et $D = 1$, ce qui est la représentation binaire de 14. Ainsi donc, pendant le second train d'impulsions, le circuit a compté de 7 à 14. Si alors on envoie une nouvelle impulsion de chargement au circuit SFC 4193 E, ses sorties vont reprendre l'état des mémoires tampon, soit 7. Un troisième train de sept impulsions fera à nouveau passer le compteur de 7 à 14.

Le compteur/1000 est composé de trois circuits SFC 4193 E montés en cascade, la sortie report de l'un attaquant l'entrée de comptage de l'autre. Un circuit NAND (N° 19) arrête le comptage lorsqu'il y a présence simultanée de D, de F, de G, de H, de I et de J (sorties des compteurs), soit en binaire 1111101000, ce qui correspond au nombre décimal 1000.

Les mémoires tampon 10, 11 et 12 sont des circuits SFC 475 E. Ils présentent la particularité de reproduire sur leur sortie Q le signal logique présent sur l'entrée D, dès que l'on a envoyé une impulsion positive de prise en charge sur l'entrée T. A partir de cet instant, le signal d'entrée sur D peut être supprimé ou bien modifié, la sortie Q garde l'état pris lors de la commande.

COMPTEUR- DECOMPTEUR PAR 1000

Le second compteur par 1000 se distingue du précédent en ce qu'il peut non seulement compter de 0 à 1000, mais encore décompter de

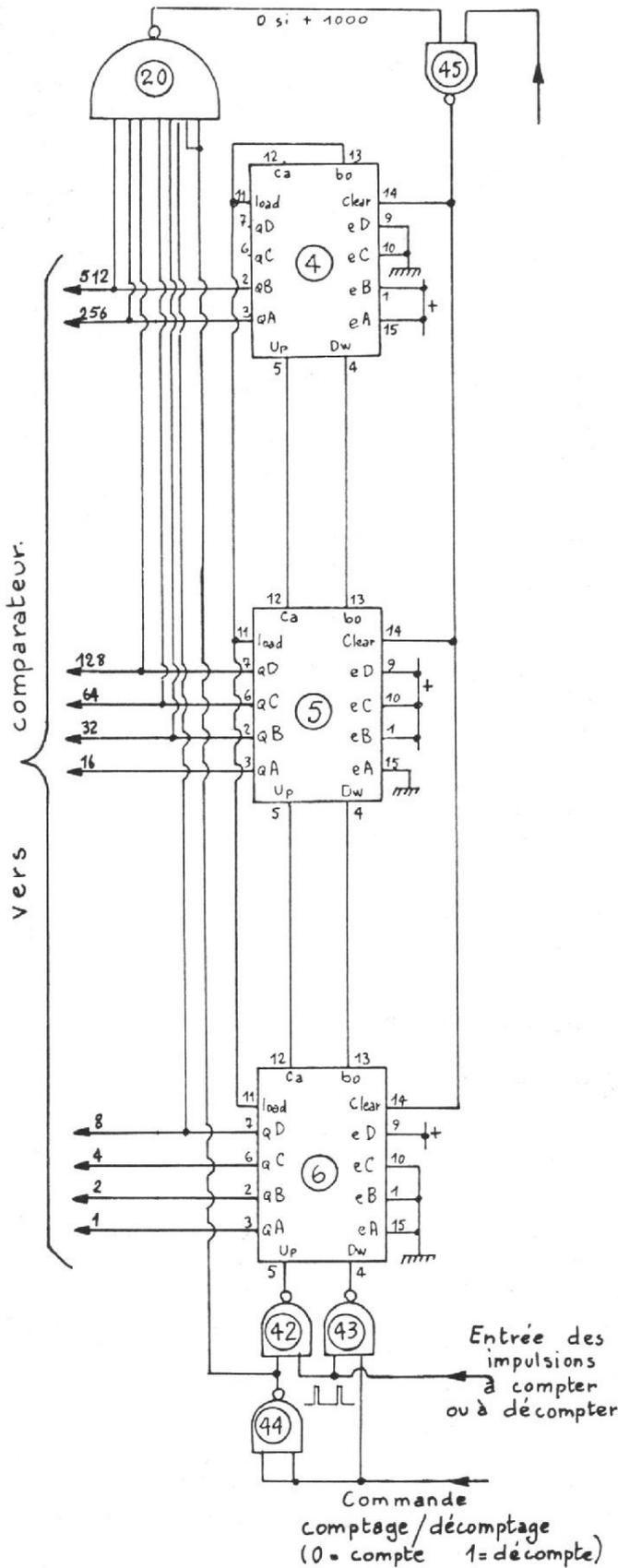


Fig. 7. - Schéma du compteur/décompteur par 1000. Le circuit 20 détecte le passage par 1000 du compteur.

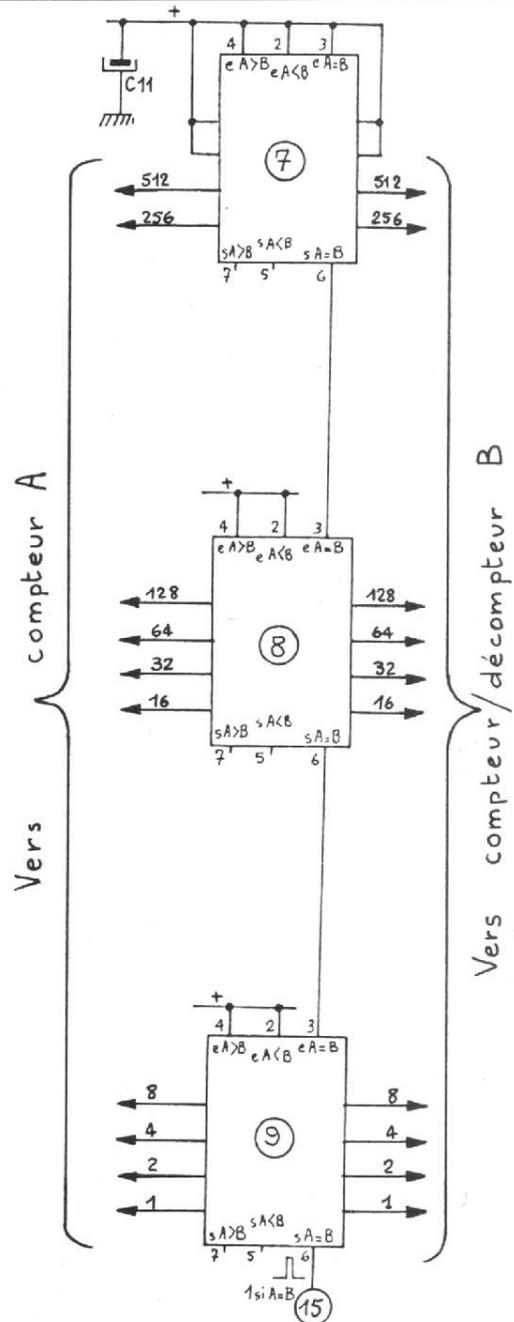


Fig. 8. - Schéma du comparateur digital ; il est composé de trois comparateurs élémentaires à 4 bits chacun.

1000 à 0. Ce compteur-décompteur B détermine la position du pointeur clignotant sur l'écran du tube cathodique. Le schéma du compteur-décompteur par 1000 est représenté sur la figure 7. Il possède deux entrées, l'une destinée aux impulsions de comptage et l'autre aux impulsions de décomptage. Il est composé de trois circuits SFC 4193 E, dont nous venons de parler, et qui sont montés en cascade (circuits 4, 5 et 6). Les

sorties report et retenue de l'un sont respectivement réunies aux entrées comptage et décomptage du suivant.

Lors du comptage, le passage par 1 000 est détecté par le circuit NAND 20 qui délivre un signal 0 si + de 1 000. Ce signal apparaît lorsqu'il y a simultanément présence de D, de F, de G, de H, de I et de J. Lorsque le nombre 1 000 est atteint par le compteur-décompteur B, la sortie de 20 devient basse ; de ce fait, la

sortie de 45 devient haute, envoyant ainsi une impulsion de remise à zéro aux trois compteurs 4, 5 et 6 qui sautent donc de 1 000 à 0 et continuent à compter en suivant (1 000, 0, 1, 2, 3, etc.).

Lors du décomptage, on utilise la sortie retenue (borrow), qui donne une impulsion lorsque le compteur-décompteur passe de 0 à 15, comme impulsion de chargement. La sortie borrow est donc réunie aux trois entrées load. De ce fait, lorsque le compteur-décompteur « descend en dessous de zéro », l'impulsion borrow va lui faire prendre en charge le nombre binaire présent sur ses entrées de chargement ; ce nombre est précisément 1 000, puisque les entrées concernées sont reliées soit au + (1 logique), soit à la masse (0 logique), de telle sorte que l'on ait les entrées D, F, G, H, I et J au 1 et les entrées A, B, C, et E au 0, soit le nombre binaire 1111101000 (1 000 en décimal).

En position décomptage, le circuit 20 est rendu inactif pour éviter que, lors du chargement du nombre 1 000, ce circuit, qui détecte précisément le nombre 1 000, ne remette les compteurs au zéro. Cette interdiction est obtenue en appliquant un 0 logique sur une ou plusieurs entrées de 20 en position décomptage ; ce signal d'inhibition est pris sur la sortie du circuit 44.

La remise au zéro des compteurs 4, 5 et 6 peut également être effectuée en appliquant un 0 logique sur l'entrée libre du circuit 45, ceci aussi bien en période de comptage qu'en décomptage.

Les impulsions ou trains d'impulsions à compter ou à décompter sont envoyées sur une entrée du NAND 42 et sur une entrée du NAND 43. L'autre entrée de chacun de ces deux circuits reçoit un signal continu, en opposition de phase, qui détermine si les impulsions doivent être comptées ou bien si elles doivent être décomptées. Un 1 sur une entrée de commande rend le

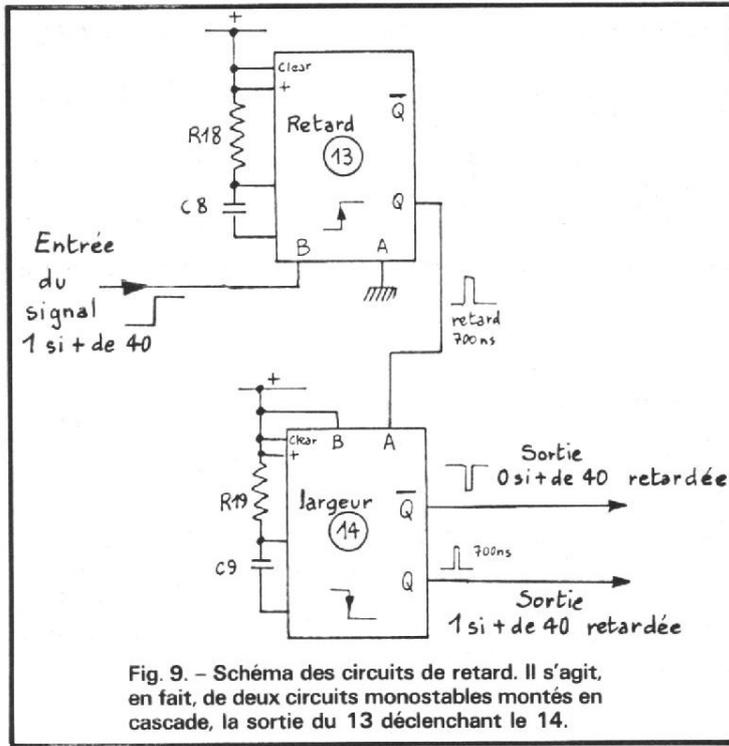


Fig. 9. - Schéma des circuits de retard. Il s'agit, en fait, de deux circuits monostables montés en cascade, la sortie du 13 déclenchant le 14.

circuit concerné passant, tandis que un 0 bloque la transmission des impulsions par ce circuit. Le circuit 44 est monté en inverseur ; c'est lui qui assure l'opposition de phase entre la commande de 42 et celle de 43. Un 0 sur l'entrée de commande du circuit 43 bloque celui-ci, mais alors 44 applique un 1 sur l'entrée de commande de 42 ; ce circuit transmet alors les impulsions à l'entrée de comptage. Réciproquement, un 1 sur l'entrée de commande de 43 rend ce circuit passant ; les impulsions sont ainsi décomptées ; le circuit 44 applique un 0 sur l'entrée de commande de 42 qui est alors bloqué.

COMPAREUR DIGITAL

C'est un circuit intégré monolithique, du type SFC 485 E, qui est destiné à effectuer une comparaison entre deux mots binaires de 4 bits chacun. Il possède trois sorties, décodées intérieurement, qui donnent directement la relation de grandeur des mots A et B, soit : $A = B$, $A > B$ et $A < B$. Comme, dans l'application que nous décrivons, les mots

A et B comportent dix bits, il a été nécessaire de mettre en cascade trois circuits SFC 485 E, comme indiqué sur la figure 8. Les dix bits du mot A entrent sur les dix connexions de gauche du schéma, tandis que les dix bits du mot B sont envoyés aux dix entrées de droite. Dans notre application particulière, seule est utilisée la fonction $A = B$; les sorties report $A = B$ sont donc réunies aux entrées A = B, de telle sorte que la comparaison des deux mots de dix bits s'effectue normalement. Sur la sortie N° 15 on recueille une impulsion positive quand $A = B$. Cette impulsion présente une durée égale à celle séparant deux impulsions de load (environ $1 \mu s$) ; elle servira par la suite à passer l'ensemble des mémoires en mode écriture. Cette dernière ne sera possible que pendant la durée de l'impulsion $A = B$ et à l'emplacement de la mémoire correspondant à la position du compteur B.

CIRCUITS DE RETARD

Ils sont représentés sur le schéma de la figure 9. Leur but est de retarder le moment

de la prise en charge par le compteur A des valeurs contenues dans les mémoires tampon 10, 11 et 12. En effet, quand le compteur A vient de terminer le comptage des 40 impulsions de la dixième ligne, par exemple, le compteur/10 déclenche le monostable 15 qui délivre immédiatement une impulsion de $0,5 \mu s$ de durée, ce qui fait entrer dans les mémoires tampon le contenu du compteur A. Une fois ceci terminé, très exactement $0,2 \mu s$ après la fin de cette prise en charge, une impulsion de load est envoyée par le monostable 14 aux circuits 1, 2 et 3, ce qui permet alors d'entrer dans ces derniers le contenu des mémoires 10, 11 et 12, tous les niveaux logiques étant alors bien établis. Ceci risquerait de ne pas être le cas si l'on chargeait les entrées du compteur avec sa sortie, à travers les mémoires tampon, sans prévoir un certain temps de délai. Le rôle des circuits de retard de la figure 9 est précisément de permettre un certain délai entre les deux chargements et de rendre ceux-ci consécutifs et non simultanés.

Les deux monostables 13 et 14 sont contenus dans un même boîtier ; ils sont du type SFC 4123 E. Le premier d'entre eux (13) reçoit le signal 1 si + de 40. Il est déclenché par le flanc positif de ce signal. La durée de l'impulsion qu'il délivre sur sa sortie Q est de l'ordre de $0,7 \mu s$; ceci correspond au temps de retard à la commande des entrées load du compteur A. Le second monostable (1) est déclenché par le flanc descendant du signal Q du précédent. La durée de l'impulsion sur sa sortie Q, de même que sur sa sortie \bar{Q} est d'environ $0,7 \mu s$. C'est l'impulsion négative \bar{Q} qui est envoyée sur les entrées de chargement du compteur A.

(à suivre)

R. DESMAY

COMPRESSEUR et EXPANSEUR de DYNAMIQUE DBX 119



REDUCTEUR de BRUIT de FOND DBX 124

LE DBX serait-il en passe de devenir un concurrent pour le Dolby ? Ce qui est certain, c'est que le nom de DBX est de plus en plus souvent cité comme réducteur de bruit à tel point que dans les studios d'enregistrement il peut être installé dans les mêmes appareils que ceux qui reçoivent les modules Dolby. DBX est une société américaine qui fabrique divers types de matériels adaptés à l'électroacoustique, il y a des séries professionnelles et grand public chez ce constructeur.

Nous avons choisi dans la gamme de ce constructeur deux appareils. Le premier est un compresseur/expandeur à taux variable. Le second est également un compres-

seur/expandeur mais son efficacité est identique à la compression comme à l'expansion si bien qu'un signal qui a été comprimé est ensuite expansé et retrouve à la sortie une dynamique identique.

Ces termes d'expansion et de compression nécessitent une explication, ce sont des appareils dont l'utilisation n'est pas très répandue, particulièrement dans la HiFi leur usage n'est pas indispensable puisqu'on ne les trouve pas systématiquement sur les chaînes. Ils peuvent apporter d'autres éléments et améliorer certaines caractéristiques d'un matériel.

La dynamique d'un son est l'écart qui existe entre le son le plus fort qui doit être reproduit et celui le plus faible. Les

dynamiques varient beaucoup d'un type de musique à l'autre, un instrument solo étant en principe moins bruyant qu'un orchestre entier.

Un orchestre symphonique a par exemple une dynamique de l'ordre de 80 dB, c'est une valeur pour laquelle on trouve des valeurs qui divergent à 10 dB près.

Dans une installation électroacoustique, la dynamique utile est limitée par plusieurs paramètres agissant l'un sur les signaux forts, le second sur les signaux faibles. Prenons par exemple le cas du magnétophone. Il n'est pas possible de lui envoyer de tension trop élevée sous peine de voir la distorsion augmenter considérablement. Nous avons là une limite qui est imposée par la

bande magnétique et par les têtes.

Du côté des faibles signaux, nous avons le bruit de souffle de l'électronique et aussi, et surtout, celui de la bande. On ne pourra donc pas exploiter des signaux dont le niveau sera situé au dessous du bruit de bande, il faudra respecter une marge de sécurité, si l'on veut avoir un rapport signal/bruit encore exploitable.

La dynamique est aussi un paramètre qui existe à l'écoute. Le bruit de fond d'un appartement n'est pas le même le jour et la nuit. On peut aussi écouter de la musique en voiture, dans des conditions réellement très difficiles point de vue bruit de fond acoustique.

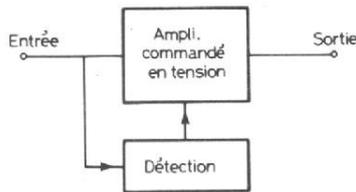


Fig. 1. - Principe de base de l'expandeur/compresseur DBX 119, c'est le signal d'entrée qui agit sur un amplificateur à gain variable, il n'y a pas de réaction entrée sortie.

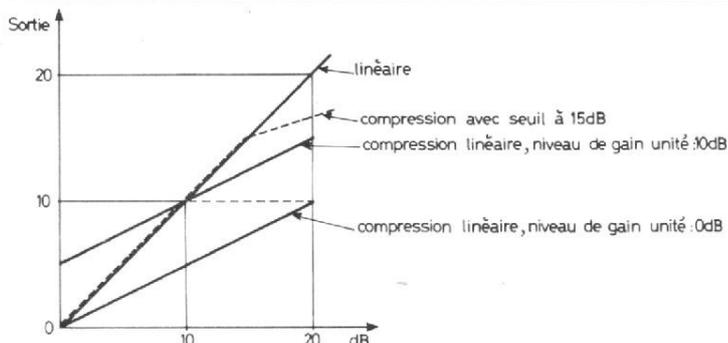


Fig. 2. - Courbes de compression qu'il est possible d'obtenir. En expansion, nous avons une pente plus importante qu'en régime linéaire.

Les techniques qui sont utilisées pour la modification de dynamique sont de plusieurs ordres. Nous avons dans certains cas une limitation d'amplitude de crête, une limitation qui s'exerce sur la crête du signal. Ce type de limitation ne respecte pas la dynamique initiale, il est réservé à des applications particulières comme la modulation d'un émetteur.

Le mode de commande de ces dispositifs est également à mentionner, il y a des modificateurs de dynamique qui fonctionnent suivant le principe de détection de crête, d'autres suivant une détection de valeur moyenne et enfin une détection par valeur efficace. Suivant le mode de détection choisi, la perception de la compression ou de l'expansion sera différente. La commande par valeur efficace est la meilleure, c'est elle qui correspond le mieux aux caractéristiques de perception de l'oreille et elle est insensible à la phase. La valeur moyenne, plus facile à mettre en œuvre vient ensuite, puis celle de crête.

Cette dernière est utile pour la limitation, le rapport entre les crêtes et l'intensité sonore telle qu'elle est ressentie peut atteindre 20 dB sans problèmes mais ne correspond à aucune notion de perception, elle servira à éviter un écrêtage inopiné.

Les deux appareils que nous avons examiné utilisent tous deux des techniques d'expansion et de compression. Ils fonctionnent soit en

compression, soit en expansion.

Le compresseur, comme l'expandeur se compose d'un système de détection de niveau qui commande un amplificateur commandé en tension : figure 1.

Suivant que l'appareil travaille en compression ou en expansion, le gain augmentera ou diminuera avec le niveau d'entrée. En compresseur, pour 10 dB de variation à l'entrée, nous pourrions avoir de 10 à 0 dB de variation en sortie suivant que le taux de compression est de 1 ou de l'infini. En expansion, pour 10 dB à l'entrée, nous pourrions en avoir 20 à la sortie avec un taux d'expansion de 2, 15 avec un taux de 1,5. Il n'est pas question ici d'avoir un taux d'expansion infini, la saturation serait vite atteinte.

Le compresseur réduit la dynamique. Il abaisse les pointes de niveau et remonte les faibles tensions, ce qui produit comme on peut s'en douter une remontée du bruit de fond.

L'expandeur par contre remontera les forts niveaux et abaissera le bruit de fond. Une compression suivie d'une expansion du même taux donnera un signal de sortie identique au signal d'entrée, avec une même dynamique.

Si un bruit a été introduit à titre d'exemple, par un magnétophone, ce bruit se trouvera réduit par l'expandeur. Etant donné que le bruit de l'enregistrement magnétique est plus important que celui de la source, nous aurons

une amélioration importante du rapport signal/bruit imputable à cette technique.

Le DBX 124 est un réducteur de bruit spécialement adapté aux magnétophones et à la lecture de disques codés DBX, le DBX 119 est un appareil permettant de traiter un signal en compresseur ou en expandeur, avec ou sans seuil de compression ou d'expansion.

Le seuil de compression est une notion importante lorsqu'on parle de modification de dynamique. Une compression peut être linéaire ou à seuil. Une compression linéaire traite de la même façon les signaux forts et les signaux faibles. Par contre un compresseur à seuil maintiendra leur dynamique à tous les signaux dont le niveau sera au-dessous du seuil fixé, au-dessus du seuil, nous aurons une dynamique modifiée (fig. 2).

La figure de compression peut aussi être dessinée pour une expansion, la pente entrée/sortie sera alors plus forte pour l'expansion que pour le régime linéaire. Nous pourrions avoir également le seuil variable, comme pour la compression. Pour obtenir les courbes d'expansion, on inverse les axes, entrée et sortie.

Un autre paramètre de ces appareils est le niveau de référence de la compression ou de l'expansion. Nous pouvons en effet avoir une compression qui donne une dynamique finale de 30 dB centrée autour

de 0 dBm, c'est-à-dire que le signal dont le niveau sera de zéro dBm sera conservé à son niveau d'origine et que les tensions situées de part et d'autre seront affectées. Cette notion de niveau est utile à connaître pour un enregistrement. Lors d'un enregistrement magnétique on aura toujours intérêt à travailler suffisamment haut pour éviter le bruit de fond. Il ne faut toutefois pas exagérer car une compression entraîne une modification de bande passante, les aigus ont un niveau plus faible que les graves et risquent de saturer la bande. Comme à l'expansion on gagnera sur le bruit de fond, il ne faudra pas hésiter à travailler à un niveau plus faible que d'habitude, ce que recommande d'ailleurs le constructeur.

Les techniques de compression et d'expansion sont utilisées dans d'autres systèmes comme les réducteurs de bruit Dolby ou DNL ainsi que d'autres systèmes.

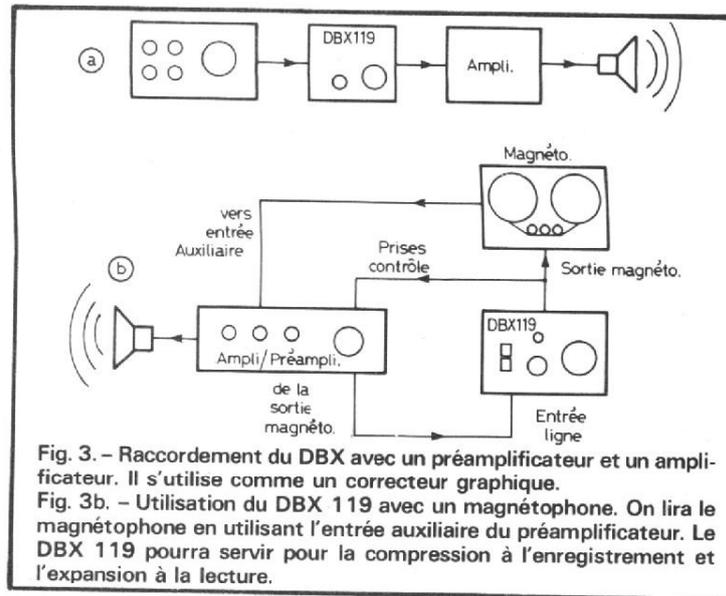
Nous avons parlé de modification de dynamique, il y a un autre paramètre à considérer, c'est la réponse en fréquence de ces systèmes. Les réducteurs dynamiques de bruit fonctionnent à partir de filtres dont on modifie l'efficacité en fonction du niveau, modification d'efficacité signifiant ici changement de la courbe de réponse en fréquence en fonction du niveau. Sur certains systèmes, la compression n'a lieu que dans une certaine bande de fréquence. De même, pour la commande

de l'amplificateur commandé en tension, on utilisera certaines bandes de fréquences qui sont considérées comme comportant le maximum d'énergie. Nous retrouverons d'ailleurs cette particularité au cours de l'étude, les courbes de réponse présentent certaines anomalies qui s'expliquent par la méthode qui a servi à les relever.

LE DBX 119

Le DBX 119 est un appareil destiné à augmenter la gamme dynamique d'un programme musical reproduit à partir des sources classiques que sont les disques, les bandes, la radio. DBX fabrique aussi un 117 un peu moins cher (pas de compression supérieure à 2).

C'est un coffret aux flancs bordés de bois massif. L'appareil mesure 15 centimètres de large sur à peu près 10 de haut



et a une profondeur de 23 centimètres.

Sa façade est équipée de deux potentiomètres, un gros et un petit. Le petit potentiomètre règle le seuil de fonctionnement de l'appareil ou le niveau pour lequel le gain est unité (pas de variation de niveau si on passe en compression ou en expansion).

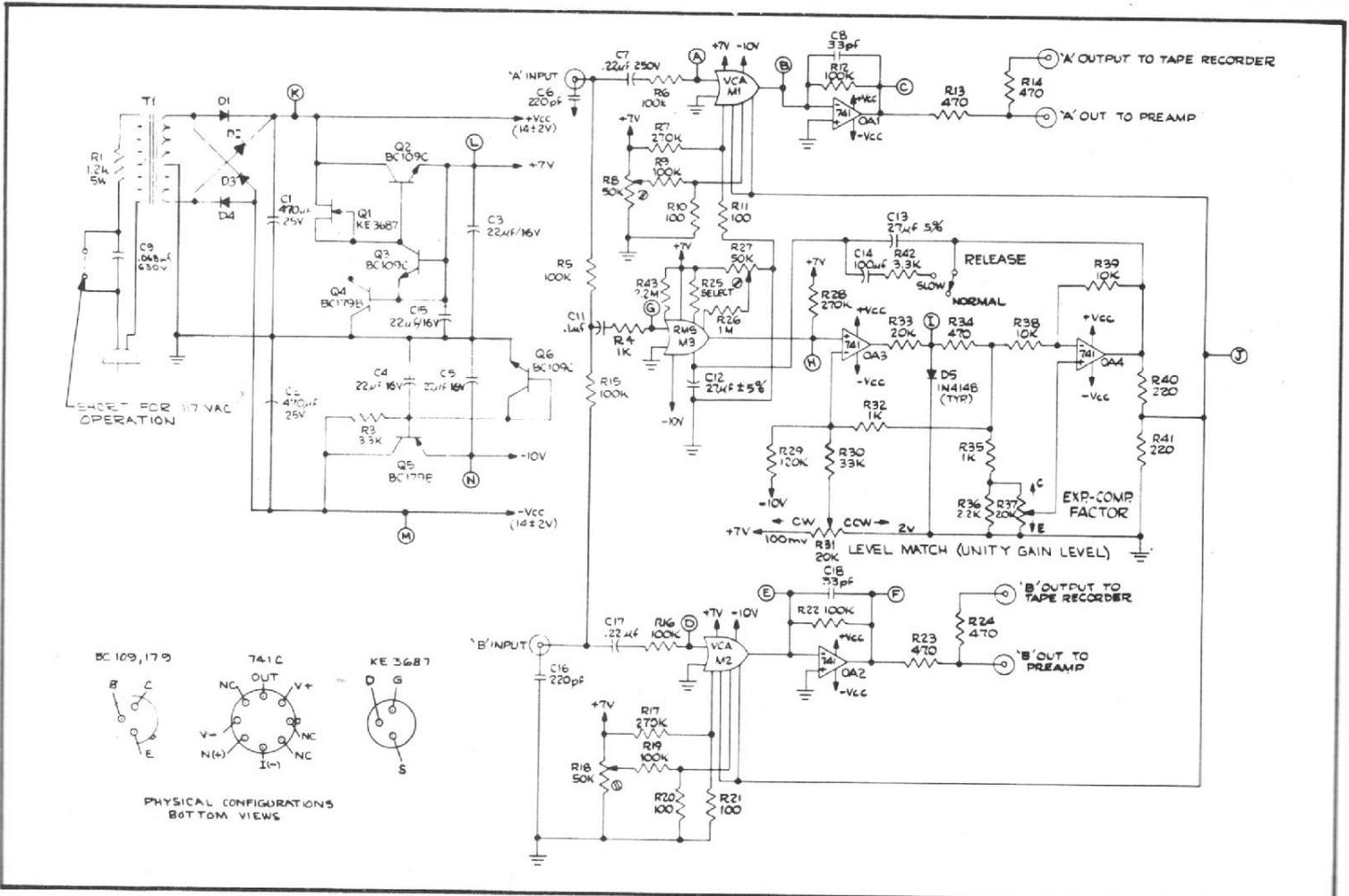
Le gros potentiomètre modifie de façon continue le taux d'expansion et de compression. Lorsque le bouton est tourné à fond dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, nous avons un taux de compression infini. L'index du bouton trouve ensuite un taux de compression de 5, de 2 (9 heures), passe de 0 à

12 heures. Ensuite, nous passons à l'expansion et trouvons des graduations de 1,2 à 2, régulièrement espacées. Les graduations sont suffisamment espacées pour permettre un réglage facile.

La face avant se complète d'un interrupteur qui permet de passer du mode linéaire au mode « seuil ». Une diode électroluminescente indique alors quand l'appareil travaille en compresseur (lorsque le niveau est supérieur à celui du seuil).

Les prises de la face arrière sont au standard américain. Nous trouvons deux prises d'entrée et quatre de sortie, deux pour le préamplificateur, deux pour un magnétophone.

Pour une utilisation comme extenseur ou compresseur de dynamique, dans une chaîne de reproduction sans magnétophone, l'appareil se branche entre la sortie du préamplificateur et l'entrée de l'amplificateur de puissance. Exactement comme un correcteur



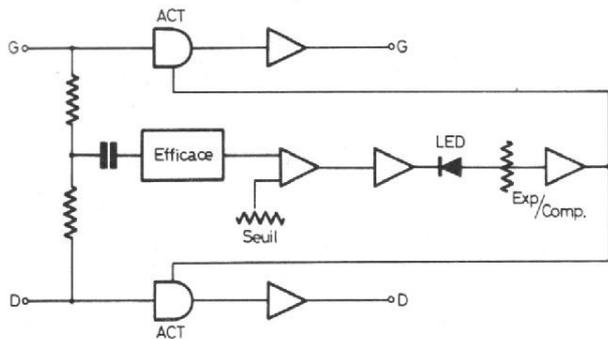
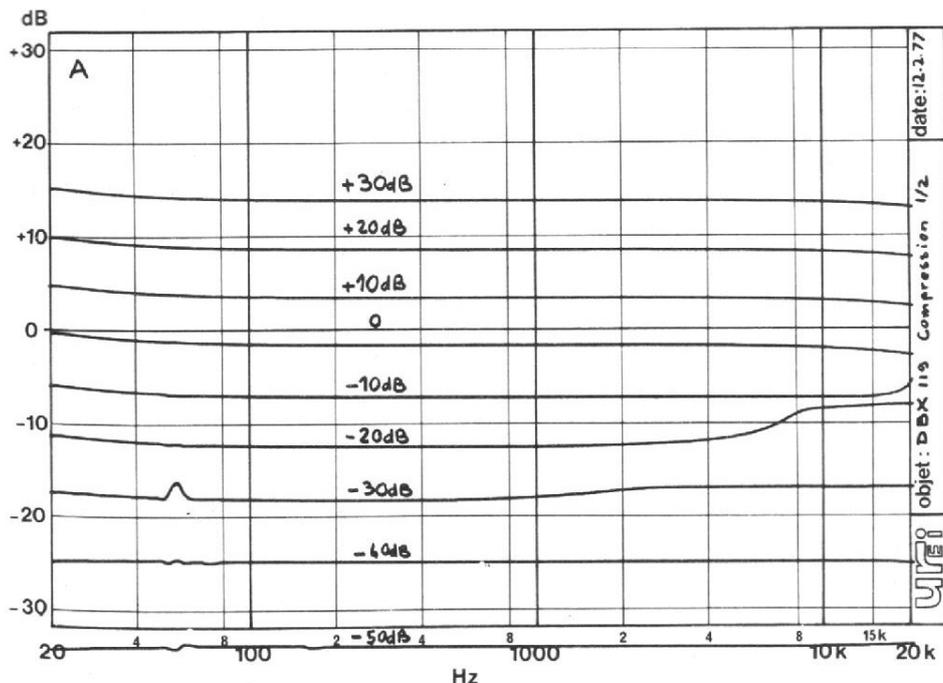
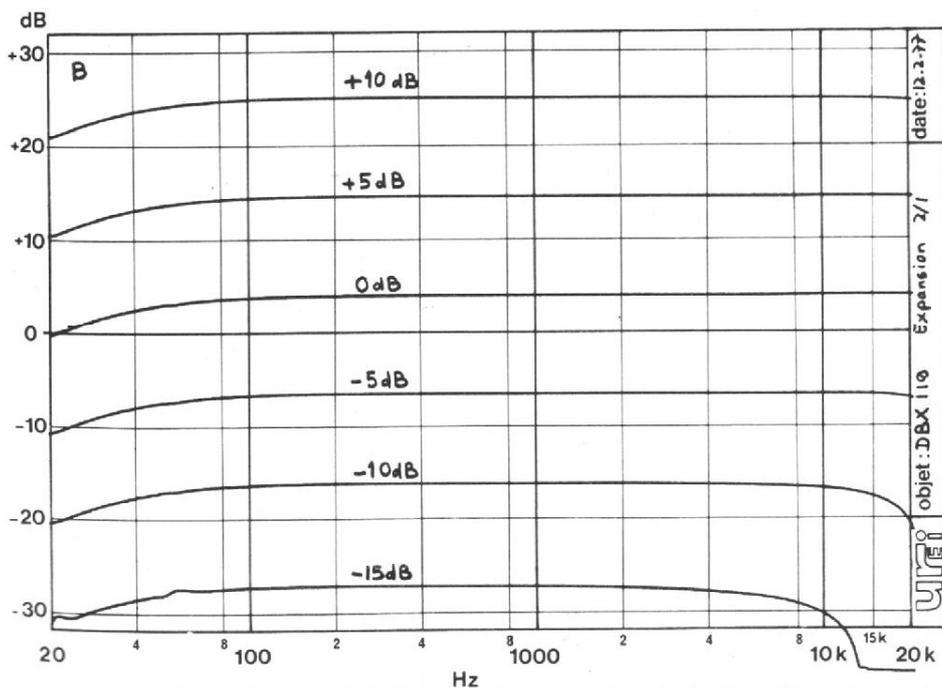


Fig. 4. - Schéma de principe synoptique du DBX 119. Nous voyons ici le mélange des signaux des deux voies qui commande le niveau de sortie.



Courbe A. - Courbes de compression du DBX 119. Taux de compression 1/2, au-dessous de -30 dB, il n'y a plus de compression.



Courbe B. - Courbes d'expansion taux de 2/1, les courbes mesurées tous les 5 dB à l'entrée sont ici espacées de 10 dB à la sortie du DBX 119.

graphique (fig. 3a). On peut aussi utiliser une prise de contrôle (monitoring) la touche de contrôle magnétophone permettra d'accéder à une musique codée par le DBX.

Avec un magnétophone, le montage est plus complexe (fig. 3b), le DBX 119 peut être utilisé pour effectuer des enregistrements, il doit donc fonctionner à la lecture comme à l'enregistrement. Pour l'enregistrement il travaillera en compresseur. Le signal partira de la sortie d'enregistrement traversera le DBX, ira vers la sortie magnétophone et passera dans les prises de contrôle qui permettront une écoute du signal comprimé, sans décodage. Dans ce cas, l'écoute directe permettra de restituer la dynamique normale. Pour écouter la bande, le signal de sortie du magnétophone ira vers les entrées auxiliaires (qui trouveront ici leur utilité), puis passera par l'intermédiaire des prises d'enregistrement dans le DBX qui travaillera alors en expanseur, il en ressortira pour passer par les prises de contrôle d'enregistrement. Le DBX a en quelque sorte pris la place du magnétophone.

Le fonctionnement n'est pas des plus simples, nous avons un autre DBX, le 124 qui a été spécialisé dans le traitement de la bande magnétique et qui de ce fait sera plus pratique.

Avec le DBX, le constructeur donne une notice indiquant quelles sont les valeurs à utiliser pour retrouver une dynamique originale.

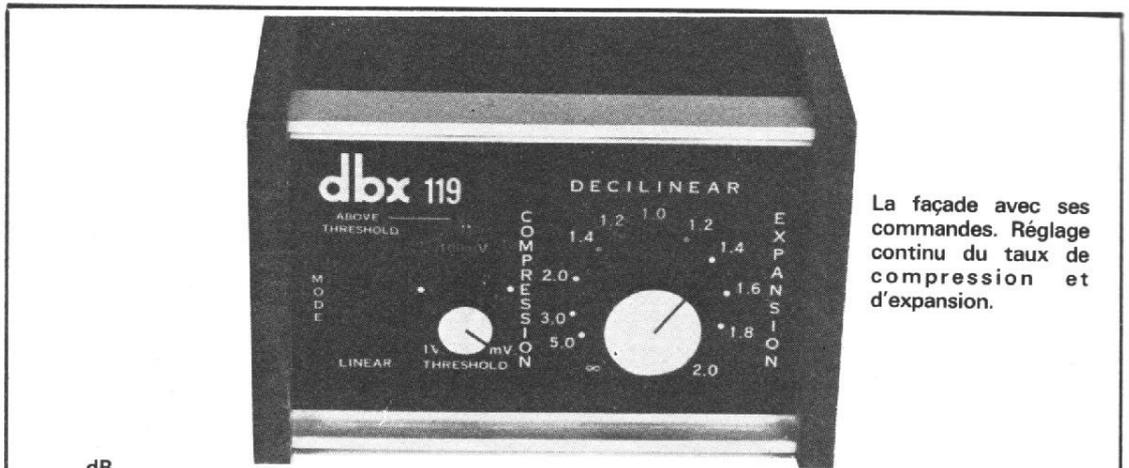
L'expansion de la musique classique se fait avec un taux de 1,1 à 1,4. Pour la musique pop, le rock, la modulation de fréquence il faut utiliser de 1,2 à 1,5 pour la musique de fond, on utilisera au contraire une expansion de 1,2 à 1,4, les musiques classiques et de rock doivent en effet être plus expressives qu'une musique de fond à qui on essaye d'enlever tout caractère pour ne conserver qu'une information fonctionnelle.

L'enregistrement de la musique classique s'accompagne d'une compression de 1,4 qui sera suivie d'une expansion à la lecture qui pourra atteindre 1,4 à 1,8 on retrouve ici les indications du début pour la lecture, on a augmenté ces valeurs du taux de compression introduit à l'enregistrement.

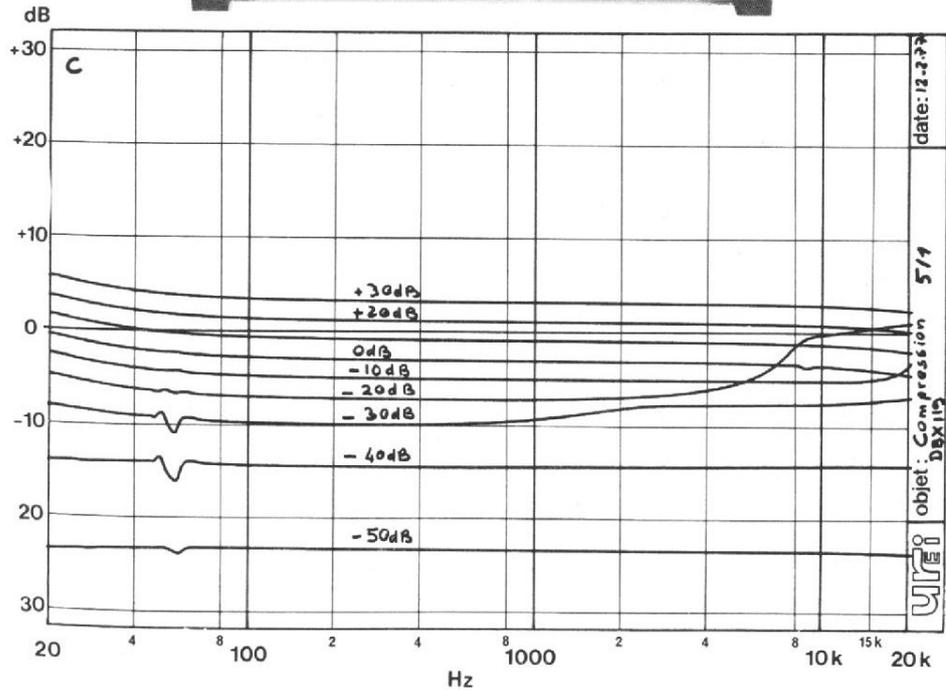
Pour les disques pop, le taux de compression est le même, c'est d'ailleurs une valeur généralement recommandée avec le 119 pour l'enregistrement, à la lecture, nous devons par un savant calcul retrouver une expression de 1,4 à 2.

Deux exemples supplémentaires montrent l'avantage de cet appareil pour l'enregistrement de conférences. Une conférence se caractérise par un niveau de parole particulièrement variable. Pour réduire les différences de niveau, on utilisera une compression à l'enregistrement et une seconde compression à la lecture.

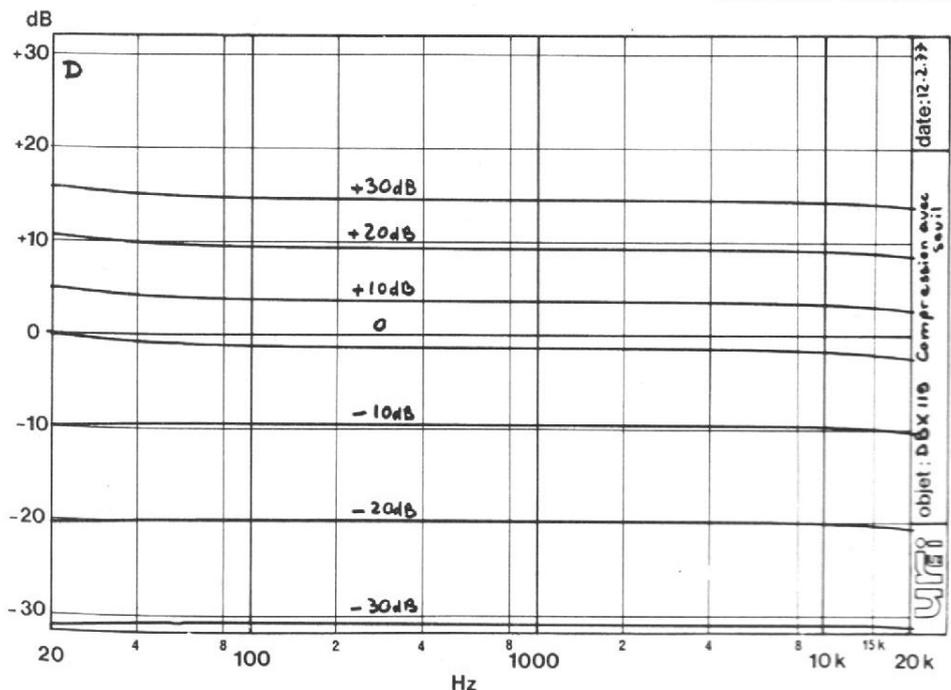
Enfin, si on désire que l'appareil ne soit pas en service, on place le gros potentiomètre sur 1,0. Un taux de compression ou d'expansion de 1 voulant dire qu'il n'y a pas de modification de la dynamique.



La façade avec ses commandes. Réglage continu du taux de compression et d'expansion.



Courbe C. - Courbe de compression de rapport 5/1, on note un resserrement des courbes.



Courbe D. - La compression avec seuil permet de maintenir la dynamique au-dessous d'un certain niveau, ici, le 0 dB correspond environ à -20 dBm.

SCHÉMA

Le schéma dont nous disposons est celui du DBX 117. Les Américains ne veulent pas trop divulguer leurs secrets et restreignent la diffusion de leurs schémas. Le schéma de principe du 119 est légèrement différent, le constructeur a ajouté un détecteur de seuil qui commande une diode électroluminescente et a changé l'interrupteur de sélection de temps de chute du détecteur en interrupteur de seuil.

Le synoptique de principe est représenté figure 4. Il se compose de deux canaux audio possédant chacun un

amplificateur commandé en tension. Le signal audio à traiter est pris directement à l'entrée, on n'utilise qu'un seul signal de commande pour les deux voies, cette disposition évite d'avoir des promenades dans le panorama stéréophonique. Une expansion plus importante sur un canal que sur l'autre se traduirait en effet par un déplacement du signal vers le canal le plus fort, on imagine facilement ce qui peut se passer ! Le détecteur reçoit le signal audio et le conditionne pour donner un signal utilisable par les amplificateurs commandés en tension.



DBX 119 - Des modules enfermés dans un blindage et noyés dans une résine. Le secret est bien gardé !

La section intéressante du schéma de principe est la partie audio. L'alimentation délivre une série de tensions nécessaires pour fixer les points de fonctionnement des étages.

En réalité le schéma n'apporte pas beaucoup d'information, l'essentiel des circuits est contenu dans des modules qui sont hermétiquement clos et qui se contentent d'assurer la fonction pour laquelle ils ont été prévus.

Le schéma synoptique comporte pratiquement la même dose d'information. Le schéma sera utile pour déceler éventuellement un défaut de fonctionnement. Nous retrouvons les éléments du synoptique. On constatera que les modules exigent quelques potentiomètres ajustables qui règlent la symétrie pour les amplificateurs VCA et pour le détecteur efficace. Le potentiomètre de niveau (de seuil pour le 119) ajuste le point de fonctionnement, la tension de sortie du premier ampli par rapport à celle du détecteur efficace. Le potentiomètre de compression/expansion ajuste le gain de l'amplificateur de sortie. La tension d'entrée de l'amplificateur opérationnel OA 4 est envoyée simultanément sur les deux entrées avec un potentiomètre sur l'entrée non inverseuse. Dans le 119, la résistance R 35 est éliminée et remplacée par un

court-circuit, ce qui permet d'avoir un taux de compression infini.

MESURES

Cette section d'essais et de mesures est la plus importante de cet examen. C'est elle qui se permet de se rendre compte de ce que fait réellement l'appareil.

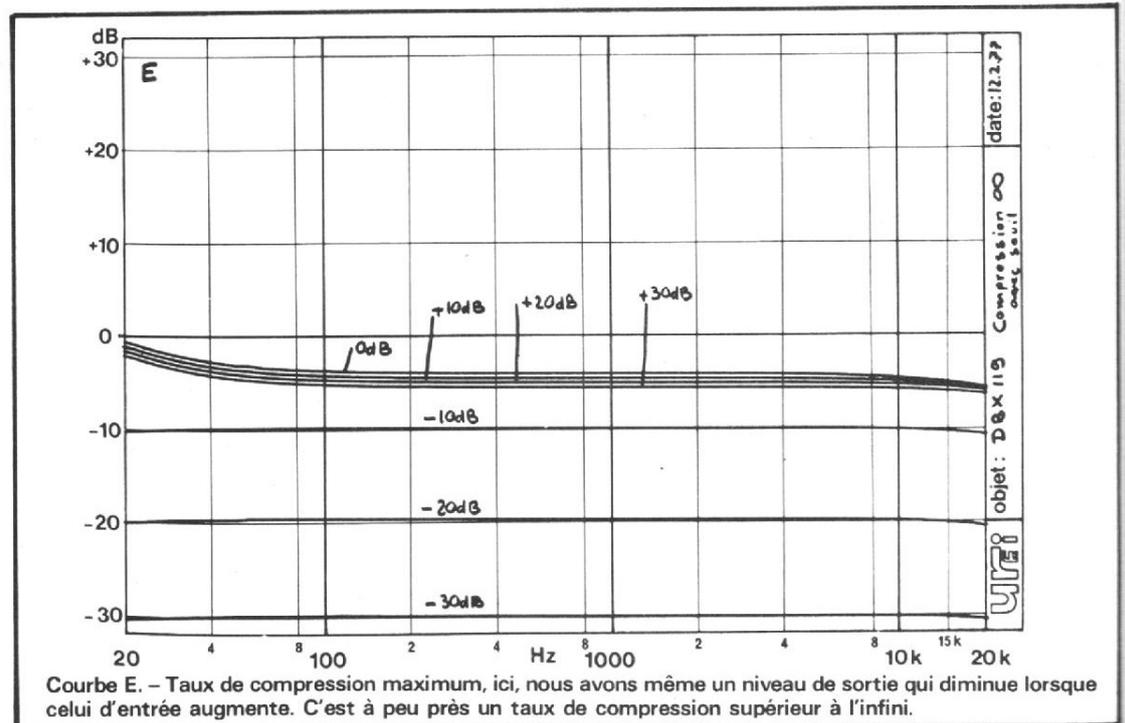
Le taux de distorsion est très bon, à 1 000 Hz il est de 0,04 % en fonctionnement linéaire, il conserve la même

valeur avec un taux d'expansion de 2 et passe à 0,1 % pour un taux de compression infini. A 15 000 Hz nous trouvons des valeurs comparables, respectivement à 0,045 % en linéaire, 0,06 % en expansion 2/1 et 0,045 % en compression infinie.

A 30 Hz, les valeurs changent pour une raison bien simple. Le compresseur ou l'expandeur de dynamique sont des appareils dont la vitesse de réaction dépend d'un réglage interne. Ces appareils doivent en principe réagir très vite, non pas en fonction de la valeur instanta-

née du signal mais de sa valeur moyenne. Si le signal est à fréquence élevée, le temps de réaction de l'électronique est grand devant la période du phénomène, le détecteur voit un signal global. Par contre, aux très basses fréquences, l'électronique réagit pour corriger instantanément le signal, par exemple, une onde triangulaire de fréquence basse aura son sommet écrasé lorsque le détecteur aura « senti » que le niveau du signal avait été changé. Les mesures ont été effectuées à 30 Hz, fréquence qui n'existe pratiquement pas dans la nature ou très rarement. Avec un taux de modification nul, la distorsion harmonique est de 0,09 %. Avec un taux d'expansion de 2, elle passe à 0,82 % pour la compression infinie, ce taux est de 2,5 %. Ces distorsions peuvent paraître élevées mais si on mesure une enceinte acoustique à ces fréquences, on s'apercevra que le taux de distorsion atteint des valeurs très sensiblement supérieures.

Les autres mesures ont été effectuées au traceur de courbe, un traceur qui délivre une tension sinusoïdale dont la fréquence varie dans le temps de manière logarithmique.



La courbe A est une courbe de réponse amplitude de sortie/fréquence avec comme paramètre le niveau d'entrée. L'appareil fonctionne en compresseur linéaire c'est-à-dire sans seuil. Le seuil existe pourtant à -40 dB environ, l'écart entre les courbes 30 et 40 dB est en effet inférieur à celui qui existe entre 40 et 50 dB. On note un accident sur la courbe -20 dB, il peut être dû à la réponse du détecteur RMS.

La courbe B est une courbe d'expansion, nous avons conservé l'échelle verticale de 60 dB de dynamique, mais cette fois, nous avons fait varier le niveau d'entrée de 5 en 5 dB à -15 dB, nous retrouvons l'accident de la courbe de réponse.

La courbe C est une autre courbe de compression obtenue cette fois avec un taux de compression de 5. Nous retrouvons ici le seuil à -40 dB environ et les accidents de la courbe de réponse.

Ces accidents peuvent paraître inquiétants. En réalité, ils n'interviennent pas au niveau de l'écoute ; la majorité de l'énergie sonore est concentrée dans une bande de fréquence située entre 200 et 800 Hz, ce sont les signaux qui sont situés dans cette zone qui commandent les amplificateurs VCA. Ces courbes de réponse ne sont pas de véritables courbes de réponse, elles

correspondent en réalité à une courbe d'efficacité du système de commande des amplificateurs commandés en tension. Nous retrouverons avec le DBX 124 de tels phénomènes, plus réguliers toutefois.

La courbe D est une courbe de compression avec seuil. Le seuil est ici situé au niveau 0. Au dessous de ce niveau, les courbes sont espacées de 10 dB en 10 dB (lus. sur l'échelle verticale), au dessus, l'espacement est de 5 en 5 dB.

La courbe E est une courbe de compression infinie. En fait, nous avons choisi une compression dont le taux constitue un véritable paradoxe étant donné que lorsque le seuil a été dépassé, le niveau de sortie baisse lorsque celui d'entrée diminue. Nous avons là un phénomène normal qui est dû à l'emplacement du détecteur de niveau. Un compresseur traditionnel, une commande automatique de gain exploite le signal après traitement. Si le signal diminue, le gain augmente automatiquement. Il y a réaction de la sortie sur l'entrée.

Ici, nous avons un dispositif qui délivre une tension de commande de gain. L'amplitude de la tension de commande détermine le gain des amplificateurs.

Ici une augmentation de niveau d'entrée de 10 dB peut entraîner la réduction de gain supérieure à 10 dB en fonction

de la sensibilité de l'entrée de commande de l'amplificateur commandé en tension.

L'utilisation musicale de cet appareil exige un réglage autre que celui du taux de compression et d'expansion. Ce réglage est celui du seuil, ou plus exactement celui du niveau de gain unité. Ce réglage se fait en lisant un disque dont la dynamique est réduite et gravé à niveau moyen. (Le réglage de seuil se fera en modifiant la position du bouton de 0 au taux d'expansion maximum. Le bouton de « seuil » sera tourné pour que l'on ne constate pratiquement aucune modification du niveau moyen. Ce sera avant tout la pratique qui sera déterminante dans le choix de la position des boutons.

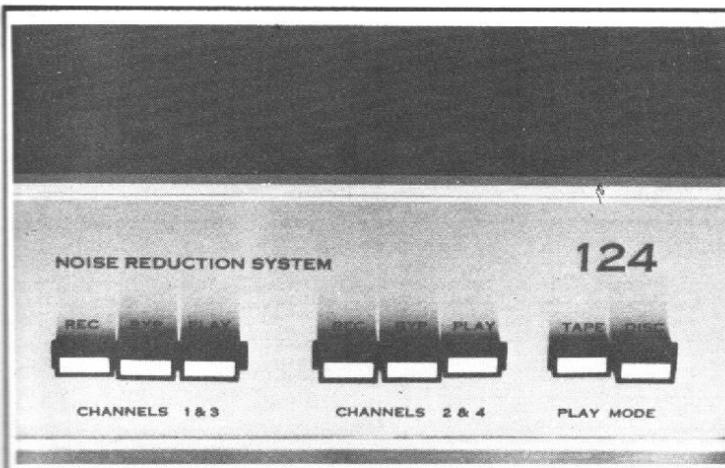
LE DBX 124

Le 124 est le grand frère du 122. Qui l'eût deviné. La série 120 de DBX est une série de réducteur de bruit. Le principe de fonctionnement est toujours basé sur la compression et l'expansion de la dynamique. Plusieurs dispositions ont été prises pour éviter des saturations de bande et une amélioration sensible du rapport signal/bruit.

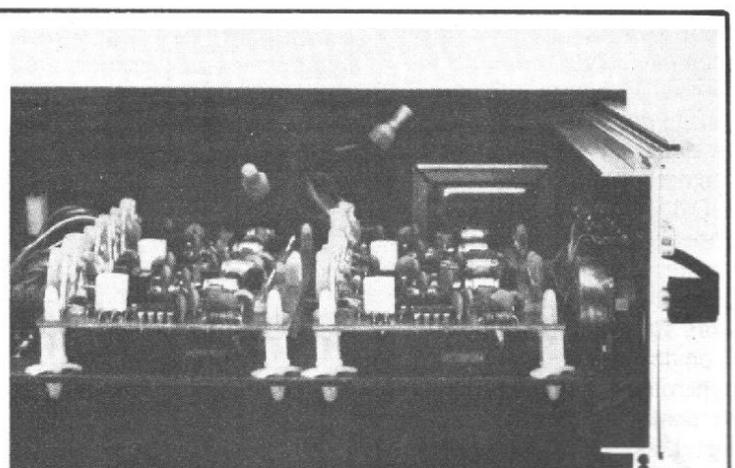
Il se présente avec les mêmes flancs de bois que le 119 mais sa face avant ne com-

porte pas de bouton de réglage, seulement des touches. Le DBX 124 n'a pas besoin d'être réglé, les taux d'expansion et de compression qu'il offre sont constants c'est tout à fait normal étant donné qu'une compression doit être suivie d'une expansion d'un même taux si on veut restituer la même dynamique à la sortie et à l'entrée. Le 122 est un appareil à deux canaux, le 124 a quatre voies, il peut être utilisé pour les enregistrements tétraphoniques ou pour le contrôle de bande en stéréophonique. Il faut en effet deux codeurs/décodeurs pour assurer le codage et deux autres pour la lecture, la première paire travaillant en compression, la seconde en expansion.

L'arrière de l'appareil est garni d'une série de prises impressionnantes. 8 paires de prises américaines. Sur la gauche, un potentiomètre est installé pour accorder l'appareil à la sensibilité des têtes de lecture, car les DBX de la série 120 sont capables de décoder les disques DBX que l'on peut trouver aux Etats-Unis. C'est un peu comme si l'on trouvait des disques codés Dolby. La compression de dynamique à l'enregistrement permet de bénéficier à la lecture de l'expansion, une expansion qui réduit les bruits de fond et augmente la dynamique du disque.



DBX 124 - Commande de fonction séparée pour les canaux. Ici les voies 1 et 3 sont en enregistrement, les voies 2 et 4 en lecture.



Vue sur la technologie de construction. Montage des sous-ensembles sur pieds en plastique.

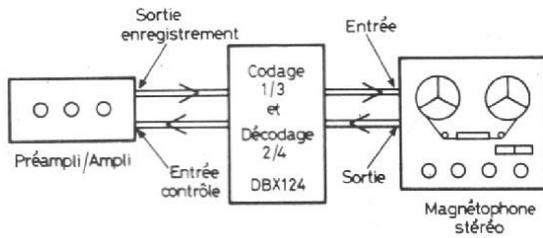


Fig. 5. - Branchement du DBX 124 avec un magnétophone stéréo, deux canaux servent en compresseur à l'enregistrement, les deux autres à la lecture en expasseur, il y a là une possibilité de contrôle de bande en vraie grandeur.

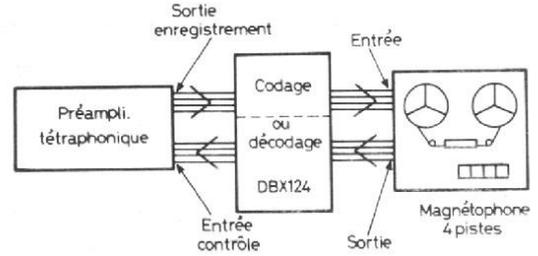


Fig. 6. - Branchement du DBX 124 avec un appareil à quatre canaux. Cette fois, le contrôle d'enregistrement sera fait avec la compression de dynamique.

Une dynamique d'enregistrement de 50 dB donne, avec le taux d'expansion de 2 à 1 de cet appareil une dynamique de sortie de 100 dB... De quoi faire rêver.

Le raccordement du DBX 124 se fait suivant le schéma représenté figure 5. Le 124 dispose de quatre systèmes de traitement de signaux pouvant fonctionner deux à deux en enregistrement ou en lecture. Ici, le signal part du préamplificateur stéréophonique entre dans le 124, est comprimé, sort pour aller vers le magnétophone, est enregistré, ressort comprimé du magnétophone sur la sortie de contrôle entre sur les deux autres compresseurs/expansseurs qui sont commutés en expasseur et à l'entrée contrôle du préamplificateur nous retrouvons un signal avec sa dynamique d'origine.

Sur la figure 6, nous avons la configuration du branchement avec un appareil tétraphonique. Cette fois, nous utiliserons les quatre modules de codage pour l'enregistrement, les signaux codés sortiront du magnétophone, traverseront le DBX 124 pour aller sur les prises d'entrée de contrôle bande du magnétophone. L'écoute de contrôle se fera alors sur le signal comprimé. Si on désire une écoute avec la dynamique normale, il faudra se contenter de l'écoute du signal issu de la source.

L'écoute de disques codés se fait en passant au travers du DBX, DBX qui doit être commuté en position DISC et lecture (PLAY). En position dis-

que, l'utilisateur disposera sur les entrées du magnétophone d'un signal codé. Le signal décodé du disque est envoyé sur les sorties des quatre voies.

Chaque canal peut être mis hors service pour l'exploitation des disques normaux et des bandes enregistrées sans DBX.

ETUDE DU FONCTIONNEMENT

Pour le 124, les schémas n'ont pas été publiés. La construction n'est plus basée sur des modules enrobés mais sur plaquettes de circuit imprimé aux composants parfaitement visibles et dont les références n'ont pas été dissimulées hypocritement. Nous trouvons ici des circuits intégrés qui sont en réalité des circuits comportant des transistors intégrés sur une pastille unique.

La figure 7 donne les synoptiques adoptés par le constructeur pour chaque

voie. L'appareil dispose de commandes de niveau d'enregistrement et de lecture, qui sont les niveaux de gain unité, ceux pour lesquels la tension de sortie ne change pas lorsque le codeur passe en compression ou en expansion, le niveau n'agit pas sur la caractéristique compression/expansion.

La chaîne de codage d'enregistrement (compression) commence par un filtre passe-bande. Ce filtre élimine des composantes indésirables qui n'existent pratiquement pas dans la musique (coupure à 30 Hz) mais qui seraient susceptibles de modifier le comportement du détecteur de valeur efficace. Par exemple, ce filtre trouve son application dans la suppression de l'effet dû au bruit de fond TBF d'un tourne-disques.

Nous trouvons ensuite un système de préaccentuation. Ce système remonte les fréquences au dessus de 2 000 Hz. Il est utilisé comme pour la modulation de fréquence, il permet de mettre en sortie un filtre passe-bas qui élimine la portion de bruit

haute-fréquence des bandes magnétiques.

Le circuit de préaccentuation est suivi d'un amplificateur commandé en tension.

Le dispositif de commande en tension exploite le signal de sortie, il agit donc comme une commande automatique de gain. Avec ce système, il est impossible d'avoir un taux de compression supérieur à l'infini.

Un filtre passe-bande est installé entre la sortie du compresseur et l'entrée. Ce filtre a une courbe de réponse qui est linéaire entre 50 et 10 000 Hz. Les fréquences situées de part et d'autre de cette bande sont atténuées. Les fréquences au-dessus de 10 000 Hz ont été supprimées pour améliorer le fonctionnement du détecteur de valeur efficace en présence d'une sous-porteuse stéréo ou d'un autre phénomène HF. Au dessous de 50 Hz, la limitation est imposée pour des raisons de reproduction.

Les boucles de commande de niveau sont en effet utilisées aussi bien pour la lecture que pour l'enregistrement et la boucle doit tenir compte des

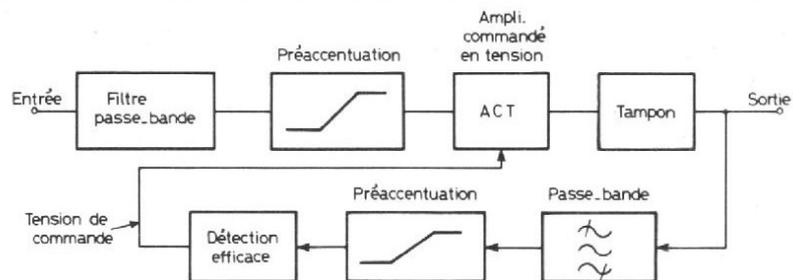


Fig. 7. - Synoptique d'une voie en enregistrement. Les quatre canaux sont absolument indépendants.

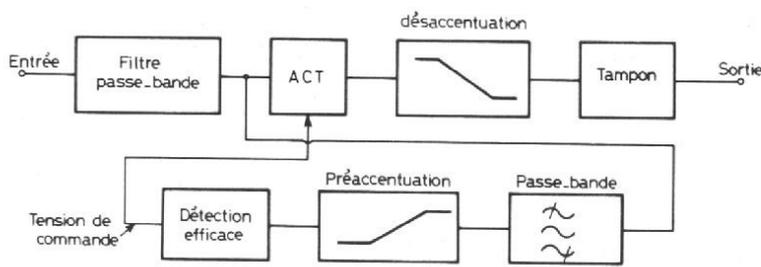


Fig. 8. - Synoptique d'une voie en lecture, le signal de commande est le même que le précédent.

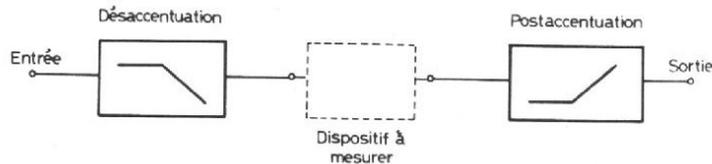


Fig. 9. - Principe de la mesure de bande passante de magnétophone à 0 dB (0 dB étant pris à 400 Hz). Ce système a l'avantage de permettre des relevés de courbe avec un mauvais rapport signal/bruit.

phénomènes perturbateurs possibles dans un sens ou dans l'autre.

Le circuit de préaccentuation du signal de commande du détecteur de valeur efficace sert à réduire le niveau des fréquences hautes au moment de l'enregistrement.

Nous avons là une commande de compression qui n'est pas linéaire en fréquence, ce que nous retrouverons sur les courbes de réponse et de compression. Si un message musical comporte une proportion importante d'aigu, le niveau global sera diminué pour éviter une saturation de la bande magnétique.

Nous trouvons ensuite le détecteur de valeur efficace qui va commander l'amplificateur commandé en tension.

La tension de commande de l'amplificateur est donc la tension disponible sur l'entrée comprimée.

Pour la lecture, nous avons le schéma de la figure 7. La boucle de commande est la même que la précédente. Nous retrouvons le filtre passe-bande qui élimine des fréquences indésirables nées au niveau de la reproduction et qui ne se trouvaient pas dans le message enregistré (il y avait eu une première limi-

tation à l'enregistrement). Nous retrouvons à l'entrée du système de détection de valeur efficace le signal qui avait servi au codage, à la dégradation due au magnétophone près. Les filtres sont les mêmes que ceux utilisés à l'enregistrement.

Cette fois l'amplificateur commandé en tension fonc-

tionne avec une tension inverse il travaille en expanseur. A la sortie de l'amplificateur nous retrouvons une tension qui va être désaccentuée par un circuit dont la courbe de réponse est symétrique par rapport à celle utilisée à l'enregistrement. Un étage de sortie se charge de fournir une tension d'un niveau suffisant

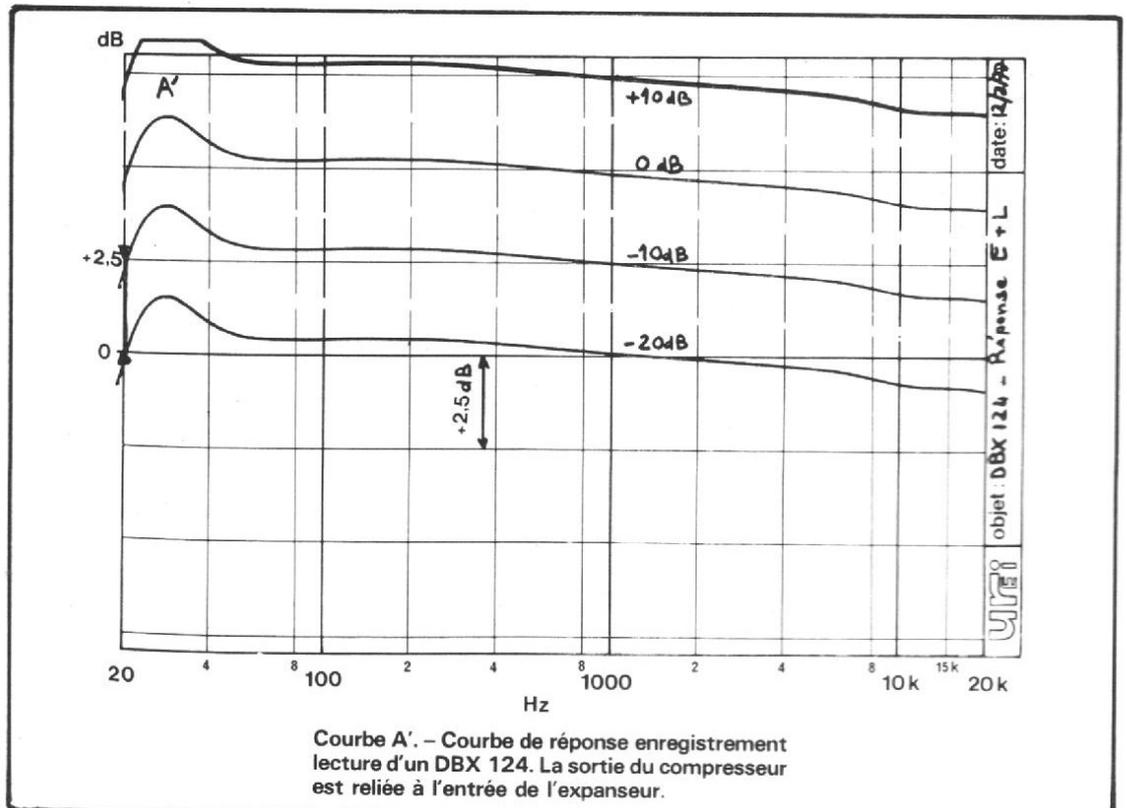
pour attaquer un préamplificateur, ou même plusieurs.

MESURES

Le DBX 124 a été choisi car il permettait d'assurer successivement le codage et le décodage, sans qu'il y ait besoin d'utiliser de magnétophone.

A 1 kHz, le taux de distortion harmonique est de 0,07 % en enregistrement plus lecture. A 15 kHz, il est de 0,35 % et à 30 Hz nous retrouvons l'augmentation de taux de distortion imputable à la vitesse de réponse de l'appareil qui considère la sinusoïde comme une enveloppe et la traite comme telle. (Modification du gain au cours de l'évolution de la tension instantanée). A 100 Hz, le taux de distortion est de 0,27 %. Le rang de l'harmonique principale est le troisième, une harmonique que l'on trouve souvent au moment d'un écrêtage.

L'examen des courbes est révélateur de quelques principes de fonctionnement. On ne peut pas tirer de cet examen de conclusions trop hâtives. Nous avons ici des courbes

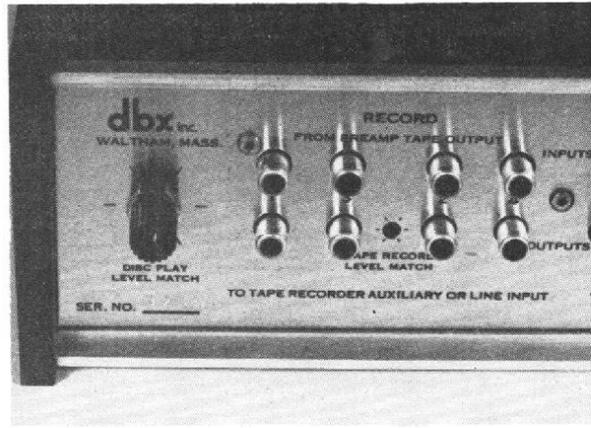


Courbe A'. - Courbe de réponse enregistrement lecture d'un DBX 124. La sortie du compresseur est reliée à l'entrée de l'expanseur.

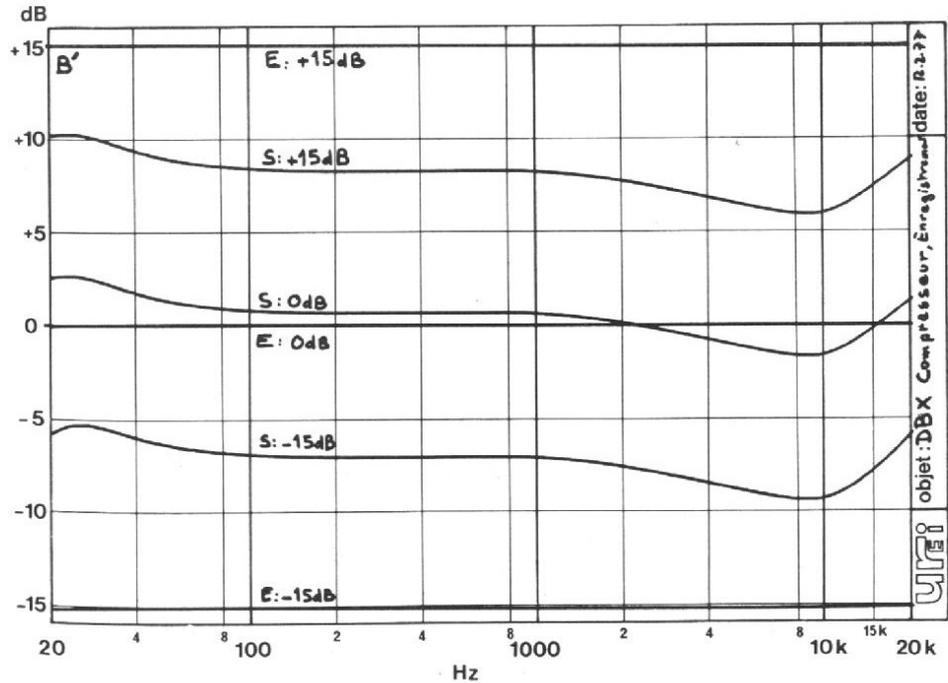
relevées avec une tension d'entrée constante et une fréquence variable de 20 Hz à 20 000 Hz. Ces courbes tiennent compte d'une part de la réponse en fréquence propre des circuits et d'autre part, de celle du circuit de commande du détecteur de valeur efficace.

La courbe A' est une courbe de réponse réalisée en mettant un décodeur DBX derrière un codeur (c'est un module identique commuté l'un sur lecture, l'autre sur enregistrement). Nous avons décalé les courbes les unes par rapport aux autres et utilisé une échelle verticale fortement dilatée. Les courbes de réponse peuvent paraître peu linéaires. Nous avons ici des courbes qui tiennent dans un gabarit de $\pm 0,5$ dB de 50 Hz à 10 000 Hz et dans ± 1 dB de 20 Hz à 20 000 Hz. La pointe aux fréquences basses est imputable à la limitation de bande passante utilisée pour la commande de l'amplificateur commandé en tension. Comme les fréquences très basses sont pratiquement inexistantes au dessous de 50 Hz, nous ne tiendrons pas compte de ce relief dans nos appréciations. Ces réseaux de courbes apparaissent comme rapprochés, il n'y a pas en fait de compression, le faible écart a été recréé artificiellement pour permettre de caser toutes ces courbes sur une feuille unique. Une expansion suivie d'une compression de même taux recrée la dynamique d'origine.

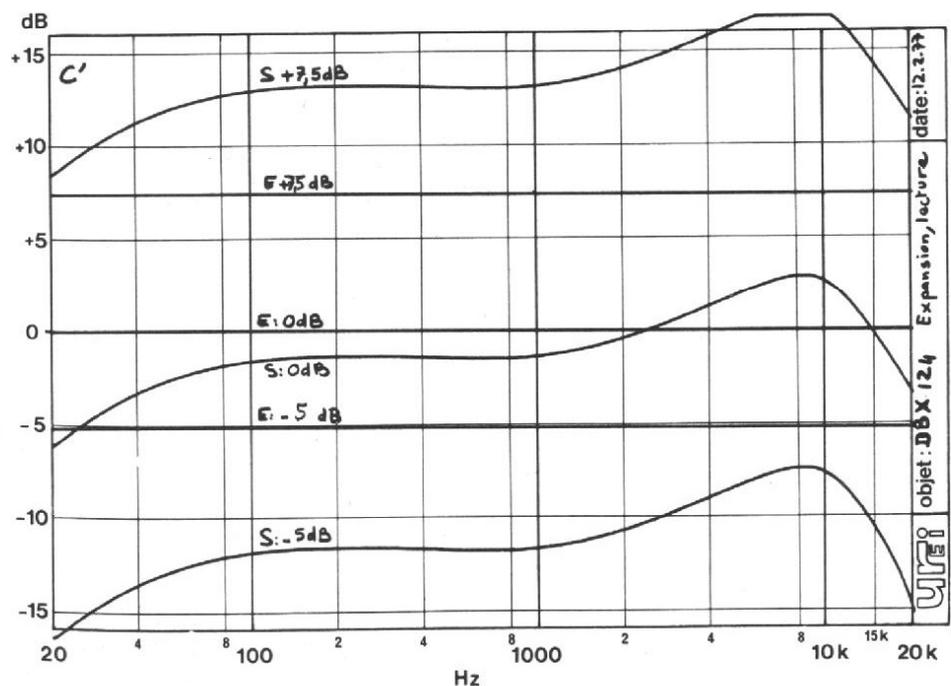
La courbe B4 montre le traitement qui est imposé au signal pour trois niveaux. Il s'agit ici de la courbe d'enregistrement et par conséquent de compression du signal. Les trois courbes sont identiques. Nous avons une expansion initiale (20 Hz/50 Hz) due à la suppression par le filtre passe-bande de la tension de commande de l'amplificateur commandé en tension. De 50 Hz à 1 000 Hz, la compression est linéaire, la courbe de réponse est respectée, ensuite, nous avons une préaccentuation



DBX 124 - Peu de réglage pour le 124 : Niveau de lecture et d'enregistrement.



Courbe B'. - Réseaux de courbes amplitude fréquence avec le niveau d'entrée comme paramètre. Ici, compression pour l'enregistrement, le rapport est sensiblement de 1 à 2.



Courbe C'. - Réseau de courbes d'expansion, le rapport est aussi de 2 à 1.

dans l'électronique, une préaccéléntuation qui remonte le niveau injecté dans le détecteur de valeur efficace qui impose alors une réduction de niveau au-dessus de 1 000 Hz. Au-dessus de 1 000 Hz, nous avons le filtre passe-bande qui supprime la tension de commande de l'ampli, il y a donc une remontée du gain qui se traduit par une remontée des aigus.

Dans la pratique, nous devons considérer les choses autrement. Le signal audio se compose de diverses fréquences mélangées. Il n'y a pas de fondamental au-dessus de 10 kHz, donc si nous avons dans le signal des fréquences situées au-dessus de 10 kHz, il y aura obligatoirement des fréquences inférieures dont le niveau sera plus important, ce seront ces signaux qui imposeront le taux de compression. Le compresseur traite le signal globalement et non en fonction de ses composantes prises individuellement. Le système n'est pas divisé en bandes de fréquences mais travaille en large bande.

Les courbes enregistrement/lecture montrent qu'il y a effectivement une compensation entre l'enregistrement et la lecture, même lorsque les mesures sont effectuées avec un balayage en fréquence.

La courbe C' correspond à une courbe de lecture. Il y a là une expansion. L'échelle choisie est la même que celle de la compression. Nous retrouvons ici une courbe de réponse qui tient dans un gabarit nettement plus large que celui du compresseur. Là encore, le phénomène est normal. Les « défauts » de la courbe de réponse comprimée seront expansés au moment de l'opération de décodage. Pour les compenser, il faudra donc appliquer une correction deux fois plus importante. Nous retrouvons la modification des fréquences basses, celle de la préaccéléntuation et celle due à la limitation de la bande passante aux fréquences hautes. Le résultat de la combinaison

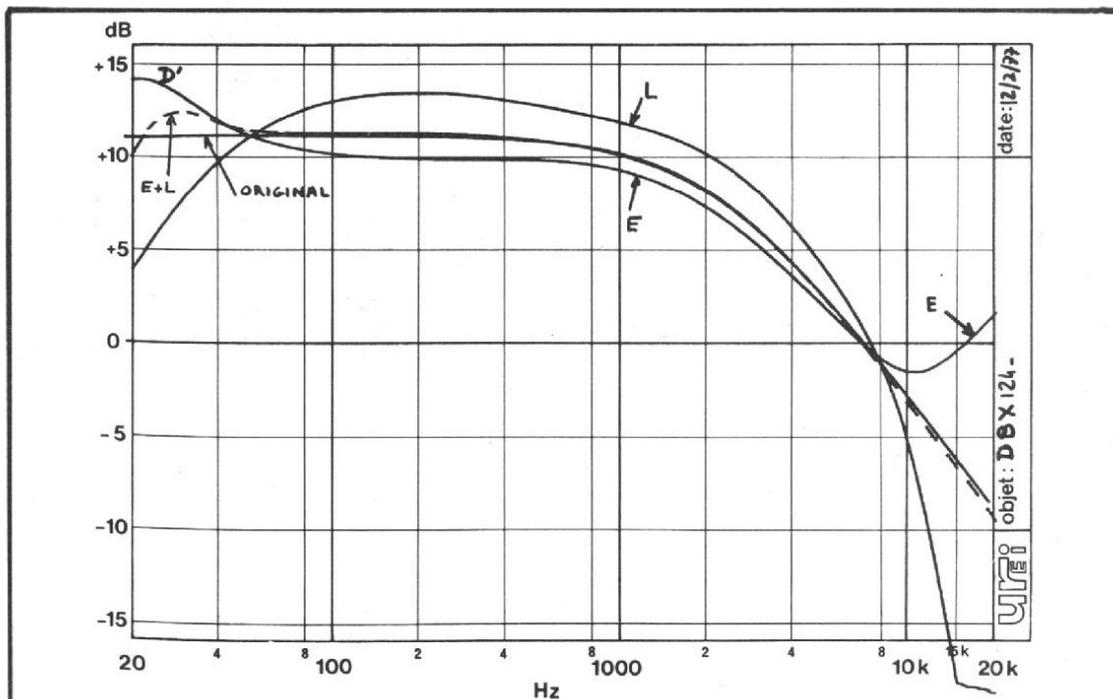
des deux actions se trouve figure A'.

La courbe D' est différente, elle est obtenue à partir d'un filtre passe-bas dont la courbe est sensiblement celle d'un signal audio. Nous retrouvons là les modifications de courbe de réponse précédentes qui

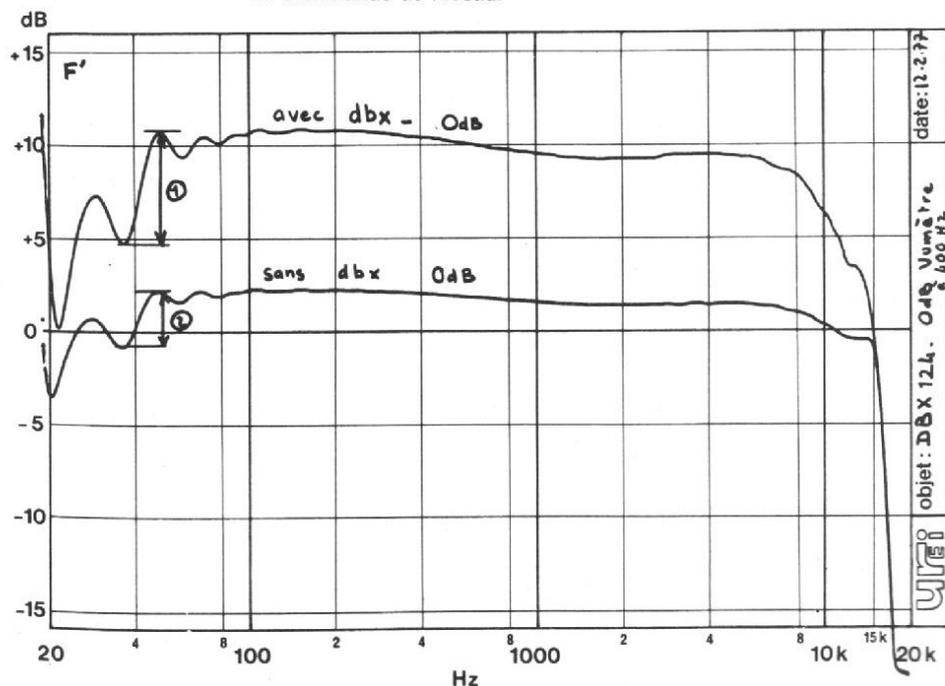
sont présentées ici sous une forme un peu différente. L'écart entre la courbe originale et la courbe d'enregistrement est deux fois plus faible que celui entre la courbe originale et celle de lecture. Nous avons, très visible ici, la remontée des aigus qui fait

penser à une possibilité de saturation aux fréquences hautes lors d'un enregistrement stéréophonique, ce qui n'est pas le cas. L'enregistrement suivi de la lecture permet de reconstituer le signal d'origine.

La courbe E' a été obtenue



Courbe D'. - Ce qui arrive à la courbe de réponse d'un filtre passe-bas, divers traitements affectent la courbe de réponse, ces traitements sont ceux dus principalement aux circuits de la boucle de commande de niveau.



Courbe E'. - Rencontre d'un Nakamichi 350 et d'un DBX 124. Courbes de réponse variable en fonction du niveau, augmentation de la bande passante à - 10 dB.

à partir d'un DBX 124 associé pour la circonstance à un magnétophone à cassette Nakamichi 350. L'enregistrement à 0 dB montre une saturation normale, celui à -10 dB montre que la courbe est un peu plus étendue. Nous devons tenir compte ici, pour la saturation que nous avons eu la remontée des aigus due au filtre passe-bande du circuit de commande.

Les deux courbes tracées à -10 dB sont celles dues à deux lectures successives d'un unique enregistrement.

La dernière courbe, F' est la plus éloquent. La courbe du bas a été relevée au niveau 0 dB au Vumètre, c'est une bonne courbe de réponse pour un magnétophone à cassette. Les habitués des courbes de magnétophone s'étonneront de ne constater qu'une modeste saturation de la bande aux fréquences hautes. Habituellement, les courbes relevées à 0 dB montrent que la cassette n'accepte pas les fréquences hautes et ne peut les mettre en mémoire pour diverses raisons.

Pour relever les courbes à 0 dB, nous employons un circuit de désaccentuation qui coupe les fréquences hautes. Ce procédé permet de travailler avec un signal qui correspond sensiblement à un signal musical, ou qui possède une décroissance d'allure identique à celle du spectre musical moyen. Ainsi, nous travaillons à 0 dB à 400 Hz, mais à 10 kHz nous avons une atténuation de 15 dB environ et 20 à 20 kHz. Avec une seule courbe nous avons une idée de ce que peut accepter un magnétophone.

La courbe de réponse mesurée sans l'expandeur de dynamique est celle repérée sans DBX. Elle se caractérise par une variation de niveau aux fréquences basses, variations de niveau imputable aux têtes. Cette courbe de réponse accuse une légère baisse jusqu'à 8 kHz, baisse qui s'accroît ensuite jusqu'à 15 kHz.

Le DBX 124 utilisé en

reproduction est un expandeur. La courbe de réponse est comprise dans un gabarit de X dB. Il y a donc une évolution du niveau après la compression. A la lecture, les écarts par rapport à la courbe de réponse seront multipliés par deux. Cet écart se constate ici avec les repères 1 et 2 pris à 50 Hz, nous pouvons constater également une accentuation des accidents, un élargissement du gabarit de la courbe de réponse et par suite une limitation de la bande passante si l'on considère que cette dernière doit être fixée dans un gabarit commun.

Nous voyons là que les magnétophones qui seront utilisés avec un DBX devront être parfaitement réglés. Ce sont les magnétophones qui apportent dans la chaîne de réduction de bruit, le plus de modification de bande pas-

sante. Avec les compresseurs, c'est valable aussi pour le Dolby B, un écart de 1 dB dans la courbe de réponse se retrouve multiplié à la lecture, par deux pour le DBX 124, par une valeur variable avec la fréquence et le niveau pour le Dolby.

Cette limitation, le constructeur ne la cache d'ailleurs pas dans sa notice. Nous ne ferons que recommander de disposer d'un appareil parfaitement réglé. Nous ne pouvons pas déduire de ces expériences que le DBX dégrade le signal, il est simplement plus exigeant que le Dolby B.

Pour poursuivre ces mesures, nous avons pris un magnétophone ayant un certain bruit de fond, nous avons effectué plusieurs mesures de ce bruit de fond pour constater l'amélioration qu'il était possible d'obtenir.

Le niveau de bruit absolu de

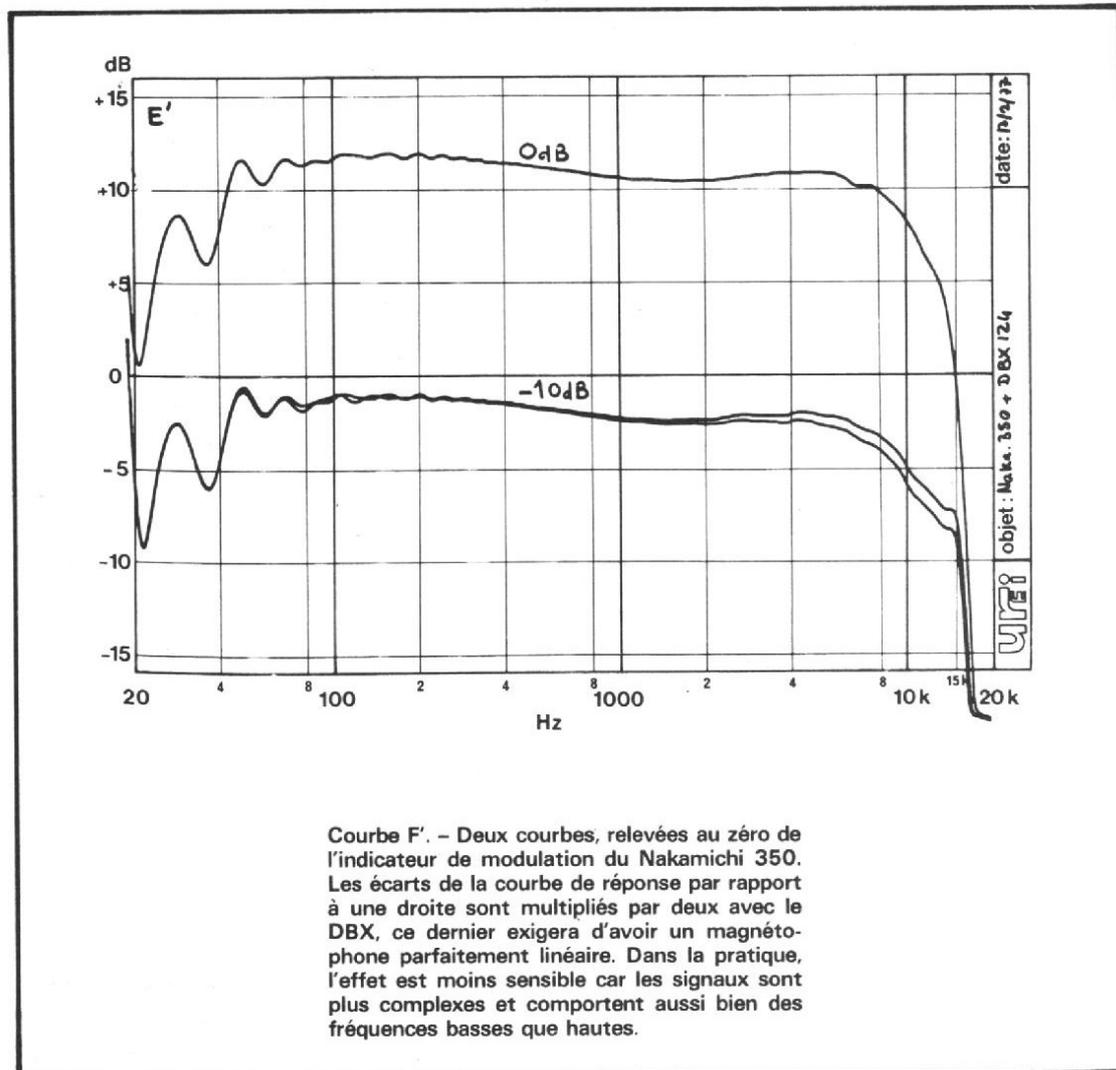
sortie de cet appareil est de -84 dBm non pondéré -87 dBm avec pondération psophométrique. Le niveau maximal de sortie étant de 5 V, soit +14 dBm. Ce qui nous fait un rapport signal/bruit de 101 dB en mesure psophométrique.

Sur le magnétophone Nakamichi 350, nous avons mesuré le bruit de fond absolu avec et sans DBX.

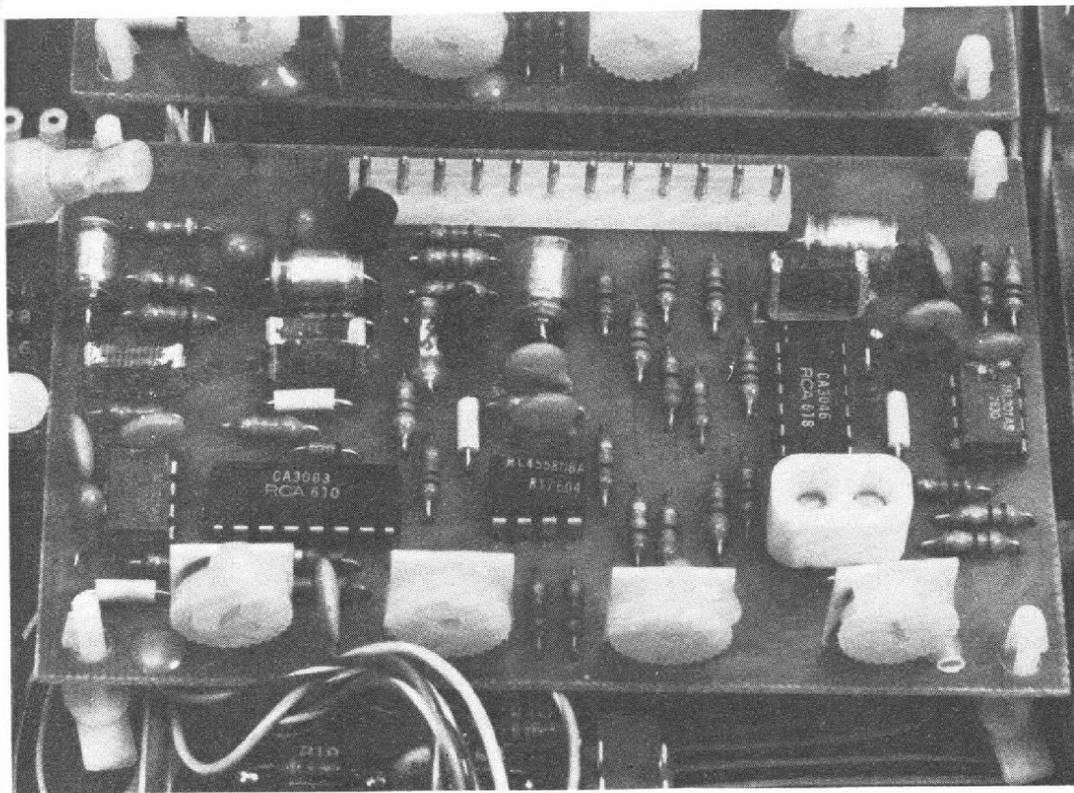
Sans pondération, le bruit de fond du 350 est de -54 dBm, avec DBX, il passe à -83 dBm.

Avec pondération psophométrique, il est de -52 dBm et passe à -85 dBm avec DBX. Enfin avec filtre de pondération CCIR, le plus récent des filtres de pondération, nous avons -60 dBm et -85 dBm.

La différence donne une réduction de niveau de bruit de fond. A cette réduction, il



Courbe F'. - Deux courbes, relevées au zéro de l'indicateur de modulation du Nakamichi 350. Les écarts de la courbe de réponse par rapport à une droite sont multipliés par deux avec le DBX, ce dernier exigera d'avoir un magnétophone parfaitement linéaire. Dans la pratique, l'effet est moins sensible car les signaux sont plus complexes et comportent aussi bien des fréquences basses que hautes.



DBX 124 – Module compresseur extenseur de dynamique – circuits intégrés et composants discrets – Ici pas de modules secrets.

faut ajouter l'augmentation de niveau due à l'expansion au dessus du niveau de gain unité, ce qui permet d'augmenter de quelques unités le rapport signal sur bruit.

Voilà, le miracle est démontré. Une amélioration de 25 à 30 dB du bruit de fond, avec en contrepartie l'obligation de posséder un magnétophone parfaitement linéaire.

Le réducteur de bruit DBX doit travailler à un niveau inférieur à celui qui est habituellement utilisé pour les enregistrements sans DBX. La perte de niveau est compensée par l'expansion, ce qui permet malgré tout de conserver une excellente valeur du rapport signal sur bruit.

CONCLUSION

Expansion et compression de dynamique, réduction de bruit, voilà des possibilités qui sont offertes par DBX. Nous

n'avons pas beaucoup parlé des disques codés DBX, ils ne sont commercialisés, à notre connaissance qu'aux Etats-Unis. Le DBX est moins compatible avec les moyens de reproduction actuels que ne l'est le Dolby B qui peut se contenter d'une simple baisse des aigus pour offrir un message musical d'une qualité honnête.

La gamme de DBX se complète au Festival du Son de trois appareils, un 118 qui est un super 119, un 128 qui est un 122 (moitié de 124) auquel on a ajouté un 119 et un DBX, un nouvel appareil qui décompose le spectre en trois bandes de fréquences. Il y a encore du pain sur la planche, encore un appareil à étudier.

Les essais que nous avons entrepris sont insuffisants pour donner une idée complète du fonctionnement, il resterait à effectuer des essais de comportement dynamique et de caractère musical pour compléter cette étude, pour une autre fois peut-être...

Etienne LEMERY

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

DBX 119

Taux de compression et d'expansion linéaire en dB.

Compression : réglage continu de 1 à l'infini.

Expansion : réglage continu de 1 à 2/1.

Dynamique : 120 dB à l'entrée ou à la sortie.

Bruit ramené à l'entrée : - 110 dBm typique - 100 dBm maximum.

Niveau d'entrée : max. plus de 30 V.

Impédance d'entrée : 50 k Ω .

Niveau de sortie : max 10 V sur charge infinie, + 17 dBm sur 600 Ω .

Impédance de sortie : 500 Ω .

Taux de distorsion : 0,5 % max à 20 Hz, 0,2 % typique au-dessus de 50 Hz pour un cycle complet expansion/compression. 0,05 % à 1 kHz et au-dessus quel que soit le réglage.

Réponse en fréquence : 0 - 1 dB de 20 Hz à 20 kHz.

Temps de réponse : 50 dB par seconde pour expansion de

1,4. 12 ms jusqu'à 65 % de la valeur finale. Inférieur au temps d'intégration de l'oreille humaine.

Temps de chute : 140 dB/seconde pour une expansion de 1,4.

Adaptation du seuil : de 10 mV à 1 V.

Consommation : 2 W.

Dimensions : 95 x 146 x 228 mm.

Poids : 2 kg.

DBX 124

Dynamique : niveau max. de sortie par rapport au bruit de fond pondéré : 110 dB.

Impédance d'entrée : 50 k Ω .

Impédance de sortie : prévue pour charge de 5 000 Ω ou plus.

Niveau maximal de sortie : 5 V à 1 kHz sur 5 000 Ω .

Réduction de bruit : 30 dB pour un magnétophone avec S/B plus grand que 45 dB.

Taux de compression et d'expansion : 2/1.

Ecart de codage décodage : \pm 1 dB par 20 dB.

Réponse en fréquence : \pm 0,5 dB de 50 Hz à 15 kHz ;

\pm 1 dB de 30 Hz à 20 kHz en régime sinusoïdal pur ;

\pm 0,25 dB de 30 Hz à 20 kHz avec un programme musical complexe ;

- 3 dB à 20 Hz en réducteur de bruit de bande ;

- 3 dB à 27 Hz en réducteur de bruit de disque.

Taux de distorsion harmonique : -0,1 % d'harmonique 2

de 30 Hz à 15 kHz ; - 0,1 % d'harmonique 3 de 100 Hz à

15 kHz, 0,5 % de 30 Hz à 100 Hz.

Réponse impulsionnelle : - 20 μ S.

Temps de relâchement : 240 dB/seconde.

Adaptation de niveau : de 100 mV à 3 V pour le gain unité.

Ajustable par un potentiomètre unique pour les quatre voies d'enregistrement, un autre pour les quatre sorties.

LA TABLE DE LECTURE



PHILIPS GA 437

LE tourne-disques GA 437 de Philips n'est pas un tourne-disques comme les autres. Partie intégrante de la gamme de cette grande firme multinationale, c'est un tourne-disques fabriqué en France dans l'Orne, et pour le monde entier, ce qui ne l'a pas empêché de revêtir la livrée à la mode actuelle de ce constructeur.

PRESENTATION

La GA 437 est un tourne-disques classique dans le sens où il possède un plateau et un bras. Il dispose également d'un capot de matière plastique fumée qui, monté sur deux charnières à coefficient

de frottement élevé peut être maintenu dans toutes les positions.

Le châssis de couleur noir est solidement fixé au socle, ce dernier est en aluminium peint de couleur argentée, une couleur que l'on trouve fréquemment chez ce constructeur, associée le plus souvent au noir, ou à une sorte de gris anthracite très très sombre, d'aspect métallisé.

Le plateau est recouvert d'un tapis de caoutchouc noir qui porte le disque sur sa périphérie. Les disques 45 tours disposent d'un autre motif qui permet de les manipuler par leur bord. En avançant encore vers le centre, nous trouvons un anneau d'aluminium traité puis l'axe proprement dit. La

bordure métallique du plateau est finement rayée, suivant la mode du constructeur.

Le bras de lecture évolue quelque peu chez Philips, nous en avons un ici qui est élégant. Droit, terminé par une coquille quadrillée (nid à poussière). Son articulation est confiée à un anneau moulé qui sert également à supporter le contre-poids.

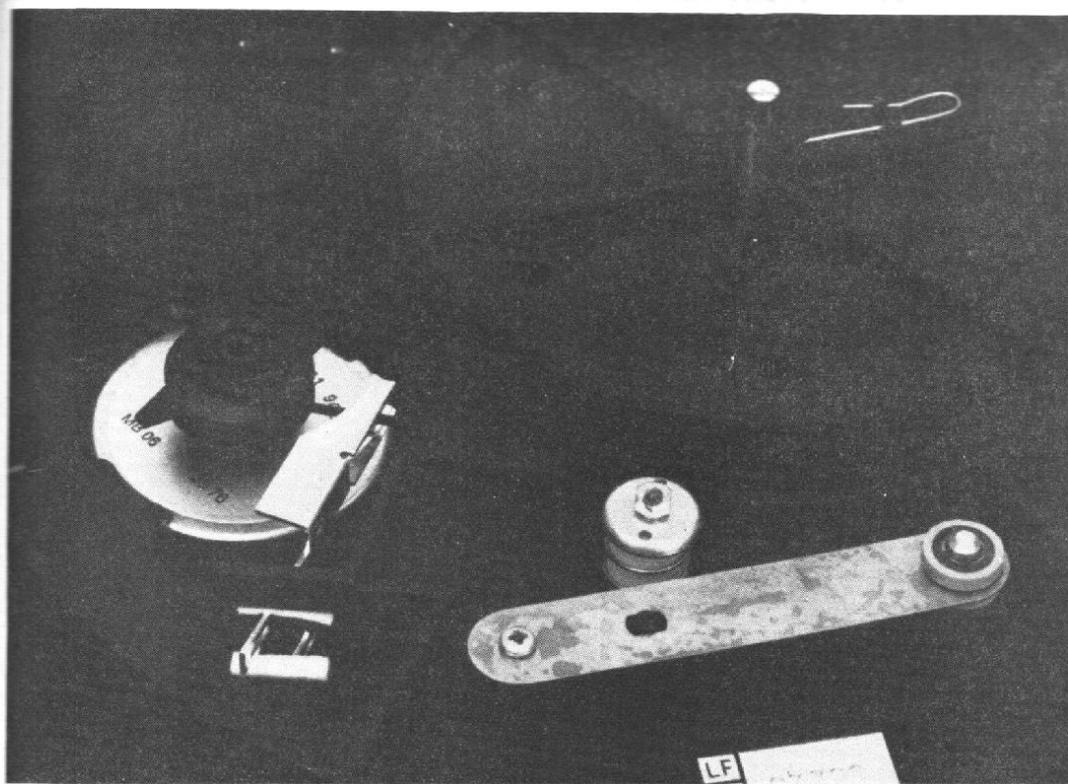
Ce dernier se visse et ne dispose pas d'échelle graduée, cette échelle a en effet été intégrée au support du bras, un support qui sert en même temps de balance. Les graduations sont de 0,5 à 0,3 gramme, de demi-gramme en demi-gramme.

Le lève-bras est monté coaxialement au pivot vertical

du bras, ainsi d'ailleurs que l'antiskating, cette dernière fonction étant confiée à une molette de 7 à 8 centimètres de diamètre, molette crantée dont les repères défilent devant des repères, en vert pour la correction avec diamant elliptique, en blanc pour diamant sphérique.

La tête de lecture est montée sur une plaquette coulissante, nous l'avons trouvée équipée d'une GP 400, tête à pointe sphérique, sur ce modèle.

Les commandes sont installées de part et d'autre de la face avant, d'un côté, nous avons le sélecteur de vitesse, de l'autre un interrupteur qui commande également la pose du bras de lecture.



Moteur d'entraînement synchrone, transmission par courroie. Au premier plan, un des deux bras de suspension pendulaire.

FONCTIONS

La table de lecture GA 427 est une table de lecture à moteur synchrone et entraîne-ment par courroie. Cet entraî-nement ne permet pas de faire varier la vitesse de rotation du plateau mais constitue une solution simple et économique.

C'est une table de lecture manuelle qui dispose néanmoins d'un arrêt automatique mécanique relevant le bras en fin de disque, c'est un avantage qu'apprécieront ceux qui aiment écouter des disques dans leur bain et qui détestent les toc-toc... du sillon fermé.

La sélection de vitesse entraîne un déplacement de la courroie d'une gorge de poulie à une autre, le passage est très rapide, Philips utilise une poulie disposant d'ergots qui font passer la courroie d'une gorge à l'autre. Le passage s'effectue en moins d'un tour de poulie motrice. C'est un dispositif qui fera frémir les mécaniciens, les courroies ne sont pas chères et cette ten-

sion passagère imposée par les ergots ne leur fait pas trop de mal. La courroie ne frotte pas sur la fourchette, c'est bien.

Le lève-bras est commandé par un levier latéral assez dur, la pièce qui commande la levée du bras tourne en même temps que ce dernier, une vis permet de régler la hauteur du bras (position haute).

La dureté du lève-bras n'est pas ici un inconvénient. Nous avons certaines tables de lecture dont le lève-bras est solidaire du plateau et du bras, lorsqu'on manœuvrait le lève-bras, tout remuait et l'aiguille avait tendance à sortir du sillon, pour aller se poser sur un autre. Ici, le levier est solidaire du chassis et l'ensemble plateau-bras est suspendu sur une contre-platine interne. Il n'y a donc pas à craindre de tels incidents. Cette table de lecture peut donc être confiée à tout le monde, sans restriction. L'utilisation du lève-bras évitera toute erreur de déplacement de la pointe de lecture, la douceur de pose de l'automatisme étant souvent préférable à celle d'une main parfois tremblante...

MISE EN SERVICE

La table de lecture GA 437 est livrée avec son plateau emballé séparément et avec son contre-plateau bloqué. Une vis portant une étiquette indiquant que l'on doit la dévisser est là pour la sécurité, le blocage ayant en fait lieu en trois points : trois verrous de matière plastique tournent sur deux rampes hélicoïdales et rainurées, un quart de tour pour chaque verrou, dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre, et le tour est joué, la contre-platine reste encore bloquée mais une fois le plateau posé, les ressorts se compriment et la suspension entre en service.

Le contrepoids est livré dans l'emballage et se monte en le vissant à l'arrière, la tête est soigneusement emballée dans un sachet de protection. Le diamant est en bonne place (erreur de piste minimale), un calibre de matière plastique est pourtant joint à la table de lecture pour le réglage d'autres cellules. Avec les

accessoires, nous trouvons également un sachet de vis et d'entretoises pour le montage de cellules.

La formule du tiroir est simple à utiliser. Il suffit d'avoir quelques tiroirs d'avance pour changer à volonté de cellule.

REALISATION CONCEPTION

La matière plastique est reine en ce XX^e siècle. Le chassis, la partie supérieure, la contre-platine sont moulés. Le constructeur a utilisé plusieurs matières plastiques différentes suivant le rôle mécanique des diverses pièces. Si les pièces coulissent, nous avons une matière genre nylon, si la pièce doit être rigide, ce sera un ABS. La poulie centrale qui supporte le plateau est réalisée en ABS, ce matériau permet d'obtenir des pièces très rigides et d'une excellente stabilité. La contre-platine est elle aussi en ABS. Le coussinet qui supporte l'axe est un bronze fritté, cette pièce est vissée et est par conséquent démontable.

Le plateau est un disque d'acier embouti, l'homogénéité de l'acier évite les opérations d'équilibrage dynamique.

Au centre de ce plateau, un ressort d'acier permet une mise à la masse. La crapaudine est, elle aussi, mise à la masse. Ce problème de mise à la masse est présent ici, le chassis étant isolant, nous avons une série de fils dont le rôle est de mettre les pièces à la masse. Le fond du chassis est garni d'une feuille de papier aluminisé qui sert de blindage électrostatique pour les fils de sortie de la cellule.

Les fils de la cellule sont mis à la masse lorsque le bras est en haut. Cette disposition élimine les bruits de fond parasites, même pendant la pause.

Le pèse-disque est monté sur couteaux, ce pèse-disque

fait peut être un peu gadget, en tout cas il est pratique.

La contre-platine est suspendue en trois points, les ressorts sont amortis par de la mousse plastique. Le moteur dispose d'une suspension bien à lui, trois ressorts à boudin auxquels s'ajoute un ressort de traction qui compense la tension de la courroie.

Pour compléter la suspension de la contre-platine, deux ressorts à lame introduisent une suspension pendulaire additionnelle qui permet de maintenir verticalement la contre-platine et évite les mouvements latéraux.

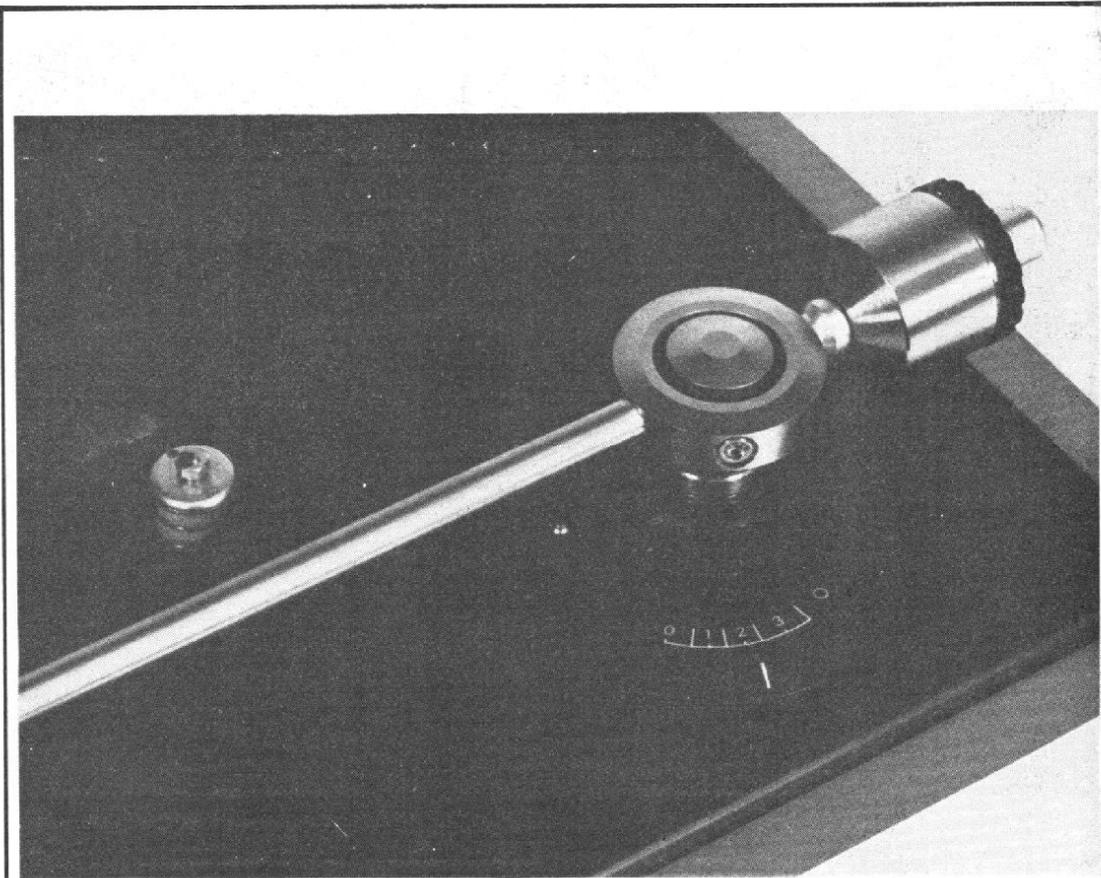
La matière plastique permet de réaliser des pièces complexes, ces pièces ne seront économiques que pour des séries importantes. L'internationalisme de Philips permet l'emploi de telles techniques. Cette table de lecture est fabriquée en France mais elle sera vendue dans le monde entier. Balance, leviers commande de lève-bras, etc., ont bénéficié de cette technique.

La compensation de la force centripète est due à un ressort de traction dont on modifie la position du point d'ancrage pour ajuster le couple.

MESURES

La table de lecture GA 437 est un modèle de bas de gamme si on considère son prix de vente. Par contre, si maintenant nous regardons ces performances, nous nous retrouvons devant un appareil dont les qualités sont indéniables. Le seul reproche que nous puissions faire à cette table de lecture, c'est un certain manque de liberté horizontale du bras, un bras qui ne permettra pas d'utiliser de cellule lisant au dessous d'un bon gramme.

Le respect de la vitesse nominale est correct, l'écart est de + 0,3 % sans bras dépoussiéreur et de 0 % avec bras dépoussiéreur au milieu du disque.



Réglage de l'antiskating par une bague graduée, réglage de la force d'appui par contrepois arrière.

Pour les 45 t/mn, l'écart de vitesse est nul sans bras dépoussiéreur, il est de - 0,4 % avec balai dépoussiéreur. Conclusion : il faut réserver les dépoussiéreurs à balai aux disques 30 cm 33 t/mn. Ce ralentissement est différent suivant le dépoussiéreur utilisé.

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,1 % en mesure linéaire, 0,06 % en mesure pondérée. A 45 t/mn, le pleurage et le scintillement sont supérieurs, 0,17 % en mesure linéaire et 0,08 % en mesure pondérée.

Le rapport signal sur bruit est de 45 dB sans pondération, il passe à 67 dB avec filtre de pondération DIN. C'est un bruit de fond qui se situe au dessous du bruit de fond d'un disque pressé.

Nous avons donc d'excellentes performances mécaniques, compte-tenu de la simplicité de la réalisation.

CONCLUSION

Nous avons là, pour un prix extrêmement intéressant (moins de 800 F avec la cellule) une table de lecture de haute qualité. Un rapport qualité/prix qui sera difficile à battre.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

- Platine tourne-disques : GC 037.
- Vitesses : 33 1/3 - 45 t/mn.
- Ronnement DIN A : \leq - 38 dB. DIN B : \leq - 58 dB.
- Pleurage et scintillement : \leq 0,15 %.
- Erreur de piste : \leq 0° 14'/cm.

- Friction du bras : horizontale : 50 mgf. Verticale : 50 mgf.
- Force d'appui réglable de : 0 - 4 gf.
- Force d'appui recommandée : 0,5 - 3,5 gf.
- Compensation de la force centripète (antiskating) : réglable par une double bague graduée.
- Cellule : GP 400.
- Lève-bras : amorti hydrauliquement.
- Plateau : en acier. Diamètre 292 mm.
- Moteur : synchrone.
- Tension d'alimentation : 110-127-220-240 V.
- Fréquence d'alimentation : 50 Hz.
- Consommation : 4 W.
- Commandes : sélecteur de vitesse, lève-bras, compensation de la force centripète.
- Dimensions : L = 415 mm/H = 142 mm/ P = 355 mm.
- Poids : 6,3 kg environ.

LES MICROPROCESSEURS

L'AVÈNEMENT des microprocesseurs représente une révolution semblable à celle du moteur à vapeur de Watt en son temps. Le cheval-outil est mort, vive le cheval vapeur disait-on. L'électronique à façon, à une seule fonction à remplir est morte, vive l'électronique adaptative, modelable à volonté à partir d'un même module. Prenons un exemple :

Une alimentation stabilisée fonctionne aujourd'hui avec un régulateur de puissance, un amplificateur-comparateur, une consigne et un circuit de mesure. Licenciement collectif ! On réembauche le régulateur et un microprocesseur. En même temps qu'il surveillera l'asservissement de l'alimentation, il pourra donner l'heure, allumer ou éteindre le four dans la cuisine, assurer sa stabilisation en température, effectuer des étalonnages toutes les « x » millisecondes, etc. La constante de temps d'un asservissement du type alimentation stabilisée est normalement de l'ordre de la milliseconde. Un « vieux »

microprocesseur, déjà dépassé, peut exécuter en ce temps de 500 à 1 000 instructions ou commandes. Il ne coûte pas plus cher que les circuits qu'il remplace, mais multiplie par 100 et plus les possibilités.

Le « bidule », que les Américains ont encore inventé, va tout avaler : les machines à laver, les contrôles en télévision, les fonctions des instruments de mesure et régulation, les portillons du métro, le réglage intelligent des feux de circulation, l'optimisation des moteurs automobiles, les péages, douanes, la téléphonie et les transmissions, la musique en asservissant les enceintes acoustiques, orgues électroniques, tous les truqueurs et effets spéciaux, les voix artificielles, vocodeurs, etc.

Il serait plus simple d'énumérer les endroits où il ne pourra pas être utilisé. Le seul frein au développement de cette petite intelligence est encore le prix des organes à commander, des périphériques exécutants. Une bonne électrovanne coûte plus de quinze fois le prix d'un micro-

processeur en un seul boîtier. Et le microprocesseur pourrait en commander un bon millier en même temps...

STRUCTURE GÉNÉRALE

Sur la figure 1, nous avons porté la vue « ingénieur » d'un système microprocesseur. Il y a une stricte répartition des tâches, quelle que soit la présentation physique finale, en un seul boîtier ou plusieurs :

Il y a d'abord l'**unité centrale**. Elle engendre un décodeur d'instructions, une mémoire de micro-instructions, lui disant que faire à chaque instruction décodée, des registres de traitement des données : calculs arithmétiques, déplacements logiques ou arithmétiques, etc. La circulation interne entre ces divers bâtiments se fait par des lignes communes qui peuvent véhiculer toujours les mêmes informations ou des informations différentes par

commutation-multiplexage. Il y a également une mémoire câblée visant le traitement des interruptions. Les interruptions sont souvent les mal-aimées des utilisateurs novices. On aime programmer et ne pas trop y toucher. Si vous êtes dans votre cuisine et que le téléphone se met à sonner à l'autre bout de l'appartement, il vous arrive parfois de décrocher trop tard le récepteur. Votre correspondant a raccroché. Que faire ? C'était peut-être important. Alors vous faites ce que toute unité centrale fait : vous consultez votre agenda et vous vous branchez à un « programme d'auscultation de toutes les sources ayant pu causer l'interruption », vous téléphonez pour questionner « m'avez-vous appelé ? »

Bon vent si vos amis appellent d'un autre continent. Ayant traité l'interruption vous pouvez soit continuer le travail commencé dans votre cuisine, soit vous brancher sur la nouveauté provoquée par le coup de téléphone.

Le programme de traitement des interruptions, qui

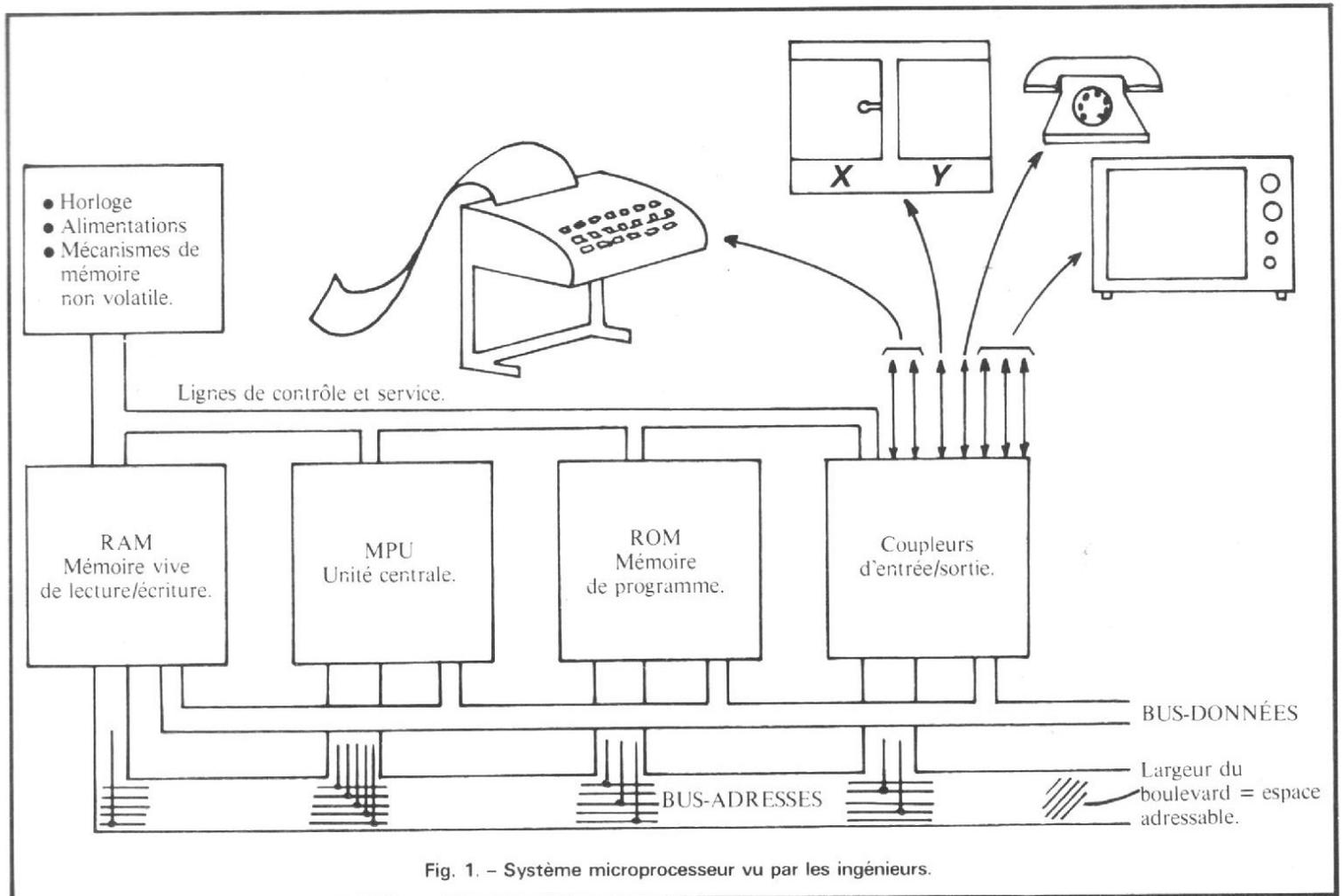


Fig. 1. - Système microprocesseur vu par les ingénieurs.

commence généralement à une adresse imprimée dans la mémoire locale du MPU, ainsi que les autres tâches, se trouvent figées dans la mémoire de programme (ROM - Read Only Memory).

Elle est constituée de cellules, de la longueur binaire du mot utilisé dans le système, qui peuvent être déchargées sur une ligne commune de données (DATA - BUS) après avoir été adressées, en formant un numéro, une combinaison binaire sur le bus-adresses et après le feu vert qui arrive par les lignes de service, donné par l'Unité Centrale, qui a toutes les initiatives sauf celles liées aux interruptions.

Les données de la ROM ne sont que lues. Une combinaison binaire sur les lignes d'adresse (représentant un numéro d'adresse existant dans la ROM), un ordre de lecture et le bus de données reçoit la combinaison binaire

se trouvant à l'adresse désignée.

Au niveau de la ROM on peut dire un mot sur l'espace adressable : imaginez une combinaison farfelue sur le bus d'adresses, qui n'existe pas dans le ROM. Il ne se passe rien, car la clef en question ne trouvera pas serrure à sa convenance dans la salle des coffres de la ROM. Si on lui demande par les lignes de contrôle de décharger les données, elle sera absente. Pas d'accusé de réception de commande vers le MPU qui le bloquera, ou bus de données, dans un état quelconque.

Pour pouvoir conserver certaines données intermédiaires on a imaginé des mémoires de lecture/écriture. Ce sont les Mémoires Vives (RAM, de : Random Access Memory).

Même problème d'adressage : il faut lui adresser des numéros existants. La lecture

se fait par le même déchargement sur le bus de données. Il y a, par contre, une possibilité d'écriture. Les mêmes données peuvent entrer ou sortir de la RAM en fonction d'une commande d'écriture ou lecture qui lui arrive par les lignes de service.

Cette commande émane encore une fois du MPU. Si on voulait utiliser les mémoires indépendamment, il nous faudrait tenir compte des liaisons prévues initialement.

Il y a enfin les **coupleurs d'entrée sortie** : certaines positions d'adresse sont dédiées à des registres spécialisés dans le traitement des impulsions électriques arrivant de l'extérieur ou envoyées à l'extérieur. Les fronts montants, les paliers logiques sont mémorisés dans ces registres et le MPU peut savoir, en les consultant (comme il le fait avec les mémoires), comme des sim-

ples positions, quel est l'état des relations avec le monde environnant.

Au risque de nous voir rayés pour toujours du club de microprocesseurs de notre quartier, nous avons choisi, pour expliquer la dynamique du fonctionnement, l'exemple de l'orgue de barbarie de la figure 2. Un microprocesseur n'en diffère pas énormément. Il y a dans ces automates un rouleau qui passe par un décodeur d'instructions. A chaque instruction il se passe quelque chose : c'est la fin ou non, tel ou tel instrument fonctionne, moment de silence, etc. Mais dans un microprocesseur il y a plus : d'abord les branchements. Il arrive que l'instruction décodée dise « faites un saut de tant » ou « cherchez telle plaquette précisément ». Il arrive aussi qu'au lieu de jouer tout le temps de la musique dans un même ordre, les instructions lues demandent une restructuration des instru-

ments, des remplacements, des combinaisons.

Le principe reste quand même identique : lire un rouleau qui tourne à la vitesse de l'horloge (manivelle) et s'y conformer.

Au lieu de musique seule il en sort parfois au rythme de un million d'instructions par seconde, autant de gestes et manipulations soit de calcul, soit de commandes envoyées ou reçues de l'extérieur.

Nous allons maintenant étudier trois aspects d'un microprocesseur :

— Les mémoires, constitution physique et technologies.

— L'Unité Centrale, en faisant « tourner » un bout de programme.

— Les coupleurs d'entrée/sortie et plus généralement les moyens de couplage d'appareils entre eux comme le bus G.P.I.B.

LES MÉMOIRES

La vitesse de calcul, les opérations complexes que peut effectuer un microprocesseur, dépendent essentiellement de la capacité, de la vitesse et de l'organisation de ses mémoires. L'évolution des calculatrices a, depuis toujours, été dictée par l'évolution des mémoires. Il est d'ailleurs notoire que le premier microprocesseur, ainsi nommé et défini comme un être à part de l'électronique, malgré les réalisations antérieures « en morceaux », a été commercialisé par un constructeur de mémoires, qui n'imaginait pas le fracas que cela allait provoquer (Intel et ses « MCS 4 » ou « 4004 »).

Ces premiers microprocesseurs équipent tous les portillons automatiques du métropolitain et leurs plus jeunes confrères (8008, 8080) rendent la monnaie dans les distributeurs de tickets. La mise en un seul boîtier de l'unité de calcul, de la mémoire morte de micro-instructions, des mémoires, ressemble à la mise en un seul boîtier des horloges

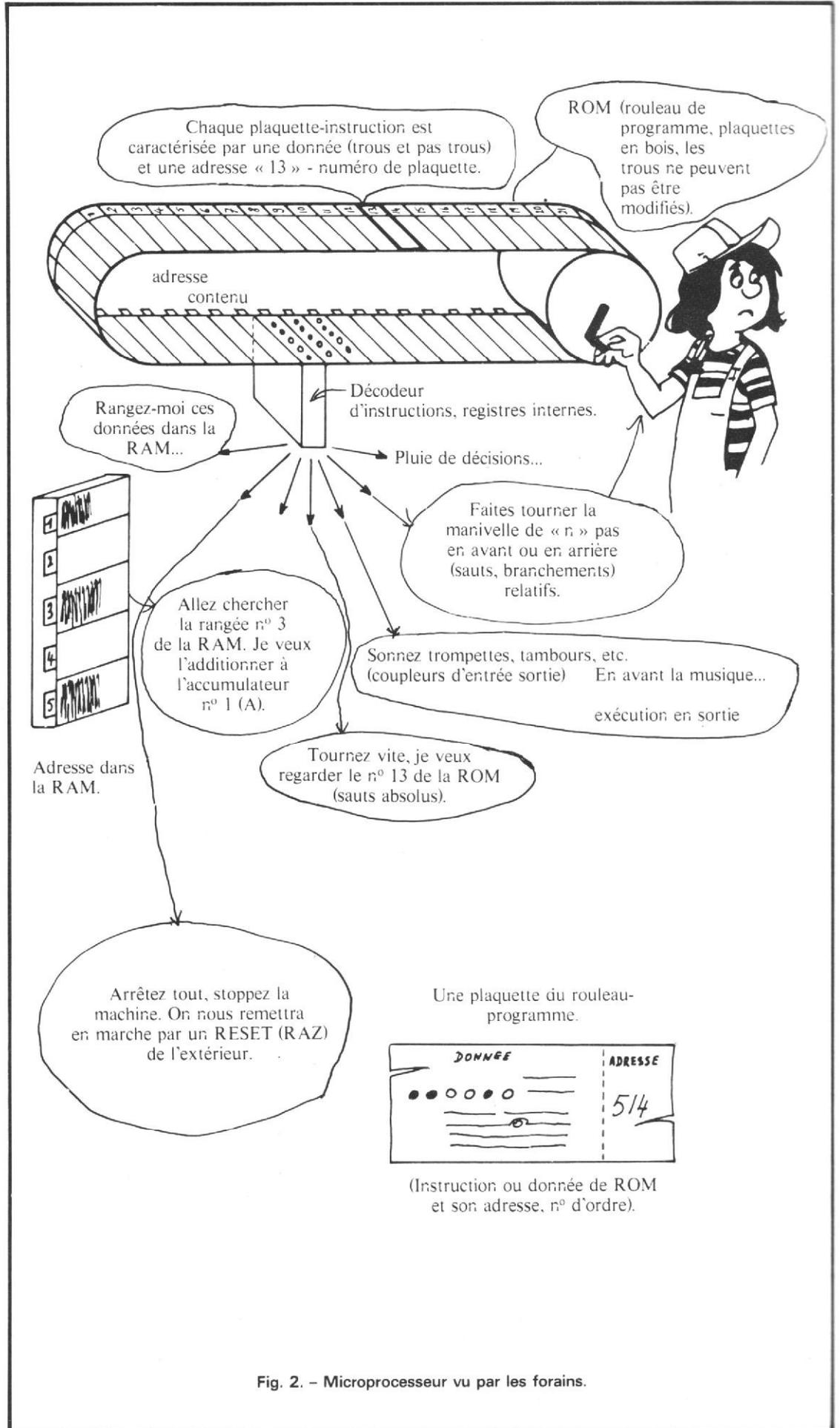


Fig. 2. - Microprocesseur vu par les forains.

digitales. Il y a eu peut-être un changement de technologie, le revirement vers le MOS étant net, mais les mémoires n'ont pas changé. Ce sont elles qui ont poussé la technique vers les microprocesseurs. Comme si, au siècle dernier, le rail avait précédé les wagons et les locomotives. Mais ce n'est pas aussi fou que cela pourrait paraître au premier abord : les mémoires à semi-conducteurs ont été poussées, à leur tour, par les besoins des gros ordinateurs. Il y avait jusque là des tores de ferrite et une tapisserie démente s'y attachait.

Les mémoires à tores continuent à équiper 90 % des systèmes informatiques. La tapisserie a été remplacée par des structures en gauffre ou, tout dernièrement, par les dépôts en couches minces.

Le cycle de lecture-écriture est malheureusement resté le même : lent et compliqué. Certains constructeurs en proposent d'ailleurs pour la mise au point des systèmes actuels à microprocesseurs. Elles ont un ennemi : les mémoires vives en MOS ou CMOS de grande taille, qui ne nécessitent que quelques dizaines de μA pour le maintien des informations, quant aux dernières.

CARACTÉRISTIQUES D'UNE MÉMOIRE BINAIRE

La taille, la technologie employées pour le support, l'organisation en mots ou en caractères, les modes d'écriture-lecture, constituent autant de caractéristiques d'une mémoire donnée. A la limite, une feuille de papier contenant un dessin peut représenter un support-mémoire pour le papier, et un contenu, le dessin. Nous nous occupons de la mémorisation des informations binaires, des 1 ou des zéros. Mais cela suffit. En supposant que cette feuille de papier ait des graduations très fines sur les côtés, le dessin peut être

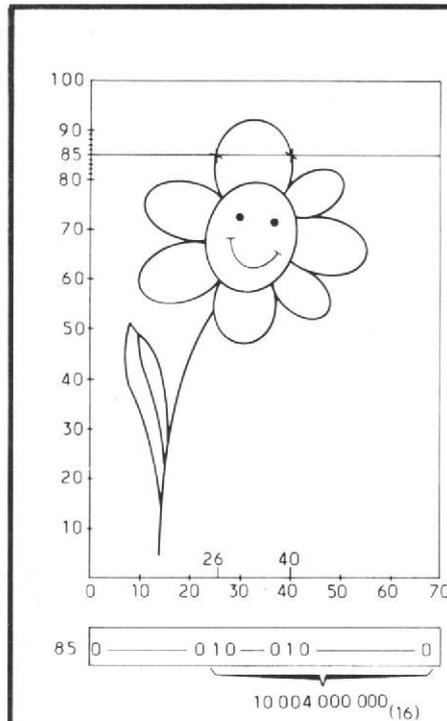


Fig. 3

décomposé en lignes, le coupant en divers points, comme le montre la figure 3. Mettre le dessin « en mémoire » signifierait, en langage de microprocesseur : 1) Faire le quadrillage (digitaliser) et, 2) Constituer un tableau de « mots » binaires. Un mot, donné en exemple, étant le N° 85, d'une longueur de 70 positions dont la 26^e et la 40^e seraient remplies d'un « 1 » et toutes les autres de « zéros ». Le chiffre « 85 » représente une adresse-mémoire.

Il n'est pas pratique de manipuler des nombres de 70 chiffres (la ligne du dessin représente un nombre binaire). Afin de se faciliter la tâche on les groupe donc par trois (en octal) ou par quatre (en hexadécimal). Le tableau de la figure 4 donne une équivalence entre les écritures décimale, binaire, octale et hexadécimale.

Exemple 1 : soit à traduire le contenu binaire de la ligne « 85 » en hexadécimal. Cela signifie le remplacement de chaque groupe de quatre bits (en binaires), en commençant par les moins significatifs, par le caractère correspondant

| | binaire | hexa-décimal | octal |
|----|---------|--------------|---------|
| 0 | 0 0 0 0 | 0 | 0 0 |
| 1 | 0 0 0 1 | 1 | 0 1 |
| 2 | 0 0 1 0 | 2 | 0 2 |
| 3 | 0 0 1 1 | 3 | 0 3 |
| 4 | 0 1 0 0 | 4 | 0 4 |
| 5 | 0 1 0 1 | 5 | 0 5 |
| 6 | 0 1 1 0 | 6 | 0 6 |
| 7 | 0 1 1 1 | 7 | 0 7 |
| 8 | 1 0 0 0 | 8 | 1 0 |
| 9 | 1 0 0 1 | 9 | 1 1 |
| 10 | 1 0 1 0 | A | 1 2 |
| 11 | 1 0 1 1 | B | 1 3 |
| 12 | 1 1 0 0 | C | 1 4 |
| 13 | 1 1 0 1 | D | 1 5 |
| 14 | 1 1 1 0 | E | 1 6 |
| 15 | 1 1 1 1 | F | 1 7 |
| 16 | 0 0 0 0 | (1) 0 | (1) 0 0 |

Fig. 4

(en hexa), allant de 0 à F. Les 70 positions pourront ainsi s'écrire en 18 chiffres (70 : 4), la conversion menant à environ 10 milliards, en base 16 (ou hexa).

Exemple 2 : dans un programme on trouve, en données, la combinaison « F 2 ». Equipés d'un détecteur d'états logiques et sachant que cette combinaison apparaît sur 8 fils de câblage qui constituent le « bus » de données, quelle sera la combinaison lue par les voyants (allumés à l'état « 1 »). On commence par élargir :

$$F2_{(16)} = \underbrace{1\ 1\ 1\ 1}_F \underbrace{0\ 0\ 1\ 0}_2$$

Avec un peu d'exercice un paquet de quatre voyants allumés est vite assimilé à un « F ».

En procédant de cette façon, tout dessin, texte écrit, données de pression, température, etc., peuvent être numérisés, traduits en binaire, et stockés dans des bascules bistables ou autres types de mémoire.

La méthode que nous avons utilisée, pour la mise en mémoire du dessin de la figure 3, n'est pas la plus éco-

nomique. Il y a un énorme gâchis de place mémoire, remplie de « zéros » à perte. Une science est née du besoin de manipulation des formes par les machines à mémoire finie, l'apprentissage et la reconnaissance des formes. Les premiers à en avoir ressenti le besoin ont été les utilisateurs de radars, qui désiraient une reconnaissance automatique par le radar d'une forme, avion, char, etc. Des algorithmes sont nés et toute une science, capable d'assurer une plus grande rapidité et une économie de mémoires. Pour ne donner qu'un exemple : au lieu de mémoriser toute la surface, si l'on sait quel sera le fond neutre ou blanc d'un dessin fait en trait unique, on pourrait se fixer un point de départ et, partant de là, marquer les pentes et les longueurs de segments nécessaires à la reconstitution du dessin sans nous occuper du fond blanc. En choisissant un jeu restreint de longueurs de segments et de pentes, il apparaîtra un dessin plus ou moins en escaliers, avec une erreur dite d'échantillonnage. Même le quadrillage de 70 bits/mot et de 100 mots présentera le

même type d'erreur, mais, vu de loin, le dessin paraîtra continu.

Le plus gros ordinateur à mémoire à mots n'a que 60 bits par mot (série 6 000 de Control Data). La longueur que nous avons choisie est donc purement imaginaire. Le mot mémoire, indépendamment de sa dimension, est la plus petite portion de mémoire adressable.

Le produit nombre de mots \times nombre de bits par mot représente la capacité totale, ou la taille de la mémoire. Les microprocesseurs manipulent, généralement, des mots de 8 ou 12 bits. Une mémoire est « importante », dans ce domaine, quand elle mesure environ 1 kmots de 8 bits. Afin de réaliser quelle distance sépare les plus petits des plus grands, rappelons que la mémoire centrale d'une CDC 6000 (Control Data) a environ 128 kmots de 60 bits. Le préfixe « k » ne signifie pas comme en électronique classique 1000, mais 1024. Il représente, en « hardware », un paquet de 10 fils binaires ($2^{10} = 1024$).

Un microprocesseur, possédant 16 fils pour adresser, pourrait manipuler $2^{16} = 65\,536$ mots mémoire. On remarque facilement que 1 kmémoire peut se placer de 65 manières différentes dans « l'espace adressable » de 65 k. Nous y reviendrons, mais sachez que dans notre club de microprocesseurs on ne dit plus « vous rappelez-vous de moi ? » mais « est-ce que vous me situez bien dans votre espace-mémoire ? ».

ROM et RAM

En revenant au tableau binaire, dans lequel nous avons emprisonné le dessin, nous distinguons deux manières de le mémoriser : avec une gomme ou sans gomme. Si, une fois écrite, la mémoire ne peut plus être effacée pour y écrire autre chose, elle porte le

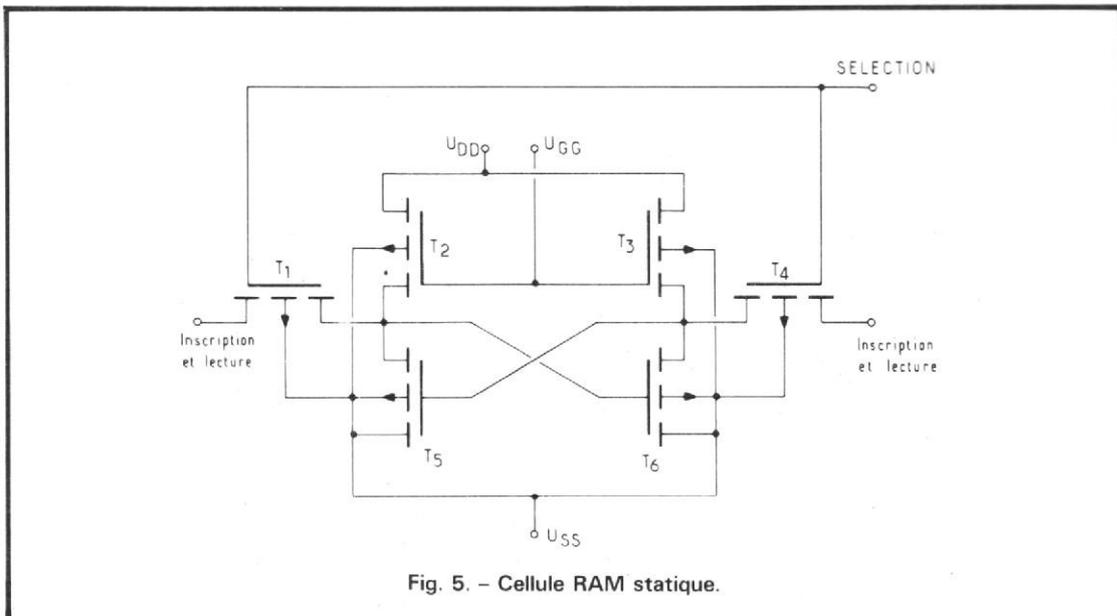


Fig. 5. - Cellule RAM statique.

nom de mémoire morte, ou ROM (Read Only Memory). Par contre, si par le même procédé et à la même vitesse que pour la lecture, on peut y inscrire de nouvelles informations (un peu comme si l'on disposait d'une gomme), la mémoire s'appelle « vive », ou RAM (Random Access Memory).

Technologie : Il y a des mémoires à transistors bipolaires (rapides, jusqu'à 7 ns de temps d'accès pour les mémoires ECL), à transistors MOS canal N, NMOS ou canal P, PMOS, à transistors MOS complémentaires, CMOS, à transfert de charges - CCD, à bulles magnétiques, à tores de ferrite, etc.

UTILISATION

Les mémoires se trouvent soit couplées à des unités de calcul et traitement, soit seules. Dans toutes les calculatrices on stocke les programmes arithmétiques ou les données en entrée. Dans les chaînes HiFi évoluées, elles sont utilisées comme élément indépendant servant, par exemple, au stockage des fréquences des canaux dans les tuners digitaux.

STRUCTURE

Prenons le cas des RAM. Elles existent en deux versions : statiques et dynamiques. La figure 5 montre la cellule de base d'une RAM statique. En MOS canal N, à enrichissement. Ce n'est qu'un bistable utilisant des MOS qui forment, d'une part, les charges de « collecteur », pour T₂ et T₃ et, d'autre part, la paire de transistors fonctionnant en bistable, T₅ et T₆. Cette cellule, avec des transistors bipolaires, existait et existerait si ces transistors pouvaient consommer aussi peu que les MOS ou s'ils occupaient aussi peu de place.

Les quatre transistors ne mémorisent qu'un bit. Il est compréhensible qu'un millier de telles cellules, serrées sur une surface de 2 à 3 mm² ait un problème d'échauffement non négligeable, par la dissipation thermique de chaque transistor. Plus la taille des mémoires augmente et plus on fait attention à laisser passer un courant minime dans les transistors en conduction.

L'opération d'inscription est la même que dans les bascules « D », on impose un niveau à l'une des grilles. Au repos, quand un drain se trouve au niveau haut, il enrichit, par la grille, à laquelle il

est relié, le canal du transistor voisin qui sature et conduit un courant important. Son drain sera, par la chute de tension dans la résistance « collecteur » existant, au niveau bas, ce qui mène au maintien du blocage du premier transistor dont le drain, à niveau haut, maintiendra la saturation du voisin. En imposant un niveau bas au drain du transistor bloqué, la situation se renverserait ; sinon rien ne change. A la mise sous tension, chaque bascule élémentaire se positionne dans un état quelconque, ce qui demande un effacement préalable, par programme (écriture de « zéros »), avant l'utilisation.

Désavantage des MOS canal N ou P : les niveaux de sortie ne touchent pas les tensions d'alimentation. Ils font environ 3/4 ou 2/3 de la tension U_{DD} - U_{SS}, comme dans la TTL.

D'autre part, il y a un courant non négligeable et une dissipation de puissance dans les résistances de charge fixes T₂ et T₃, même si celles-ci sont établies par des transistors.

Tous ces défauts disparaissent avec la technique CMOS, où les quatre transistors, composant la cellule bistable, sont deux par deux complémentaires. Les « résistances de collecteur » bougent en contresens de l'état de saturation ou de blocage des transistors d'en-

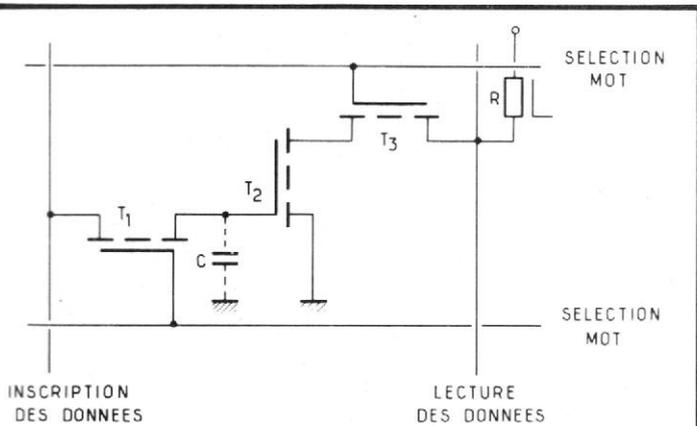


Fig. 6. - Cellule mémoire RAM dynamique.

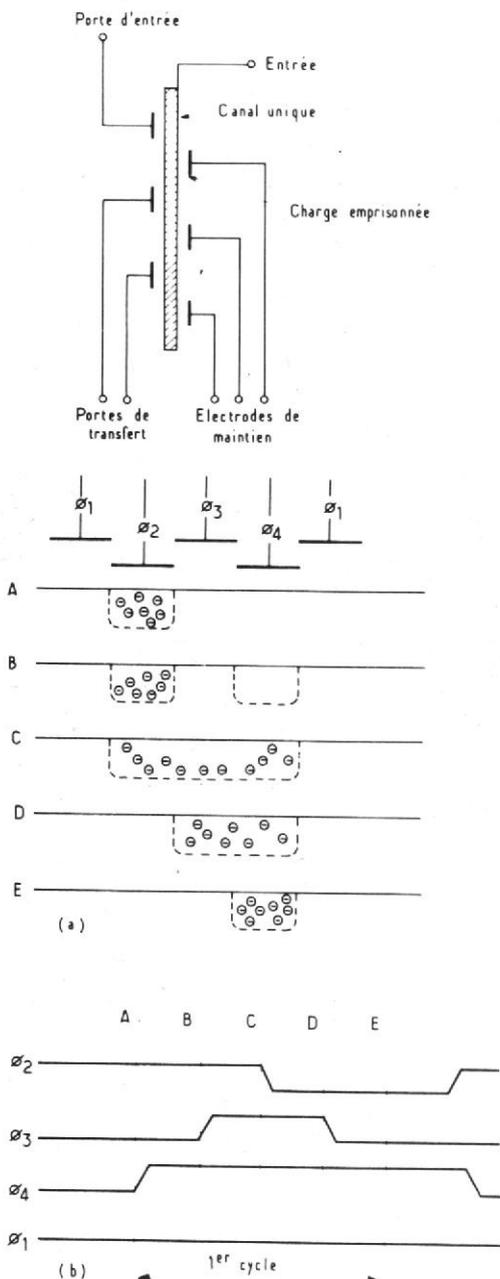


Fig. 7. - Élément mémoire en CCD et le mécanisme d'un transfert à quatre phases (2416 INTEL).

dessous et la tension de sortie peut descendre à zéro ou monter au « + » de l'alimentation. Il n'y a pas d'autre courant que des fuites ou de courant dans les circuits annexes, au repos, car l'un des deux transistors en cascade est toujours bloqué. En commutation, cependant, il y a des pointes de plusieurs mA pendant les durées des transitions et, sur quelques milliers de cellules en fonctionnement, elles donnent un courant moyen de l'ordre de 0,2 à 0,3 A.

Sur la figure 6, nous avons porté la cellule de base d'une **RAM dynamique**. Au lieu d'une bascule bistable à quatre ou plusieurs transistors, ces mémoires utilisent des condensateurs C, chargés ou déchargés, qui mémorisent. Avantage : plus de mémoire avec moins de place occupée et moins de transistors utilisés. Le maintien de la charge du condensateur demande, malheureusement, un « rafraîchissement ». Expliquons-nous : le transistor T_1 , du type à enrichissement, est normalement bloqué. La grille de T_2 offre au moins 10 à 50 $G\Omega$ d'isolement. En tout, une fois chargé, C pourrait se décharger par une résistance de l'ordre de la dizaine de $G\Omega$, dans le pire des cas. Avec un tel isolement on aurait pu faire des temporisations de plusieurs heures si C n'était pas une capacité parasite entre la grille et le substrat qu'un inventeur a eu l'idée d'utiliser. Sa valeur est très faible. Elle se chiffre en picofarads et doit rester petite si l'on veut atteindre des vitesses de fonctionnement élevées ou une consommation d'ensemble réduite. Résultat : la constante de temps est faible et C se décharge en 10 ms environ. Pour le maintenir chargé (si un « 1 » doit être mémorisé), il faut lui envoyer, avant ces 10 ms, une autre impulsion de charge. Par exemple, toutes les millisecondes. Même sous tension cette mémoire « oublie » les données si on ne la rafraîchit pas. Au repos, elle s'efface. A la mise en route

elle part effacée avec des « zéros » partout.

Par le faible encombrement de la cellule mémoire et la simplicité de réalisation, ces mémoires ont réussi à battre, à l'heure actuelle, tous les records : 2, 4, 8 et même 16 kbits de capacité. Elles ont donné aux constructeurs l'idée d'un **développement** qui est en passe de remplacer tous les rêves sur les mémoires à bulles magnétiques ou autres, les mémoires CCD, à transfert de charges. La figure 7 en montre un échantillon.

Si les 16 k dynamiques, en NMOS sont à la une aujourd'hui, les laboratoires de la Silicium Vallee ont déjà créé les 65 k (65 536 bits) en CCD. Avec de telles mémoires, les microbes risqueront d'avaler les mastodontes. Une pareille mémoire, à transfert de charges, a déjà été présentée dans le Haut-Parleur de septembre 1976. Il s'agissait de la ligne à retard analogique pour écho. L'utilisation binaire d'une telle mémoire analogique pourrait paraître simpliste. Le registre-mémoire que montre la figure 7, reçoit en entrée un signal analogique ou binaire.

Cette entrée est échantillonnée par une porte à des instants déterminés. La charge, ainsi « captée », est transmise à travers un canal unique, au rythme d'un décalage donné par les portes de transfert. L'analogie, avec les RAM dynamiques, est évidente : les charges sont stockées par paquet, tout le long du canal, grâce aux capacités grilles de maintien-canal. Contre l'oubli il y a le remède d'un mouvement permanent des charges, qui aboutit à une recirculation permanente des données, comme si l'on voulait utiliser, pour mémoires, des registres à décalage série. Il y a aussi la possibilité d'un revirement vers des logiques à plusieurs niveaux, car ces mémoires se caractérisent par une large dynamique d'amplitudes mémorisées.

Les mémoires dynamiques ont, en commun, un désavan-

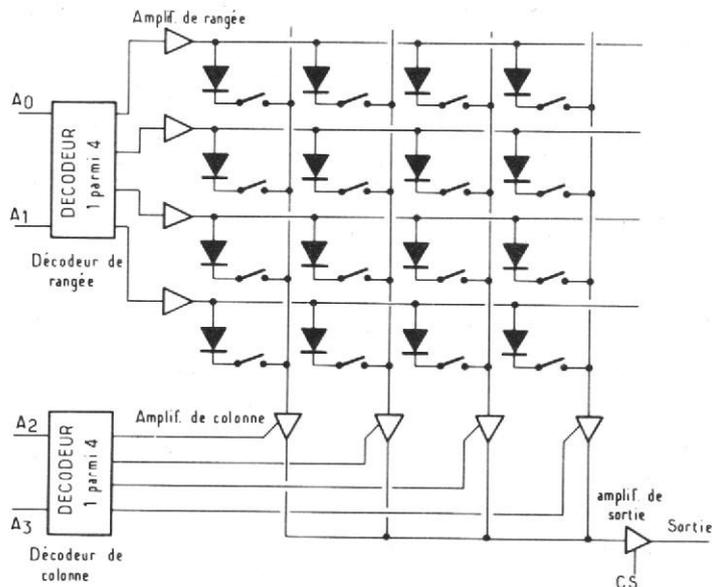
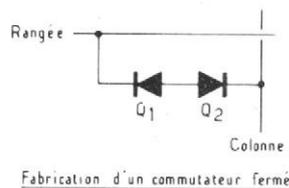


Fig. 8. - Mémoire morte à diodes de 16 bits.



Fabrication d'un commutateur fermé

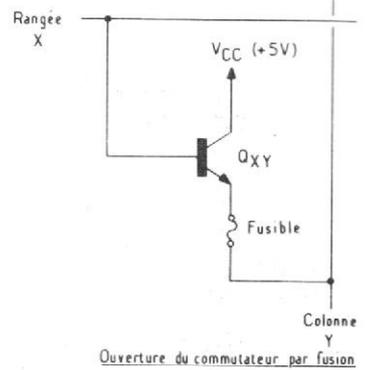


Fig. 9

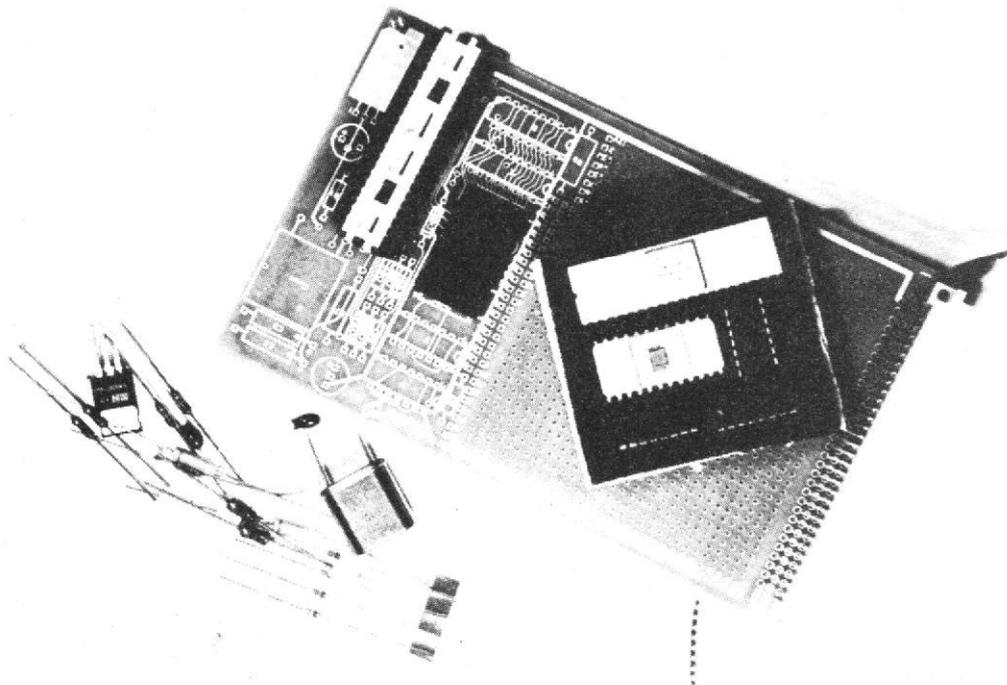


Photo 1. - Si vous branchez un télétape à ce kit, vous saurez enfin ce qu'est un microprocesseur.

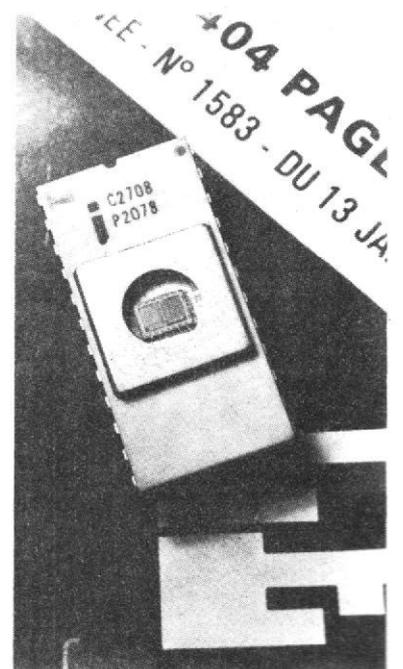


Photo 2. - Le 2708 d'Intel - 1 k mots de 8 bits effaçable aux U.V.

tage dû au besoin de refroidissement ou à la recirculation des données. On y utilise des impulsions issues d'horloges spéciales et une bonne synchronisation avec les temps des systèmes qui les emploient.

Voyons maintenant la structure des ROM.

La plus simple est la mémoire morte à diodes illustrée en figure 8. Les commu-

tateurs, en réalité, représentent la présence ou l'absence de diode entre les lignes et les colonnes de la matrice. Cela rappelle les circuits de décodage binaire-décimal, employés il y a une dizaine d'années dans les compteurs bistables transistorisés. La structure, que nous présentons, permet l'accès aux informations bit par bit. On pourrait tout aussi bien imaginer

une sortie par mot de quatre bits, en conservant seulement le décodeur d'adresses servant à la sélection de chaque ligne.

Comme il y a quatre adresses de mot, deux fils, par lesquels arrive l'adresse en binaire, suffisent. Pour une mémoire à 8 mots on trouverait trois fils d'adresse, pour 16 lignes - quatre fils, etc. A chaque sélection d'une ligne, sur

les quatre fils verticaux, passerait ou non le + 5 V que la rangée respective de diodes reçoit par le sélecteur d'adresses.

Dans les mémoires en circuit intégré, on emploie deux procédés pour la fabrication du commutateur, comme montré par la figure 9. Soit, en faisant claquer une diode, auquel cas, sa voisine se trouve en circuit, soit, en faisant fondre un fusible, ce qui

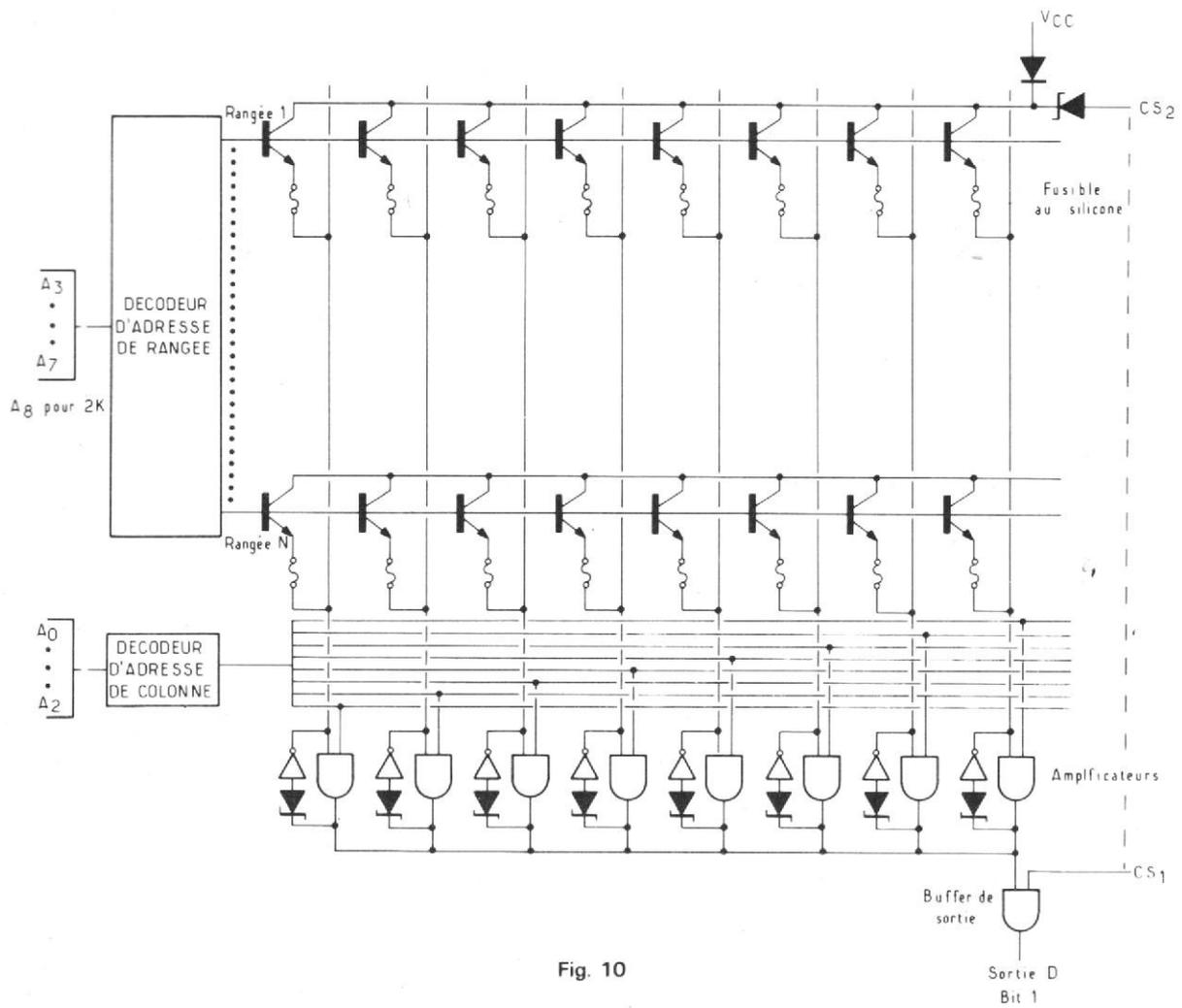


Fig. 10



Photo 3

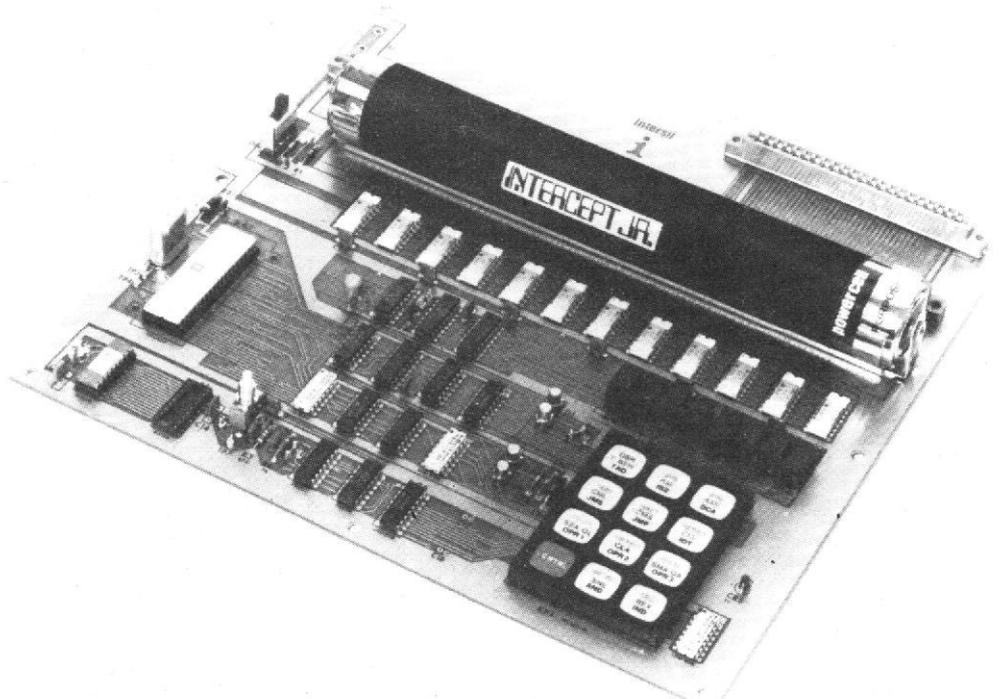


Photo 4. - Microprocesseur 12 bits entièrement en CMOS.

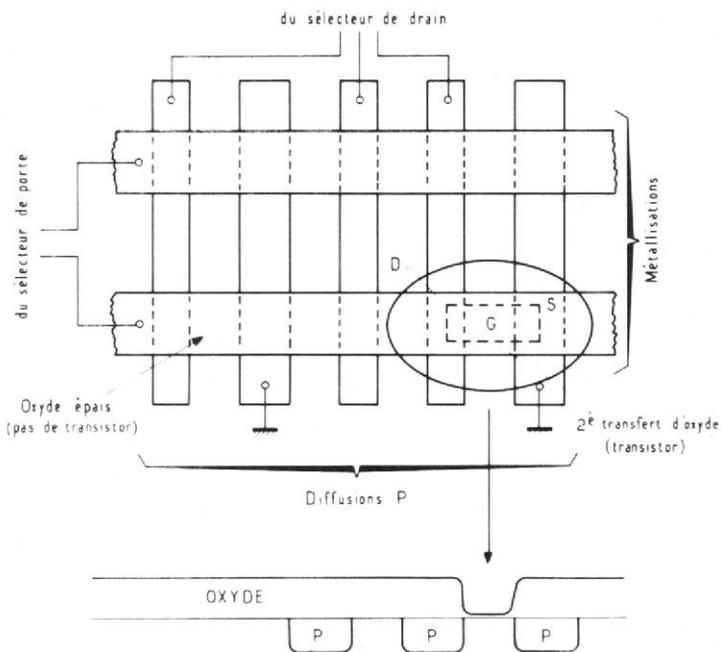


Fig. 11-1. - Matrice de mémoire morte montrant les cellules élémentaires.

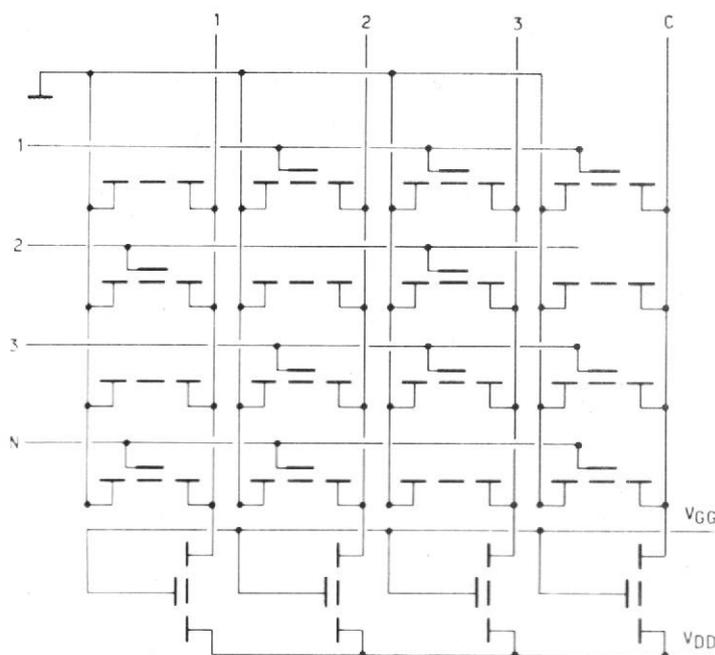


Fig. 11-2. - Matrice ROM.

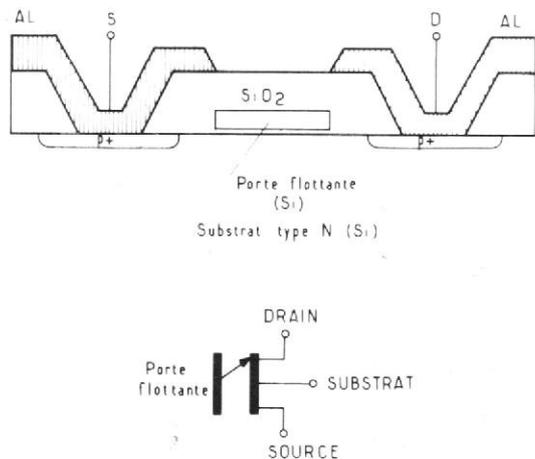


Fig. 12. - Structure de la cellule FAMOS d'INTEC.

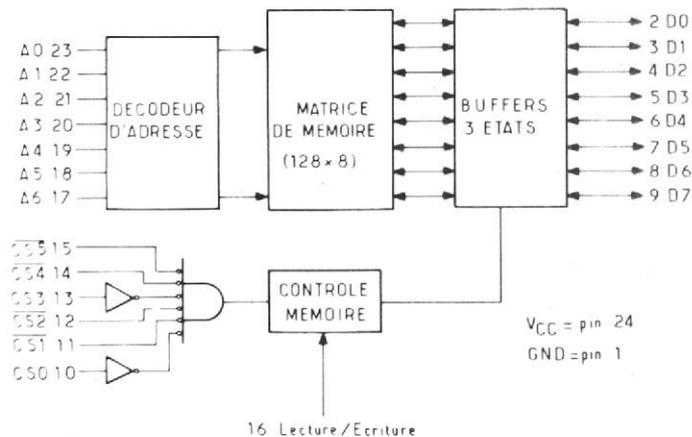


Fig. 13. - La 6810 de Motorola (RAM en MOS).

laisse la diode base-émetteur du transistor en l'air. Inutile de préciser qu'il s'agit là de technologie bipolaire.

Une mémoire morte, vierge, à programmer par le procédé de fusible, à l'allure de la figure 10. Une fois programmée (fusibles sautés par-ci, par-là), il n'y a pas moyen de recommencer, à moins d'accepter les premières ouvertures telles quelles.

En technologie MOS, on

distingue des mémoires réalisées par masque, en usine, ou des mémoires à grille flottante, reprogrammables et effaçables dans certaines conditions.

La figure 11 montre la géométrie d'une telle structure, le masque de programmation étant employé durant la fabrication. En enlevant une bonne partie d'oxyde, et après métallisation il se forme une grille pouvant commander le canal

d'en dessous, un transistor MOS, en somme. Sans métallisation toute proche du canal, il n'y a pas de grille de commande et pas de transistor. En appliquant des « 1 » de lecture, venant du décodeur d'adresses, sur une ligne, les canaux respectifs seront conducteurs ou non et transmettront le potentiel des extrémités du canal reliées entre elles sur les lignes de sortie des données.

Le prix unitaire des mémoires à masque est si bas dans le catalogue (quelques dizaines de francs) que nombreux sont ceux qui se sont précipités à l'achat pour leurs prototypes. En petites lettres, il y est pourtant fait mention que la fabrication du masque vaut quelques milliers de francs et qu'elle s'accompagne d'une quantité minimale de mémoires, à livrer.

Elles sont intéressantes

pour le remplacement définitif des mémoires d'aide à la mise au point, avant le lancement des grandes séries. Avec l'orientation vers les microprocesseurs à tâches spécialisées, en un seul boîtier, il ne sera même plus question de mémoires à masque indépendantes, car elles seront situées sur la même puce de silicium que le reste du microprocesseur. Elles auront malgré tout un rôle à jouer en tant qu'éléments indépendants de circuit, hors des systèmes à microprocesseur.

Il est coutume d'appeler ROM - tout court - les mémoires dont le contenu est fabriqué en usine, comme les mémoires à masque, et PROM, venant du « Programmable », celles qu'on peut écrire en laboratoire, comme par exemple les PROMs bipolaires à claquage ou à fusible.

Dès 1971, Intel a introduit un nouveau type de PROM, en technologie MOS, effaçable aux ultraviolets. Elle l'a appelée « FAMOS » (Floating gate Avalanche injection MOS). Par rapport aux ROMs à masque, permettant ou non la fabrication de la grille, la nouvelle mémoire avait partout des grilles en silicium, noyées dans la couche isolante d'oxyde. Une section d'une telle structure est donnée par la figure 12. En injectant, par un processus d'avalanche source-drain, des électrons vers la grille « flottant » dans l'isolant, on la polarise définitivement. La présence ou l'absence de charge électrique, emprisonnée dans l'îlot de grille, modifie la conductance de canal source-drain et constitue la mémoire. Pour le reste, les connexions resteront les mêmes que dans l'exemple de la figure 11-2 de ROM à masque.

En appliquant des rayons ultraviolets très intenses, ou autres excitations, on arrive à décharger les grilles et à pouvoir écrire à nouveau.

Après Intel, qui bat tous les records depuis des années avec sa 2708 effaçable aux

ultraviolets, d'autres fabricants proposent des mémoires à effacement par impulsion électrique (Electronic Arrays, General Instruments) ou la même 2708 en seconde source (Texas Instruments, Mostek, etc.).

Bientôt une 2716 verra le jour chez Intel (2 k mots de 8 bits). Le défaut de ces mémoires effaçables et reprogrammables, si l'on ose les critiquer, paresseux spectateurs du boom des microprocesseurs que nous sommes, est la nécessité de deux sources de tension, positive et négative, alors que la plupart des microprocesseurs n'utilisent que le + 5 V.

TECHNIQUE

Avec la prolifération des procédés de fabrication ou d'effacement, un exemple concret vaut mieux que des palabres. L'utilisateur trouvera les mêmes principes d'emploi dans toute mémoire. Prenons une RAM statique de 128 mots de 8 bits, la MCM 6810 AL de Motorola, membre de la famille 6800. La figure 13 donne son organisation interne. On y distingue sept fils d'adresse $A_0...$, A_6 , pouvant adresser les 128 lignes dans la matrice mémoire ; huit fils d'entrée/sortie des données $D_0...$, D_7 ; une commande de lecture/écriture (R/W - Read, Write) et une somme d'entrées « CS » (Chip Select) servant à sa validation.

Elle peut mémoriser pour un microprocesseur, pour elle-même, quand on désire la faire marcher en oscillateur-générateur de séquences, ou pour une électronique câblée l'entourant.

A suivre

A. DORIS

KONTRON

DMM 3003

le multimètre

qui permet de mesurer
les capacités et
les hautes tensions

2100 F h.t.*

3 000 points

Mesures directes de capacités
de 33 nF à 3000 μ F

Mesures directes de tensions alternatives
et continues jusqu'à 3 kV sur une
impédance de 1 Gohm



Autres caractéristiques :

- Tension et courant continu et alternatifs 0,3 V à 300 V (bande passante 20 Hz à 100 kHz).
- Résistances de 0,3 k à 30 M.
- Fonctionnement : **sur secteur** 220 V/50 Hz ou **sur batterie** (option B) rechargeable.
- Précision :
 - continu 0,1 %
 - alternatif 0,7 %
 - résistances 0,2 %
 - capacités 0,2 %
- Protection contre les surcharges sur toutes les gammes.
- Faible encombrement - faible poids.

* 2470 F TTC : Prix au 1^{er} janvier 1977

Matériel disponible sur stock.



kontron électronique

La Boursidière R. N. 186
92357 - Le Plessis-Robinson
Tél. 630.36.72 TELEX : 250.819

SALON DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES
Bât. 5 - Allée G - Stands 87 à 91
Bât. 5 - Allée 11 - Stands 40 à 44

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINE TECHNICS 5360

Cette chaîne comprend :
 — Un tuner amplificateur TECHNICS 5360
 — Une table de lecture AKAI AP001
 — Deux enceintes acoustique KLH100

Le tuner amplificateur TECHNICS 5360

Partie amplificateur :
 Puissance : 2 x 38 W/8 Ω
 Distorsion harmonique totale : 0,3 %
 Bande passante : 20 Hz à 20 kHz ± 0,5 dB
 Rapport signal/bruit : Phono : 65 dB, Aux : 75 dB
 Sensibilité et impédance des entrées : Phono : 2,5 mV/47 kΩ - Aux : 150 mV/40 kΩ

Partie Tuner :

Gammes : PO - FM
 Sensibilité FM : 0,9 μV
 Distorsion harmonique : 0,3 %
 Rapport signal/bruit : 54 dB
 Dimensions : 420 x 142 x 355 mm

La table de lecture AKAI AP001

Platine à entraînement du plateau par courroie
 Pose du bras et relève du bras hydraulique
 Plateau : diamètre 300 mm, poids : 1,1 kg en aluminium moulé
 Moteur : 4 pôles synchrone
 Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
 Pleurage et scintillement : < 0,09 % WRMS
 Signal/bruit : > 47 dB
 Longueur de bras : 220 mm
 Echelle de pression : 0 à 4 g
 Poids de cellule admis : 4 à 15 g
 Relève-bras : hydraulique
 Dimensions : 445 x 350 x 140

B - CHAINE TECHNICS 5160

Cette chaîne comprend :
 — Un tuner-amplificateur TECHNICS 5160
 — Une table de lecture AKAI AP001
 — Deux enceintes acoustiques SIARE CX 32
 — Une platine de magnétophone AKAI CS34D

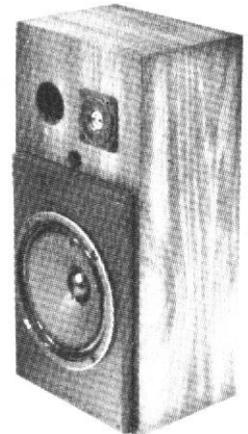
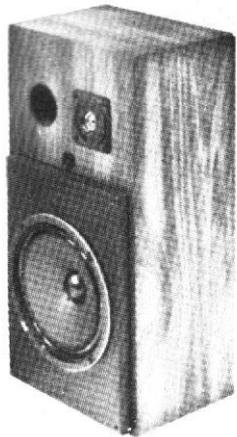
Le tuner amplificateur TECHNICS 5160

(voir chaîne précédente)
La table de lecture AKAI AP001
 (voir chaîne précédente)
L'enceinte acoustique SIARE C32
 Enceinte à 3 voies
 Puissance : 35 W
 Puissance maxi : 45 W
 Amplificateur : à partir de 10 W

Umpédance : 4 à 8 Ω
 Bande passante : 30 - 22 000 Hz
 Conforme aux normes DIN 45500
 Dimensions : 540 x 300 x 240
 Poids : 9 kg.

La platine de magnétophone AKAI CS3D

Platine à cassettes stéréo 4 pistes
 Vitesse : 4,75 cm/s
 Fluctuations : < 0,13 %
 Bande passante : L.N. : 40 à 13 000 Hz ± 3 dB
 C, O₂ : 40 à 15 000 Hz ± 3 dB
 Distorsion : < 1,5 % (1 000 Hz « 0 » Vu)
 Rapport signal/bruit : > 52 dB (avec Dolby)
 Dimensions : 378 x 110 x 225 mm



CHAINE AKAI 1040

Cette chaîne comprend :
— Un tuner amplificateur
AKAI 1040
— Une table de lecture
SCOTT PS16
— Deux enceintes acousti-
ques 3A Apogée

Le tuner-amplificateur AKAI 1040

Partie amplificateur

Puissance : 2 x 40 W/8 Ω
Bande passante : 7 à
70 000 Hz (à 0,15 % de distor-
sion)
Niveau des entrées : Phono : 2
x 3 mV/47 k Ω - Aux :
150 mV/100 k Ω
Magnéto : 2 x 150 mV/100 k Ω
Rapport signal/bruit : Phono :
> 80 dB - Aux : > 90 dB.
Diaphonie : < 60 dB

Partie tuner

Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : 1,9 μ V
Sélectivité : > 80 dB
Rapport signal/bruit : >
75 dB
Distorsion harmonique : sté-
réo < 0,3 %
Dimensions : 480 x 155 x
390 mm

La table de lecture SCOTT PS16

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Entraînement du plateau par
courroie
Moteur synchrone
Plateau en aluminium de
30 cm de diamètre
Fluctuation et scintillement :
0,07 %
Rapport signal/bruit : 45 dB
Alimentation : 220 V/50 Hz
Dimensions : 465 x 367 x
168 mm.

L'enceinte acoustique 3A Apogée

Puissance nominale : 40 W
eff.
Bande passante : 30 à
35 000 Hz
Distorsion : < 2 % (de 50 à
20 000 Hz)
Dimensions : 630 x 315 x
260 mm

CHAINE AKAI 1030 L

Cette chaîne comprend :
— Un tuner-amplificateur
AKAI 1030L
— Une table de lecture
AKAI AP001
— Deux enceintes acousti-
ques 3A Apogée

Le tuner-amplificateur AKAI 1030L

Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 30 W/8 Ω

Bande passante : 10 à
60 000 Hz (à 0,3 % de distor-
sion)
Niveau des entrées : Phono : 2
x 3 mV/50 k Ω - Aux :
150 mV/80 k Ω
Magnéto : 2 x 150 mV/80 k Ω
Rapport signal/bruit : Phono :
> 80 dB - Aux : > 90 dB
Diaphonic : < 58 dB (à
1 000 Hz)

Partie tuner

Gammes : PO - GO - FM
Sensibilité FM : 1,9 μ V
Sélectivité : > 70 dB à
98 MHz
Rapport signal/bruit : >
70 dB
Dimensions : 440 x 126 x
350 mm

La table de lecture AKAI AP001

(voir chaîne TECHNICS
5360)

L'enceinte acoustique 3A Apogée

(voir chaîne précédente)

REALISEZ UN CALIBRATEUR DE FREQUENCE

LE calibrateur de fréquence (ou standard de fréquence) fait partie de ces accessoires que chaque amateur se doit de posséder.

La plupart des récepteurs de trafic modernes sont équipés d'un dispositif de ce genre permettant généralement d'obtenir un point de mesure tous les 100 kHz ou tous les 25 kHz.

Le circuit que nous proposons permet à l'aide d'un sélecteur à huit positions d'obtenir un point de mesure au choix tous les 1 MHz, 500 kHz, 250 kHz, 100 kHz, 50 kHz, 25 kHz, 10 kHz ou 5 kHz ce qui, par interpolation, permet de connaître n'importe quelle fréquence comprise entre 500 kHz et 200 MHz avec une précision de l'ordre de $\pm 2,5$ kHz.

Un tel circuit pourra rendre de nombreux services tant à l'amateur émetteur qu'au SWL. Citons parmi les appli-

cations, la calibration des récepteurs de trafic, l'étalonnage des générateurs HF et des oscilloscopes, le repérage des extrémités des bandes alouées aux amateurs, le calage précis des émetteurs VHF sur les canaux normalisés etc.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le circuit est basé sur le principe de l'analyse harmonique. Chacun sait que tout signal périodique de fréquence f_0 peut être décomposé en une somme de signaux sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples entiers de f_0 qu'on appelle les harmoniques et dont l'amplitude est fonction du rang de l'harmonique considéré. La fréquence f_0 est appelée fondamentale.

Cette analyse peut être généralisée aux signaux non périodiques par l'intermédiaire de la transformée de Fourier.

L'analyse mathématique montre que le signal le plus riche en harmoniques est l'impulsion de Dirac (impulsion dont la largeur tend vers 0 et l'amplitude tend vers l'infini) dont le spectre est uniforme et s'étend à l'infini.

L'impulsion de Dirac, est bien entendu, un concept mathématique. Cependant cette analyse montre que pour obtenir des harmoniques de rang élevé ayant une amplitude non négligeable on a intérêt à se rapprocher de ces conditions théoriques. Supposons qu'on injecte à l'entrée d'un récepteur des impulsions très fines, et se répétant à la fréquence f_0 , ce signal étant très riche en harmoniques, nous entendons un « bip », à la fréquence f_0 , mais aussi aux

fréquences $2 f_0$, $3 f_0$ et ainsi de suite jusqu'à des rangs très élevés.

Le circuit que nous allons décrire, permet de générer des impulsions de très faible largeur et d'amplitude suffisante pour que les harmoniques puissent être perçues en VHF. Ces impulsions sont synchronisées par un oscillateur très stable piloté par un quartz. Un système de diviseurs de fréquence et un sélecteur permettent de choisir la fréquence de répétition des impulsions de sortie.

DESCRIPTION DU CIRCUIT

Le schéma synoptique du circuit est représenté figure 1. On remarque sur ce schéma que le circuit comporte 4 grandes fonctions :

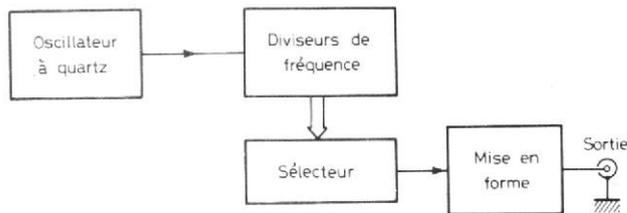


Fig. 1. - Schéma synoptique du calibrateur.

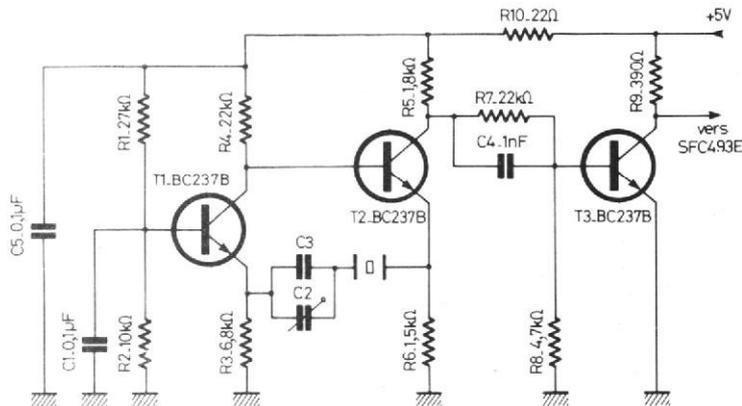


Fig. 2. - Schéma de l'oscillateur de référence.

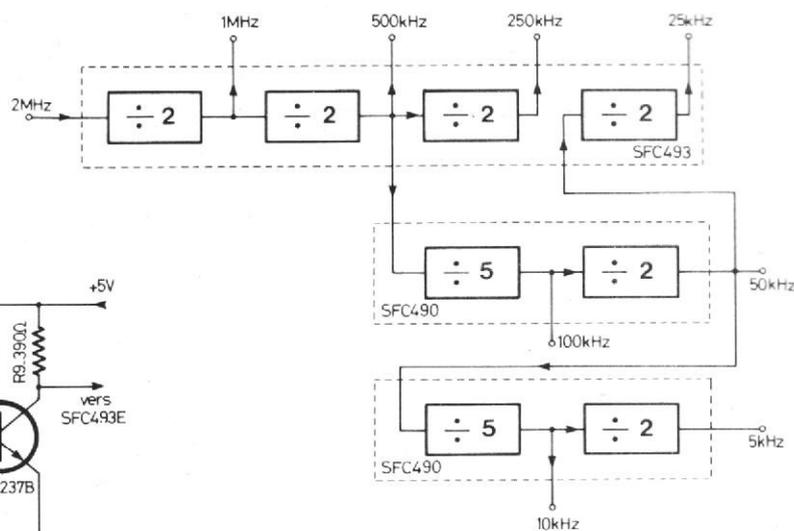


Fig. 3. - Schéma de principe du diviseur de fréquence.

- l'oscillateur à quartz de référence,
- les diviseurs de fréquence,
- le sélecteur,
- le circuit de mise en forme des signaux.

Nous allons analyser ces fonctions successivement dans le détail.

L'OSCILLATEUR

La première étape dans l'élaboration du circuit est le choix de la fréquence de l'oscillateur de référence ; celle-ci doit permettre par division de donner des « fréquences rondes » c'est-à-dire des multiples de 5 ou de 10 de manière à être facilement exploitables par nos esprits habitués au système décimal (un circuit donnant des « bips » tous les 3,33 kHz par exemple serait assez difficilement exploitable...).

Nous nous sommes fixés comme but de réaliser un circuit permettant un maximum de combinaisons utiles compte-tenu des possibilités technologiques.

Nous avons donc choisi les

1 MHz, 500 kHz, 250 kHz, 100 kHz, 50 kHz, 25 kHz, 10 kHz et 5 kHz. Le plus petit commun multiple de ces 8 nombres est 1 MHz. Nous aurions donc pu utiliser un quartz de 1 MHz comme référence, mais nous avons rajouté une contrainte supplémentaire.

La stabilité d'un oscillateur à quartz dépend de beaucoup de facteurs, mais le plus important de tous est certainement la température. Il est bien connu qu'un oscillateur n'est stable que lorsqu'il a atteint son état d'équilibre thermique. Pour obtenir des oscillateurs très stables pour servir de référence (base de temps de fréquencesmètre par exemple) on est bien souvent obligé d'enfermer l'oscillateur dans une enceinte thermostatée et de la laisser fonctionner sinon en permanence, du moins suffisamment longtemps à l'avance pour que l'équilibre soit atteint. L'enceinte thermostatée étant une solution un peu trop luxueuse pour notre circuit nous n'avons retenu que le principe de l'oscillateur fonctionnant en permanence lorsque la station est allumée.

Si nous avons utilisé un

quartz de 1 MHz avec ce principe, compte-tenu qu'il est impossible de réaliser un blindage parfait de l'oscillateur, nous aurions eu en permanence un « bip » tous les 1 MHz. Sur les bandes décamétriques amateur cela aurait provoqué un « bip » sur 7 MHz, 14 MHz, 21 MHz, 28 et 30 MHz ce qui n'aurait peut être pas été gênant puisqu'il s'agit des extrémités de bande mais dans la bande VHF des 2 m cela aurait provoqué un brouillage sur 145 MHz, c'est-à-dire au milieu de la bande. Pour éviter cela nous avons choisi un quartz de 2 MHz qui ne donne que des harmoniques paires, supprimant ainsi l'interférence sur 145 MHz.

Le quartz étant choisi nous avons opté pour un circuit oscillateur apériodique très classique (fig. 2). Le quartz est connecté entre base et collecteur du transistor T_1 monté en base commune, par l'intermédiaire d'un transistor T_2 adaptateur d'impédance. Le transistor T_3 assure la séparation et la mise en forme du signal de manière à le rendre compatible avec les circuits logiques TTL.

En série avec le quartz est monté un condensateur ajustable permettant de régler très exactement la fréquence d'oscillation.

LES DIVISEURS DE FREQUENCE

A partir de la fréquence de référence de 2 MHz nous avons cherché à obtenir le maximum de « fréquences rondes » avec le minimum de circuits intégrés. Nous avons finalement retenu la disposition indiquée figure 3.

Le premier circuit diviseur utilisé est un SFC 493. Il s'agit d'un compteur binaire comportant 4 bascules dont trois sont interconnectées et l'autre est indépendante. Le signal issu de l'oscillateur est envoyé sur les trois bascules montées en cascade. On dispose donc à la sortie de ces bascules de signaux rectangulaires à 1 MHz, 500 kHz, et 250 kHz.

On utilise ensuite deux circuits diviseurs par 10, SFC 490. Ces circuits sont organisés intérieurement en un diviseur par 5 et une bascule indépendante qui divise par 2.

La sortie 500 kHz du SFC 493 est envoyée sur l'entrée du diviseur par 5. On dispose

donc d'un signal de sortie de 100 kHz qui est divisé par 2 par la bascule restante ce qui donne du 50 kHz. De la même manière le deuxième SFC 490 permet d'obtenir les signaux à 10 kHz. La bascule indépendante du SFC 493 non utilisée jusqu'à présent reçoit le signal à 50 kHz et fournit la sortie 25 kHz. On dispose ainsi des huit fréquences annoncées qu'il s'agit de sélectionner à l'aide d'un circuit approprié.

LE SELECTEUR

La solution la plus simple et la plus logique consisterait à utiliser un commutateur à 8 positions. Ce commutateur, ne pouvant être facilement monté sur circuit imprimé et blindé, le raccordement devrait nécessairement se faire par quelques centimètres de fil. Nous laissons au lecteur le soin d'imaginer ce que peut

produire un ensemble de fils parcourus par des impulsions de 5 V à fronts raides, placé à proximité d'un récepteur sensible au microvolt...

La commutation ne pouvant s'effectuer que sur le circuit avec des connexions très courtes, nous avons opté pour l'utilisation d'un circuit intégré multiplexeur, le SFC 151.

Il s'agit d'un circuit permettant de choisir une voie parmi 8. La sélection se fait en envoyant un niveau continu codé sur les 3 entrées d'adressage. Pour des raisons de commodité de réalisation du circuit imprimé (nous nous sommes interdit de réaliser le circuit imprimé en double face, car beaucoup d'amateurs ne sont pas équipés pour la réalisation de tels circuits) l'ordre d'adressage ne correspond pas à l'ordre de fréquences. Le code utilisé est indiqué dans le tableau de la figure 4.

La sortie du multiplexeur attaque le circuit de mise en forme.

| Entrées d'adressage | | | Fréquence de sortie |
|---------------------|---|---|---------------------|
| C | B | A | |
| 0 | 0 | 0 | 25 kHz |
| 0 | 0 | 1 | 50 kHz |
| 0 | 1 | 0 | 5 kHz |
| 0 | 1 | 1 | 10 kHz |
| 1 | 0 | 0 | 100 kHz |
| 1 | 0 | 1 | 500 kHz |
| 1 | 1 | 0 | 1 MHz |
| 1 | 1 | 1 | 250 kHz |

Fig. 4. - Code utilisé pour le circuit de sélection. Les 0 représentent la mise à la masse de la connexion (niveau bas). Les 1 représentent un niveau haut que l'on obtient en laissant la connexion en l'air, le rappel à un potentiel fixé étant assuré par une résistance de 4,7 kΩ câblée sur le circuit.

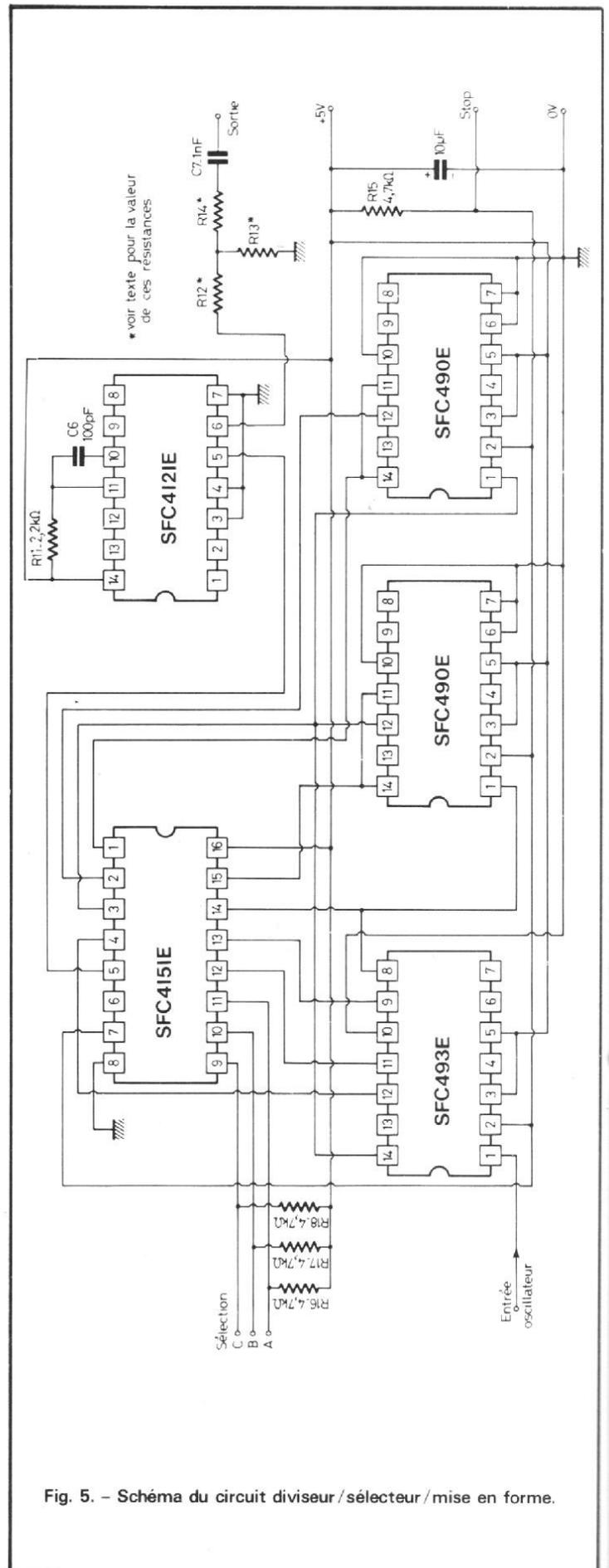


Fig. 5. - Schéma du circuit diviseur/sélecteur/mise en forme.

LE CIRCUIT DE MISE EN FORME

La plupart des signaux délivrés par les différents diviseurs sont des tensions rectangulaires ayant un rapport cyclique de 50 %.

Pour rendre ces signaux plus riches en harmoniques, on les transforme en impulsions très brèves à l'aide d'un circuit monostable SFC 4121. On dispose ainsi d'impulsions ayant toujours la même largeur et dont la fréquence de récurrence est sélectionnée par l'intermédiaire du multiplexeur. La sortie du monostable est atténuée par l'intermédiaire d'un réseau en té de manière à être compatible avec un circuit d'entrée du récepteur.

CIRCUIT D'ARRÊT

Lorsque l'on ne désire pas utiliser le calibrateur, on peut bloquer tous les circuits intégrés à l'aide de leur entrée de remise à zéro. Il suffit pour cela de ne pas mettre la connexion stop à la masse.

Une résistance de 4,7 k Ω positionne alors la connexion à un niveau haut et bloque tous les circuits sauf l'oscillateur.

La figure 5 indique le schéma de l'ensemble diviseur-sélecteur-mise en forme.

CONSTRUCTION

Tous les éléments sont montés sur un circuit imprimé simple face dont le dessin est indiqué figure 6. L'implantation des éléments est donnée vue du côté cuivre sur la figure 7. Les dimensions de ce circuit imprimé (130 x 70 mm) sont étudiées pour que celui-ci

puisse être logé dans un boîtier métallique que l'on trouve facilement dans le commerce (Teko 4A).

Du fait de l'utilisation d'un circuit imprimé simple face, il a été nécessaire d'avoir recours à onze ponts que l'on réalisera à l'aide de petits fils rigides comme indiqué sur la figure. Le reste du câblage n'appelle aucun commentaire particulier. On remarquera cependant que le circuit inté-

gré SFC 4151 E n'est pas dans le même sens que les autres. Le quartz est monté à plat sur le circuit et raccordé à l'aide de petites cosses. Il pourra être maintenu en position à l'aide d'un fil cavalier soudé aux deux pastilles uniques prévues à cet effet sur le circuit imprimé.

Le circuit étant complètement câblé, on soudera côté cuivre un condensateur céramique de 4,7 pF entre le +5 V

et la masse de chaque circuit intégré.

Ce condensateur sera connecté au plus court. Un condensateur de découplage de 10 μ F sera connecté entre l'arrivée du +5 V et la masse, extérieurement au circuit imprimé. Ces condensateurs de découplage des alimentations permettent d'améliorer considérablement les fronts de montée et de descente des impulsions.

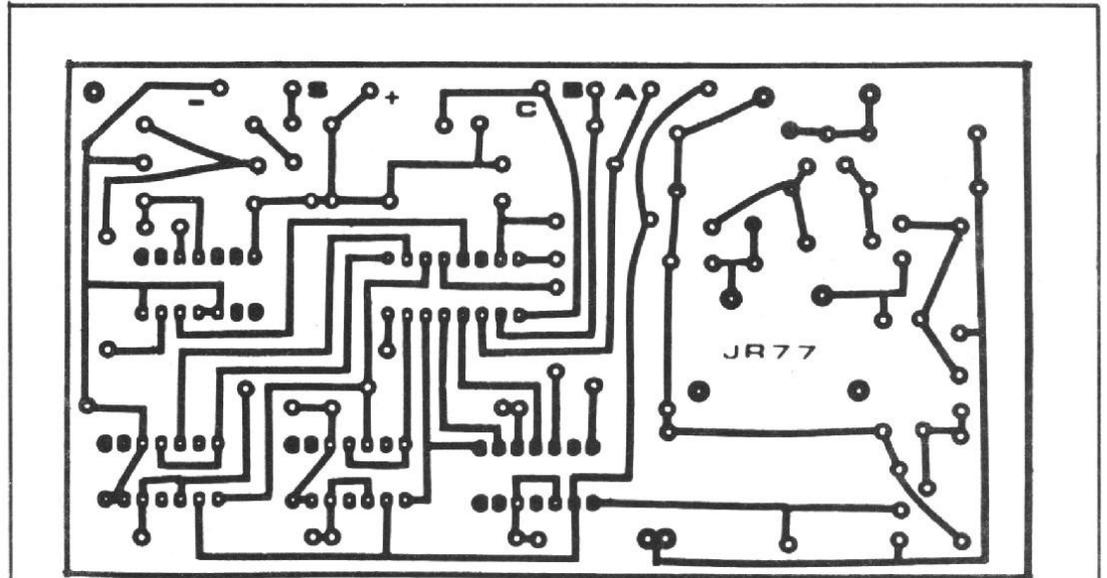
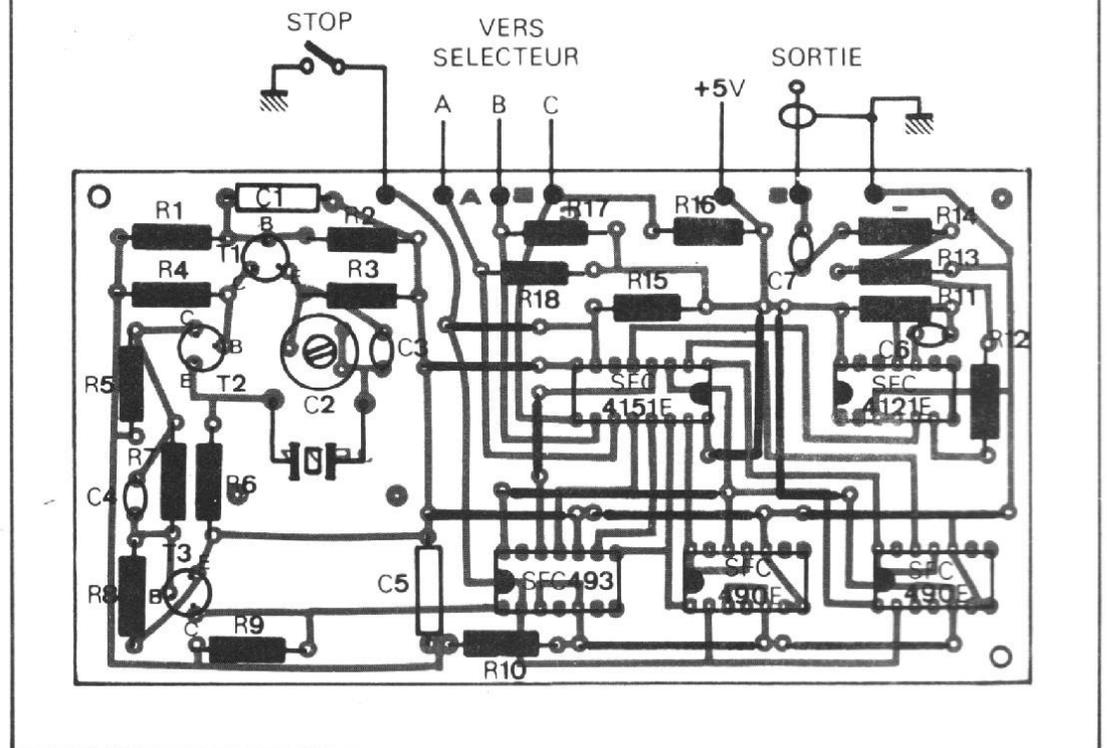
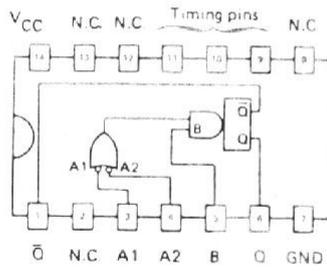
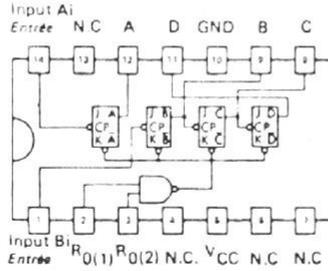


Fig. 6

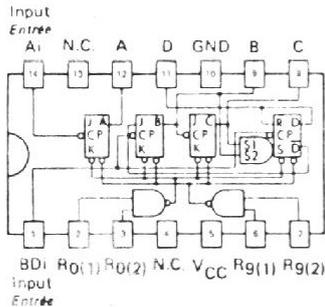




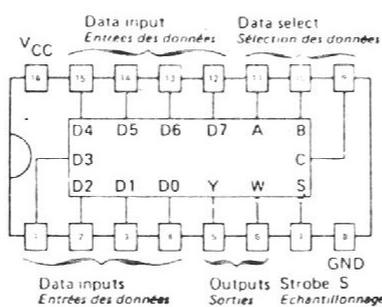
SFC 4121E



SFC 493E



SFC 490E



SFC 4151E

NOMENCLATURE DES ELEMENTS

Toutes les résistances sont des 1/2 W \pm 5 % ou 1/4 \pm 5 %.

- 1 x 22 Ω
- 1 x 390 Ω
- 1 x 1,5 k Ω
- 1 x 1,8 k Ω
- 1 x 2,2 k Ω
- 5 x 4,7 k Ω
- 1 x 6,8 k Ω
- 1 x 10 k Ω
- 2 x 22 k Ω
- 1 x 27 k Ω

Condensateurs

- 2 x 0,1 μ F.
- 2 x 1 nF céramique.
- 1 x 100 pF céramique
- 5 x 4,4 nF céramique.
- 1 x 10 μ F chimique.

Condensateurs ajustables.

- 1 x 65 pF modèle RTC - C010 GA/65E.

3 transistors BC 237 B Sescosem.

- 1 circuit intégré SFC 493 E Sescosem.
- 2 circuits intégrés SFC 490 E Sescosem.
- 1 circuit intégré SFC 4151 E Sescosem.

1 circuit intégré SFC 4121 E Sescosem.

1 quartz 2 MHz - boîtier HC 6U.

1 boîtier Teko réf. 4A.

1 contacteur 3 circuits - 8 positions.

1 interrupteur unipolaire.

RACCORDEMENT ET MISE AU POINT

Les valeurs de l'atténuateur de sortie n'ont pas été précisées ($R_{12} - R_{13} - R_{14}$) car elles dépendent essentiellement de l'utilisation envisagée et doi-

vent être déterminées expérimentalement. (commencer les essais avec $R_{12} = R_{13} = R_{14} = 1 \text{ k}\Omega$). Le schéma de branchement du commutateur est indiqué figure 8.

Pour la mise au point nous conseillons la procédure suivante :

- Mettre le condensateur ajustable à sa valeur maximale.
- Ne pas mettre en place les résistances $R_{12} - R_{13} - R_{14}$.
- Souder provisoirement un morceau de fil isolé d'environ 30 cm à la sortie 6 du circuit intégré SFC 4121 E. Ce fil servira d'antenne.
- Placer le commutateur de sélection sur 500 kHz.

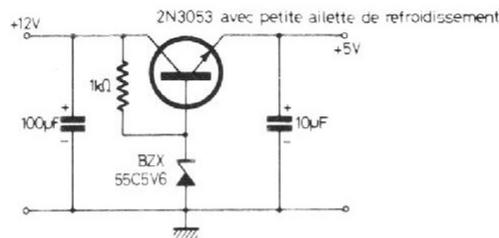


Fig. 9. - Exemple de circuit d'alimentation du circuit à partir d'une tension de 12 V.

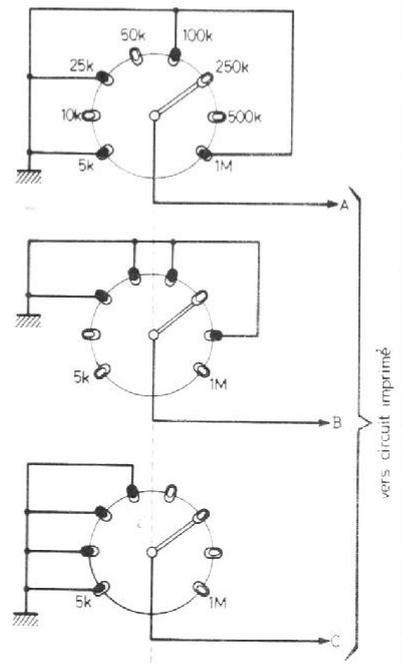


Fig. 8. - Câblage du commutateur de sélection de fréquence (3 circuits - 8 positions). Pour obtenir un « 0 », la connexion est mise à la masse. Pour obtenir un « 1 », la connexion est laissée en l'air. Le potentiel est alors fixé par les résistances $R_{16} - R_{17}$ et R_{18} sur le circuit imprimé.

- A l'aide d'un récepteur de trafic (ou à défaut d'un récepteur de radio ordinaire en position PO) écouter une fréquence quelconque dans la gamme des ondes courtes qui soit un multiple de 500 kHz. On doit recevoir un très fort signal se répétant tous les 500 kHz.

- Vérifier de la même manière que toutes les positions du commutateur fonctionnent.

Le réglage précis de l'oscillateur quartz se fait à l'aide du condensateur ajustable connecté en série avec celui-ci. Si l'on possède un fréquencemètre numérique ceci ne pose aucun problème.

Dans le cas contraire procéder par battement nul avec une émission dont la fréquence est connue (émetteur de Droitwich sur 200 kHz par exemple). Si besoin est, connecter un condensateur fixe en parallèle avec le condensateur ajustable, deux pastilles ont été prévues à cet effet sur le circuit imprimé.

Déterminer ensuite les valeurs des résistances $R_{12} - R_{13} - R_{14}$ selon la sensibilité du récepteur ou l'utilisation envisagée.

Cela fait, il ne reste plus qu'à monter définitivement le circuit dans le boîtier blindé. On ne doit pas entendre des « bips » parasites en dehors des fréquences sélectionnées.

Le cas échéant découpler tous les fils sortant du boîtier (sauf la sortie...).

ALIMENTATION

La consommation du circuit est d'environ 80 mA sous 5 V. Il suffit donc d'une alimentation stabilisée de petite puissance pour alimenter le circuit. La figure 9 montre un exemple de circuit d'alimentation possible.

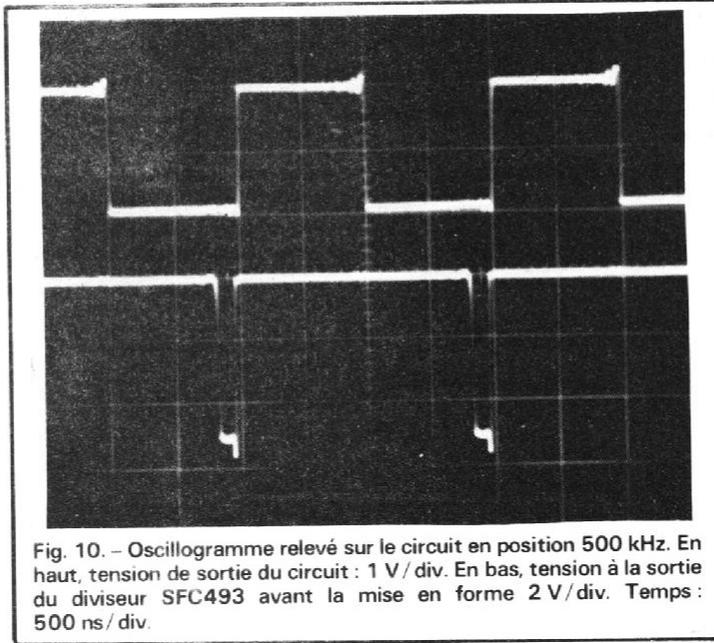


Fig. 10. - Oscillogramme relevé sur le circuit en position 500 kHz. En haut, tension de sortie du circuit : 1 V/div. En bas, tension à la sortie du diviseur SFC493 avant la mise en forme 2 V/div. Temps : 500 ns/div.

CONCLUSION

Le circuit que nous avons présenté pourra rendre de nombreux services à l'amateur tant pour la calibration de ses appareils de mesure que pour le repérage précis de fréquences en réception ou en émission. La réalisation en est simple et peut être entreprise par tout amateur ayant quelques connaissances pratiques.

J.R.



COMMUNICATION
ANTENNA



DISTRIBUTION EXCLUSIVE :

*spécialiste
des antennes*

RADIO-TÉLÉPHONE

Antennes mobiles - Antennes fixes
27-80-144-160-450 MHz

QUALITÉ et PRIX

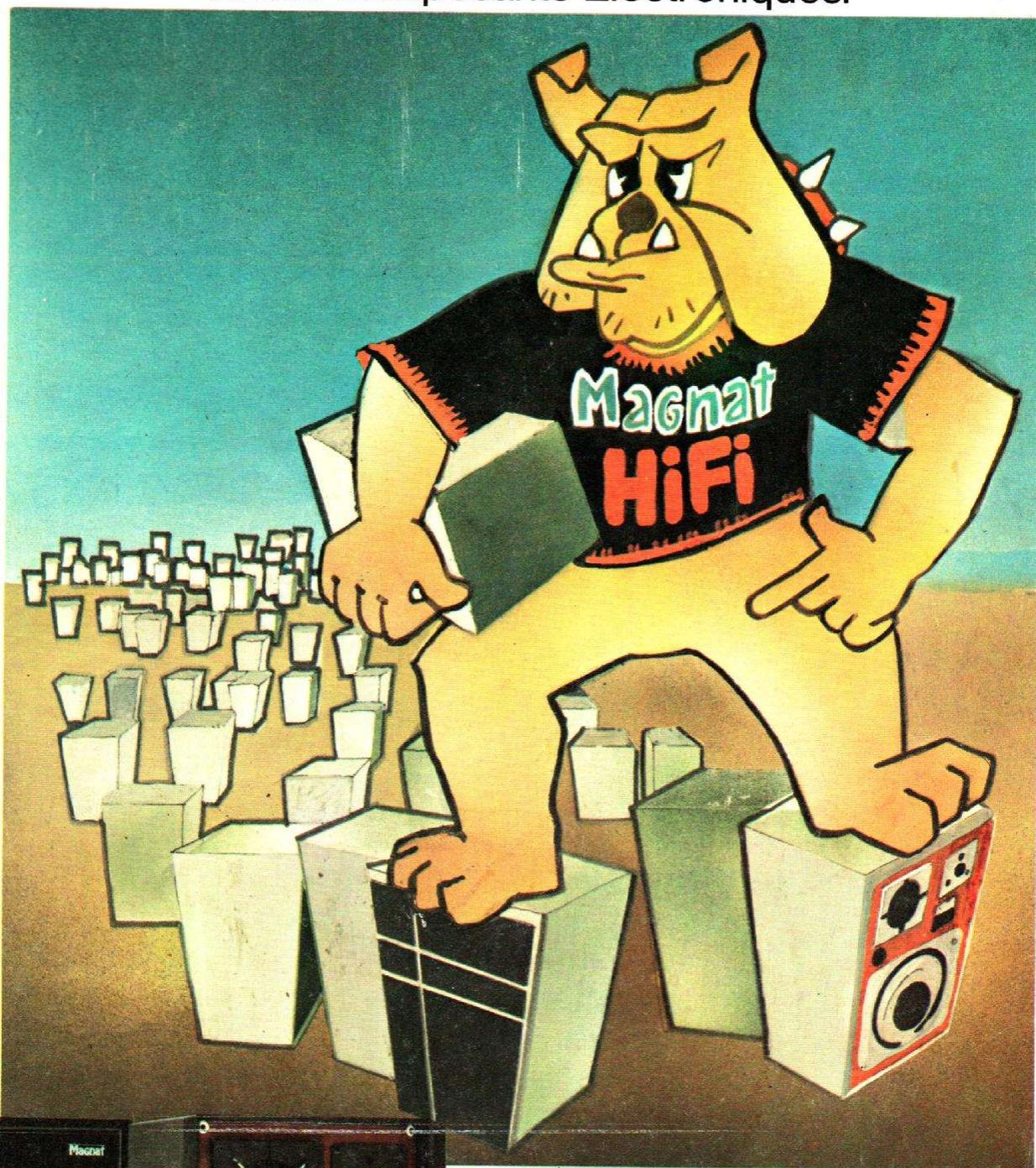
Plus de 35 modèles disponibles sur stock

DEMANDEZ LE CATALOGUE GÉNÉRAL A :



RADIO COMMUNICATION SERVICE
Rue Jean-Mermoz - PAS-DES-LANCIERS
13700 MARIIGNANE
Tél. : (91) 89.24.16 - Telex 420425 F 33

le Bull: symbole de puissance et de fidélité,
présente sa gamme complète au Festival International du Son
et aux Composants Electroniques.



la "LOG 900" un de nos 9 modèles
(75 W sinus en continu)

Magnat
a choisi une seule
spécialité, il ne fabrique
que des enceintes!

distribué en France par :



Demandez, vous aussi, votre autocollant
"Bull". Une documentation couleur et la
liste des spécialistes agréés "Magnat"
auprès du distributeur HAMY SOUND
contre 3 timbres.

28, rue Edith-Cavell
92400 Courbevoie
Tél. : 333.48.24

4187

Hamy Sound est également distributeur de Frank.