

7 f
324 PAGES

LII^e ANNÉE - N° 1600 - DU 12 MAI 1977

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1887

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ INITIATION A L'ÉLECTRONIQUE

■ BANCS D'ESSAI

■ RÉALISATIONS

■ NOUVEAU : POUR VOTRE MATÉRIEL D'OCCASION : LECTEURS SERVICE

■ SOMMAIRE DÉTAILLÉ PAGE 3



hi
fi
HIGH FIDELITY INTERNATIONAL

PHILIPS
GA 437

SYNCHRO BELT DRIVE

437

SUISSE : 3.50 FS • ITALIE : 000 LIRE • ESPAGNE : 120 PESETAS • CANADA : 1.50 DOLLARS • ALGÉRIE : 1 DINARS • TUNISIE : 700 MIL

Librairie parisienne de la radio

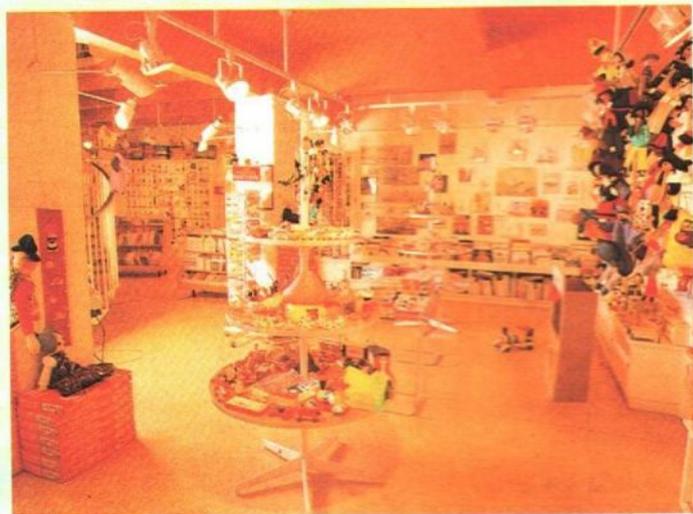
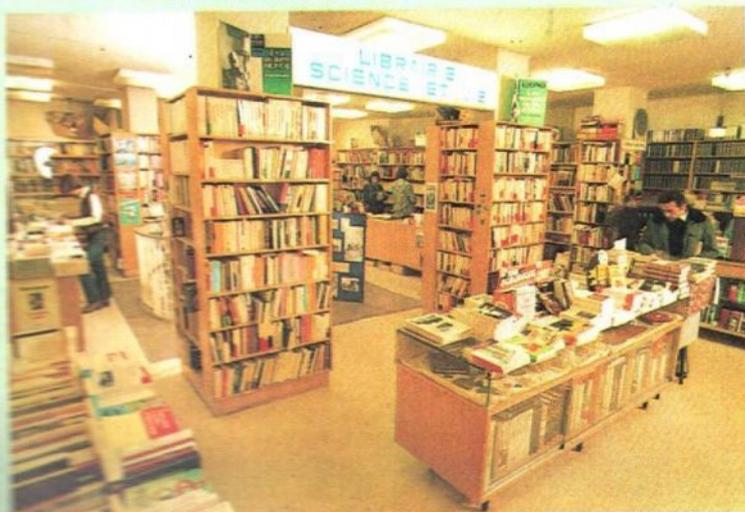
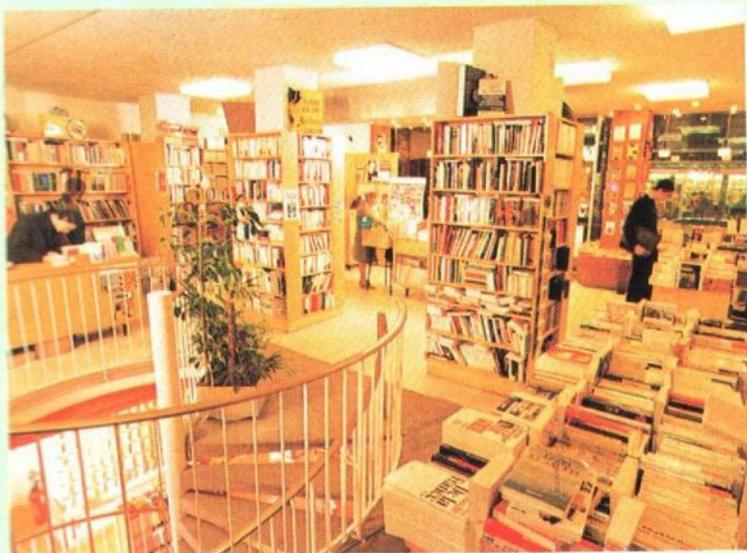
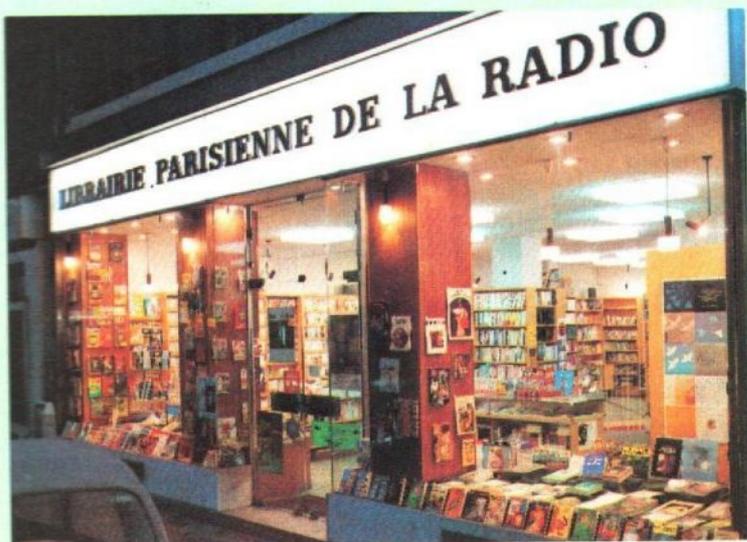
TOUS LES LIVRES

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

**RAYON SPÉCIAL
OUVRAGES
TECHNIQUES**

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

EXPÉDITIONS PROVINCE ET ÉTRANGER : TÉLÉPHONE 878.09.93



LE HAUT-PARLEUR**sommaire****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

- Le casque stéréo à infrarouge Sennheiser 74
- Le tuner-amplificateur Setton RS 440 87
- Nouveaux montages B.F. HiFi à circuits intégrés 136

Radio - T.V. - Technique générale

- Contrôle qualitatif de l'intermodulation 69

Electronique - Technique générale

- Temporisation programmable par CI MOS TMS 3879 N6 110
- Nouvelle technologie des composants 131
- Datathèque du transistor 143
- Les microprocesseurs 149
- ABC : Les égaliseurs graphiques 160

Réalisations

- Réalisation d'un ensemble modulaire pour tests digitaux 103
- Mini-centrale de sécurité pour automobile 120
- Un multimètre numérique (suite) ... : 171-
- Le mini-laboratoire intégré (suite et fin) 188
- Visualisation sur T.V. : Circuit d'interface (suite) 193

Mesure - Service

- Sachons utiliser notre oscilloscope 80

Journal des O.M.

- Dip-mètre à MOS-FET 208

Divers

- Information - Nouveautés 67
- Salon des composants : Circuits intégrés pour l'industrie grand public 96
- Vus au Salon des Composants : Quelques appareils de mesure pour amateurs 99
- Sélection de chaînes HiFi 201
- Notre courrier technique 204
- Petites annonces 211

Copyright - 1977
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal : 2^e trimestre 77
 N° éditeur : 358
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

**CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A**

128 000

EXEMPLAIRES

SALON DU LIVRE DE BRUXELLES

Les Editions Techniques et Scientifiques Françaises étaient présentes au Salon du Livre de Bruxelles où elles ont exposé,



sur leur stand, leurs collections et les dernières nouveautés parues. Rappelons que les ouvrages E.T.S.F. sont en vente à Bruxelles à la Librairie du Technicien.

LES CELLULES SOLAIRES R.T.C. POUR LA STATION AEROSOLEC DE 200 W PERMANENTS REALISEE PAR LE C.N.E.T.

En 1971, le Centre National d'Etudes des Télécommunications (C.N.E.T.) réalisait la première station expérimentale d'énergie solaire destinée à l'alimentation de réémetteurs.

Cette station délivrait une puissance crête supérieure à 100 W pour un éclairage solaire de 1 kW/m². Elle a montré qu'une station équipée de cellules solaires au silicium permettait d'alimenter un équipement de télécommunications en permanence, et cela même dans nos régions où les trois mois d'hiver sont particulièrement

peu ensoleillés. Les résultats probants obtenus avec ce générateur prototype ont permis de réaliser par la suite des générateurs analogues pour l'Afrique et l'Amérique du Sud.

Cinq ans plus tard, les améliorations de puissance et la réduction du coût du watt solaire décidaient le C.N.E.T. à réaliser une station de puissance plus importante.

A la fin de 1976, le C.N.E.T. a installé à La Turbie, dans les Alpes-Maritimes, une nouvelle station dont la puissance crête de cellules solaires est légèrement supérieure à 1 kW dans les mêmes conditions d'éclairage solaire que précédemment.

Cette station appelée AEROSOLEC utilise également l'énergie du vent au moyen d'un aérogénérateur couplé avec le générateur solaire sur une même batterie de stockage.

Ce nouveau prototype a pour but de démontrer l'intérêt du couplage de l'aérogénérateur et des cellules solaires pour l'alimentation de stations de faisceaux hertziens dont la puissance permanente est de quelques centaines de watts.

Dans les régions à faible ensoleillement, l'aérogénérateur fournira l'essentiel de l'énergie, plus particulièrement pendant la période d'hiver.

Dans les régions à fort ensoleillement, le générateur solaire délivrera l'essentiel de l'énergie correspondant à la consommation permanente.

Après plusieurs mois de fonctionnement, la station prototype AEROSOLEC délivre les 200 W permanents pour laquelle elle a été conçue.

Cette station, dont la vocation initiale est l'emploi dans le domaine des télécommunications, trouvera certainement d'autres applications puisqu'elle peut cons-

tituer, quand le site le permet, la solution à tout problème d'alimentation nécessitant quelques centaines de watts permanents ou quelques kilowatts de façons intermittente.

NOUVELLE REVUE TECHNIQUE

« ELECTRONIQUE APPLICATIONS » est une nouvelle revue à parution trimestrielle dont le premier numéro a fait son apparition avec le printemps. Cette publication se définit elle-même comme la « revue des vrais techniciens » ; ce qui veut dire, et c'est ce qu'il faut entendre par là, que « Electronique applications » s'adresse à la fois au professionnel, qu'il soit ingénieur « généraliste » ou technicien spécialisé (ou expérimenté) ou qu'il soit amateur averti. En d'autres-termes, l'ingénieur défini ci-dessus y trouvera un complément non négligeable pour sa culture personnelle, en dehors de ses préoccupations quotidiennes et le technicien et l'amateur ne pourront qu'y gagner des idées personnelles et une autre façon de voir le domaine qui les intéresse ; ce qui ne peut qu'avoir comme conséquences à la fois un éclaircissement et une distraction formatrice. Ajoutons à cela que les praticiens de « haute volée » y trouveront une synthèse presque philosophique de renseignements dispersés dans quantités de notes d'applications et recueils du même type, ce qui n'est pas toujours un but facile à atteindre. Autant qu'on puisse en juger de par ce premier numéro, la cible n'est pas loin d'être atteinte.

Nous avons en particulier relevé au sommaire, et entre autres :

— Le contrôle d'accord d'un récepteur FM à partir de la Fi.

Notre Couverture

TABLE DE LECTURE PHILIPS GA 437

PHILIPS lance sur le marché une nouvelle table de lecture manuelle au prix indicatif très attractif de 790 F.

Conçue et fabriquée en FRANCE, en l'usine PHILIPS de FLERS DE L'ORNE, cette table de lecture comprend tous les perfectionnements nécessaires à la base d'un équipement Haute-Fidélité :

2 vitesses - arrêt automatique du plateau en fin de disque et relevage du bras - bras de lecture droit anti-résonnant avec porte-cellule au standard international RETMA 1/2 pouce - elle est équipée de la nouvelle

cellule GP 400 MARK II dont les performances sont largement améliorées par rapport à la GP 400 traditionnelle - force d'appui réglable avec lecture directe de sa valeur sur une balance - compensation de la force centripète réglable pour pointe de lecture sphérique ou elliptique - sous-châssis indépendant à suspension flottante supportant le plateau et le bras de lecture - lève-bras amorti hydrauliquement - entraînement du plateau par moteur synchrone et courroie - couvercle cache-poussière articulé sur charnières à friction.

Caractéristiques techniques

Ronronnement : DIN A < — 38 dB - DIN B < — 58 dB - pleurage et scintillement : DIN < 0,15 % - WRMS < 0,11 % - erreur de piste : 0° 14'/cm - friction du bras : horizontale < 50 mgf - verticale < 50 mgf - cellule : GP 400 II - bande passante : 20 - 20000 Hz (± 2 dB) - diamant : sphérique 15 µm - force d'appui recommandée : 2 gf - dimensions : 415 x 142 x 355 mm - poids : 6,3 kg.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

— Une application des circuits intégrés : l'Affichage linéaire et Logarithmique.

— Un essai très complet de la table traçante UREI avec de nouvelles possibilités d'utilisation.

— Le microprocesseur expliqué aux électroniciens.

— Une schémathèque qui fait le tour des récepteurs FM à CI ainsi qu'une série de fiches techniques sur les CI audio. Bien entendu cette liste est loin d'être limitative.

Nous ne pouvons que souhaiter longue vie à ce nouveau confrère dans la voie qu'il s'est tracée sur le chemin de la technologie et des réalisations techniques d'avant-garde.

DEUX NOUVELLES MEMOIRES RAPIDES EN TECHNOLOGIE CMOS

National Semiconductor commercialise deux nouvelles mémoires en technologie CMOS organisées en 256 mots de 4 bits.

La mémoire MM 74C920 se présente en boîtier 22 broches et a les entrées-sorties séparées.

La version MM 74C921 a la même organisation mais avec les entrées/sorties communes, ce qui permet une présentation en boîtier 18 broches.

Ces deux produits sont rapides avec un temps d'accès maximum de 250 ns sur toute la plage de température (-40 + 85 °C).

De plus, la consommation en « stand by » est très faible (10 μ A max. à 85 °C).

La MM 74C920 a le brochage de la RAM de 1 K en technologie MOS MM 2101 avec une entrée « strobe », ce qui réduit la puissance en fonctionnement à quelques milliwatts, la loi de consommation étant de 10 mW/MHz.

Les adresses, le signal \overline{CES} et les informations d'entrée sont mémorisés dans des registres internes sur le front de descente de \overline{STROBE} .

L'adresse est appliquée sur les décodeurs qui vont sélectionner un mot de 4 bits.

Après passage dans les amplis de lecture, ce mot va charger le registre de sortie lors de la remontée de \overline{STROBE} .

Ce registre, à son tour, attaque le buffer de sortie TRI-STATE.

Ces mémoires sont faites pour travailler en alimentation et niveaux TTL (sortance : 1 charge TTL).

Pour la sélection et l'expansion

mémoire, il y a deux broches de sélection \overline{CEL} et \overline{CES} .

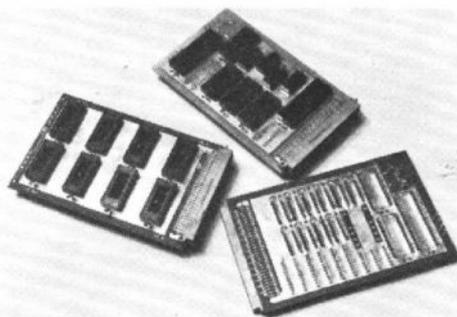
Ces entrées ont les mêmes fonctions avec cependant une petite différence, \overline{CES} est mémorisé dans un registre alors que \overline{CEL} ne l'est pas.

Les sorties sont à haute impédance soit quand la mémoire n'est pas sélectionnée ($\overline{CES} = \overline{CEL} =$ niveau haut) soit pendant la phase d'écriture ($\overline{WE} =$ niveau bas).

L'information continue dans les registres de sortie change à chaque front descendant de \overline{STROBE} quelque soit l'état de \overline{WE} , \overline{CEL} ou \overline{CES} .

CIRCUITS INTEGRES POUR PENDULETTES A QUARTZ

R.T.C. présente deux nouveaux circuits intégrés pour pendulettes à aiguilles, destinés aux mouvements à quartz 4 MHz.



Réalisés en technologie C. MOS basse tension, ces circuits comprennent l'ensemble de l'électronique associée au moteur pas à pas (oscillateur, diviseurs, étage de sortie, générateur d'alarme). Ils sont présentés en boîtier plastique DIL 8 broches. **SBA 1115**

Ce circuit, associé à un quartz et à ses capacités d'ajustement, permet l'attaque d'un moteur pas à pas par l'intermédiaire d'un condensateur de différenciation au moyen de deux sorties complémentaires (système doubleur de tension).

Caractéristiques principales

— fréquence d'oscillateur : 4, 19304 MHz,

— alimentation : 1 à 3 V/50 μ A,

— deux sorties complémentaires (T = 2 s, $\delta = 50\%$),

— sortie 512 Hz disponible pour alarme, — système de remise à l'heure « start-stop »,

— compatible broche avec le E 1115.

SAA 1114/1114 Z

Ce circuit diffère essentiellement du précédent par son étage de sortie qui fournit

des impulsions négatives directement à un moteur pas à pas.

La version SAA 1114 Z possède une sortie alarme à répétition commandée.

Caractéristiques principales

— fréquence d'oscillateur : 4, 19304 MHz,

— alimentation : 1 à 3 V/50 μ A,

— sortie moteur : impulsion négative de 31,25 ms, période 1 s,

— sortie alarme : 256 Hz commandée, durée 4 s, période de répétition 32 s (SAA 1114 Z).

FREQUENCEMETRE BALLANTINE 5725 B

Ballantine Laboratories, vient de mettre sur le marché un fréquencemètre complet 6 digits, 225 MHz.



Cet appareil, d'usage général, trouve son emploi dans le domaine industriel, les télécommunications et les mesures en laboratoire.

Le 5725 B est d'un emploi très simple ; il n'y a, en effet, qu'un seul commutateur en face avant, sélectionnant la lecture en Hz, kHz, MHz, dans une gamme de fréquence allant de 5 Hz à 225 MHz.

La sensibilité nominale de 50 mV est ajustable par tournevis sur la face avant.

L'impédance d'entrée est de 1 M Ω /25 pF et la tension max. admissible de 250 V eff. de 10 Hz à 1 kHz puis de 10 V au-dessus de 10 kHz.

La base de temps interne est constituée par une horloge à quartz 1 MHz dont la stabilité est inférieure à 2.10⁻⁶/mois et le coefficient de température de 5.10⁻⁷/°C de 0 à 40 °C.

Cette horloge 1 MHz sort sur une fiche BNC à l'arrière de l'appareil, cette fiche servant d'entrée soit pour une horloge externe, plus performante, soit pour une mesure en ratimètre.

Le boîtier en ABS, très résistant aux chocs et à la chaleur, est, de plus, métallisé, ce qui procure un excellent blindage contre les rayonnements extérieurs.

CONTRÔLE QUALITATIF DE L'INTERMODULATION

EN technique audio-fréquence, il est communément défini deux genres de distorsions. Citons, tout d'abord, la plus connue, la « **distorsion harmonique** » laquelle résulte d'une déformation du signal ; puis, citons la distorsion par **intermodulation**, laquelle accompagne souvent la première mais qui se trouve rarement évoquée dans les notices.

Il faut dire qu'elle n'est pas évidente dès lors qu'on étudie l'amplificateur AF avec un seul signal AF. Il va sans dire que les mesures effectuées dans ces conditions ne correspondent pas à la réalité ; l'attaque d'un amplificateur ne se limite pas seulement à une seule information : une séquence musicale, par exemple, comporte une multitude de composantes élémentaires. Si l'amplificateur n'est pas linéaire un mélange de toutes ces composantes peut apparaître et un phénomène de modulation parasites en résulte : c'est l'intermodulation.

EFFETS D'UNE NON-LINÉARITÉ SUR UN SIGNAL

Il est évident que l'étude avec un seul signal ne peut pas donner cette modulation particulière si ce n'est qu'il apparaît une simple déformation d'où création harmonique dont la mesure globale s'effec-

tue au classique distorsiomètre.

Mais il est bon d'observer ce qui se passe car la théorie va servir de base à l'étude de l'intermodulation.

L'explication s'avère assez simple si l'on connaît la forme de la caractéristique de transfert de l'équipement. Supposons que la courbure présente une allure sensiblement parabolique (fig. 1) avant que la

saturation soit atteinte, ceci veut dire que la tension de sortie V_s suit une loi de la forme « $y = ax^2 + bx + c$ » avec x : la tension d'entrée et y : celle de sortie ; a , b et c sont des coefficients qui modèlent la courbure telle que le veut la pratique. Peu important leurs valeurs, qui peuvent se calculer facilement, par contre, leur existence-même permet de définir la forme du signal de sortie alors que V_e est constitué d'un signal sinusoïdal.

Soit, en effet $V_e = E \cos \omega t$. Le coefficient « c » étant manifestement nul, puisque $V_s = 0$ quand $V_e = 0$, on voit que : $V_s = aE^2 \cos^2 \omega t + bE \cos \omega t$.

L'expression au carré peut se mettre sous la forme trigonométrique équivalente :

$$aE^2 \cos^2 \omega t = aE^2/2 (1 + \cos 2\omega t).$$

On assiste à un doublage de fréquence « 2ω », c'est-à-dire qu'il apparaît une harmonique 2 à la fondamentale « $bE \cos \omega t$ » normalement transmise.

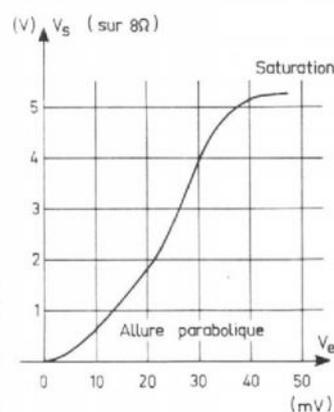


Fig. 1. - Exemple de caractéristique de transfert particulièrement parabolique aux bas niveaux.

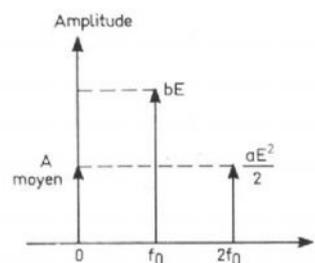


Fig. 2. - Spectre d'un signal affecté d'une distorsion par harmonique 2.

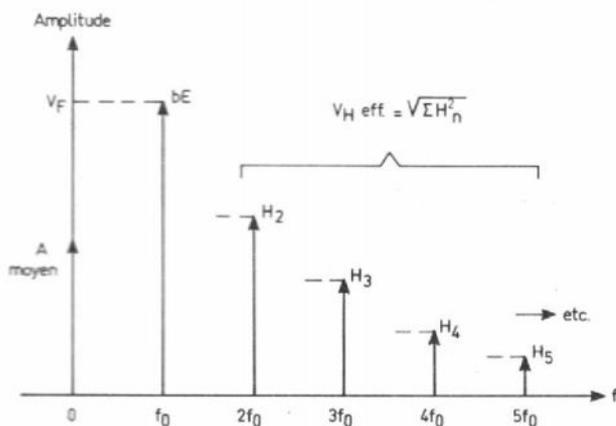


Fig. 3. - Composition réelle à multiples harmoniques.

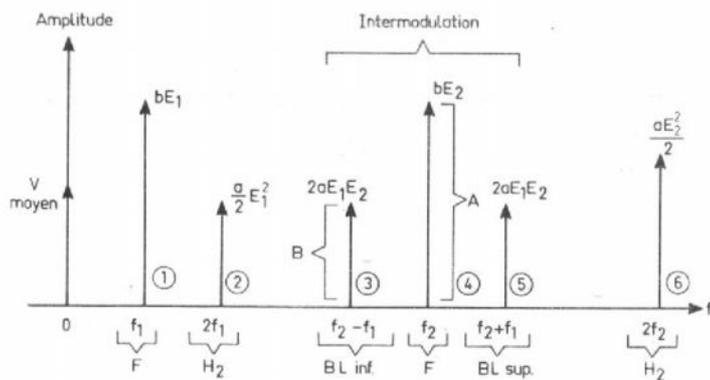


Fig. 4. - Spectre de l'intermodulation.

Si nous représentons les composantes sous forme d'un spectre, on obtient, figure 2, les différents vecteurs de l'équation, avec, arbitrairement, une prépondérance de la fondamentale centrée sur f_0 . « b » est alors le gain en tension de l'équipement. Par définition le taux de distorsion « harmonique » s'obtient en effectuant le rapport des amplitudes $aE^2/2$ et bE :

$$T_d = \frac{a}{2b} E = kE$$

Le taux de distorsion et donc d'autant plus grand que l'attaque devient importante. Cette conception toute théorique se révèle parfaitement en pratique, avec la différence, toutefois, que la loi mathématique réelle est bien plus compliquée : il s'agit d'une conique (1) avec de nombreux coeffi-

cients qui créent, de ce fait, un nombre très important d'harmoniques (fig. 3).

Dans ce cas le taux de distorsion se définit par le rapport : V_F/V_{Heff} .

EFFET D'UNE NON LINÉARITÉ SUR PLUSIEURS SIGNAUX

Le même raisonnement peut être entrepris avec plusieurs signaux mais cela complique singulièrement la démonstration.

Limitons la théorie à deux composantes seulement. Soit : $V_e = V_1 + V_2 = E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t$.

Si l'on conserve la courbe de transfert à l'allure parabolique de la figure 1 nous obtenons,

outre les fondamentales et leurs harmoniques 2, des composantes issues du produit de V_1 par V_2 . Or, on sait que le produit de termes cosinusoidaux peut être ramené en trigonométrie à une somme de cosinusoides dont les angles sont alors $[(\omega_1 + \omega_2) t]$ et $[(\omega_1 - \omega_2) t]$.

Ce sont les « bandes latérales »-types d'une réelle modulation d'amplitude (voir le montage d'essai : figure 5).

Pour ordonner les vecteurs équivalents dans le spectre, il faut choisir des fréquences qui permettent la mise en évidence du phénomène nuisible ; on fait ainsi $\omega_1 < \omega_2$ soit, par exemple : $f_1 = 37 \text{ Hz}$ et $f_2 = 6071 \text{ Hz}$ choisis comme nombres premiers sans rapport entre eux.

(1) Fonction mathématique de degré égal ou supérieur à 2.

Le spectre aura, par conséquent la forme de la figure 4.

Les vecteurs 2 et 6 contribuent, vis-à-vis de leurs fondamentales 1 et 4, à la distorsion harmonique de chacune de ces composantes.

Les résiduelles 3 et 4 sont des bandes latérales de la composante la plus élevée : f_2 est modulée en amplitude avec un taux de modulation égal à :

$$\text{taux } m = \frac{4aE_1}{b} = \frac{2B}{A}$$

(voir figure)

Comme on peut s'en douter, la modulation parasite est d'autant plus grande que la composante à basse fréquence est élevée ; pratiquement, cette « intermodulation » se présente comme le montre la figure 6 : isolant la fréquence à

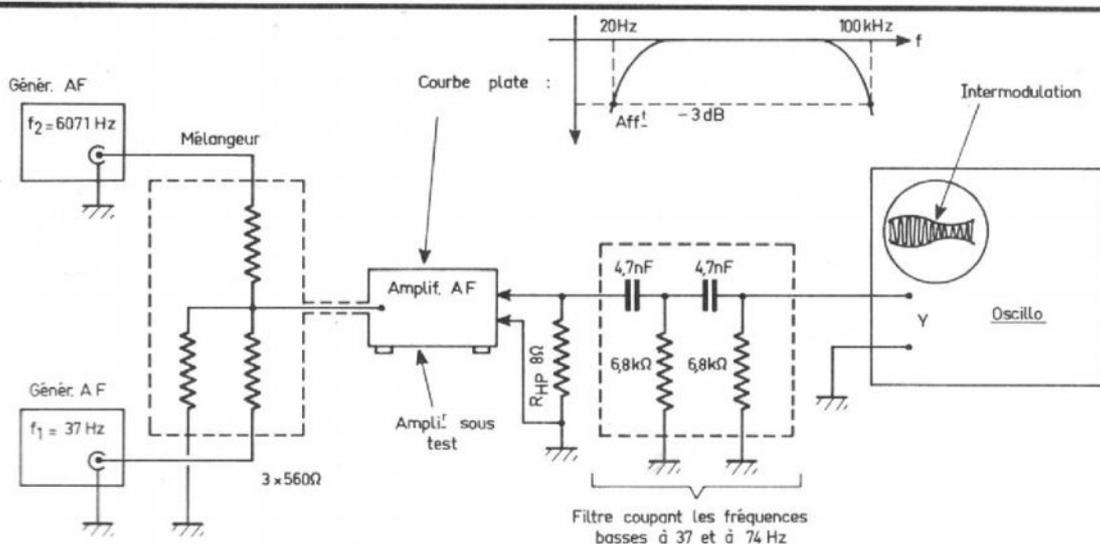


Fig. 5. - Schéma de principe donnant la possibilité de voir l'intermodulation.

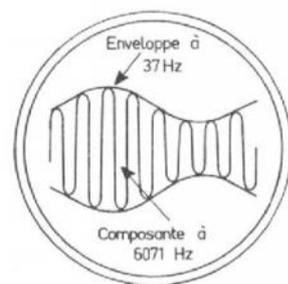


Fig. 6. - L'intermodulation se présente pour les fréquences élevées comme une modulation ordinaire (phénomène exagéré dans la présente figure).

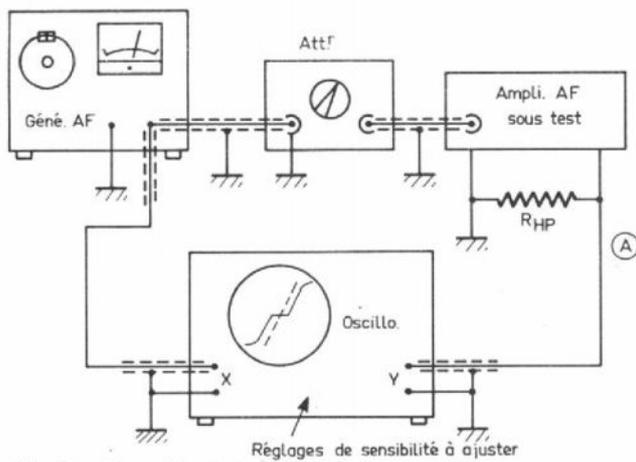


Fig. 7. - Contrôle de la linéarité d'un amplificateur au moyen des figures de Lissajous.

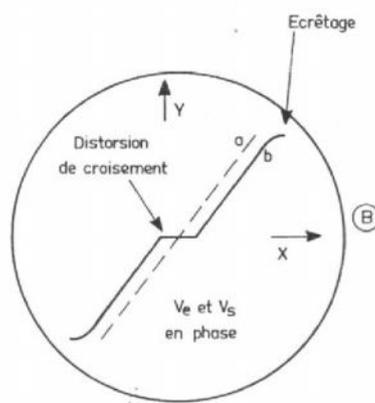


Fig. 8. - Un amplificateur linéaire ne présente pas d'accident dans la courbe de Lissajous.

Pour effectuer ce contrôle, il faut s'assurer que l'oscilloscope n'inverse pas lui-même une des tensions en présence ; cet appareil doit donc se transformer en traceur X/Y à bandes passantes identiques ou nettement plus larges que le domaine de la mesure proprement dite.

Pour que l'intermodulation soit minimale il faut que la courbe de transfert $V_s = f(V_e)$ soit **parfaitement linéaire** donc obtenir un trait incliné « a » sans coupure, ni arrondi.

La réalité paraît moins belle

car, avec les amplificateurs à transistors fonctionnant en classe B, on peut craindre la distorsion de croisement et l'écrêtage (ou saturation) qui apparaît dans l'exemple « b » de la figure 7.

La coupure due à la distorsion de croisement apparaît surtout aux bas niveaux d'attaque ; elle n'entraîne pas, outre mesure, d'intermodulation, mais une simple distorsion harmonique. Par contre, les courbures constatées près de l'écrêtage sont fort gênantes car ce sont elles qui entraî-

nent le défaut précédent. Celui-ci sera jugé faible si la figure obtenue reste bien droite **même** au voisinage de l'écrêtage.

Le contrôle se trouvera facilité par l'emploi d'un oscilloscope bicourbe avec entrée horizontale accessible (fig. 9).

En branchant ensemble les voies x et y_1 on doit obtenir un trait bien droit sur une des traces puisqu'on élimine ici, l'amplificateur.

On superpose sur l'écran, grâce aux réglages de cadrage et de sensibilité Y_2 et à l'atté-

CONTRÔLE DE LA NON-LINÉARITÉ

La mesure de l'intermodulation est rarement faite en pratique.

La raison en est la nécessité de posséder un analyseur BF assez coûteux et, souvent, peu précis dans son appréciation globale.

Il existe, toutefois, un moyen assez simple de contrôler - sans la mesurer - la distorsion d'intermodulation ; il suffit de pratiquer à l'oscilloscope une figure de Lissajous entre les tensions d'entrée et de sortie de cet amplificateur (fig. 7A).

On reproduit, ainsi, la caractéristique dynamique $V_s = f(V_e)$ de l'appareil. A une fréquence où aucun déphasage n'existe ($400 \text{ Hz} < f < 5000 \text{ Hz}$), ce qui suppose que l'amplificateur **présente une réponse** en fréquence plate (réglages de tonalités graves et aiguës neutralisés) on obtient un trait incliné à gauche ou à droite selon que l'appareil déphase ou non de 180° , le signal amplifié (voir figure 7B).

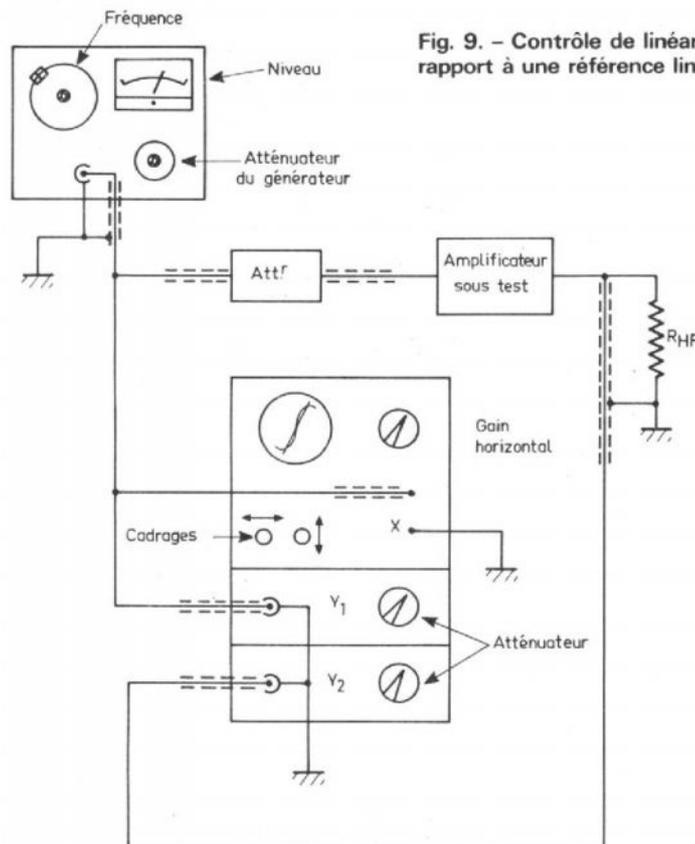


Fig. 9. - Contrôle de linéarité par rapport à une référence linéaire.

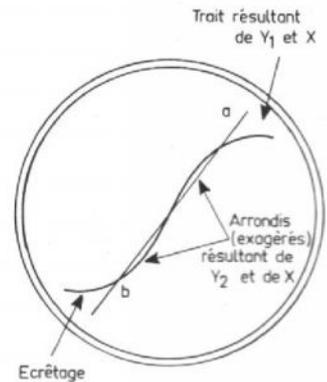


Fig. 10. - Une courbure en S est génératrice de phénomènes d'intermodulation.

nuateur A₁, le trait incliné et la figure « b » obtenue avec l'amplificateur (fig. 10). Même en dilatant les traces, la figure « b » ne doit pas s'éloigner de celle linéaire « a ».

Sinon, une intermodulation est à craindre. L'amplificateur doit être alors revu ou bien rejeté, car il possède un vice rédhibitoire qui le déclassé commercialement.

DÉFORMATIONS PARTICULIÈRES DES COURBES DE TRANSFERT

Un phénomène de distorsion autre que la distorsion de croisement ou l'écrêtement risque de déformer plus nettement la figure de Lissajous.

Il faut dire que l'écrêtement apporte une distorsion à forte proportion d'harmoniques impairs et que celle-là apparaît symétriquement sur les signaux.

Si, par contre, la distorsion résulte d'un étage préamplificateur, celle-ci se présente avec une dissymétrie marquée des alternances.

Si la dissymétrie crée un déplacement de la valeur moyenne (fig. 11A), la courbe de transfert se décale et s'arrondit d'un seul côté.

Si la déformation n'entraîne pas de dissymétrie malgré la présence d'harmoniques paires, la courbe de transfert affecte la forme d'un papillon (fig. 12A). La distorsion, visible même pour de très faibles taux, résulte d'un signal déformé comme le montre la figure 12B.

Une intermodulation est à craindre, surtout dans ces cas de distorsion, car ils sous-entendent des courbes de gain à formes nettement paraboliques.

CONTRÔLE AU MOYEN D'UN SIGNAL MODULÉ

Un moyen particulièrement simple de contrôle existe également si l'on possède un

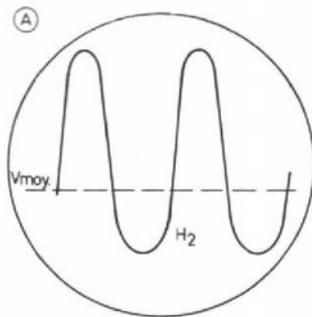


Fig. 11. - Déformation ayant pour origine une caractéristique de transfert parabolique.

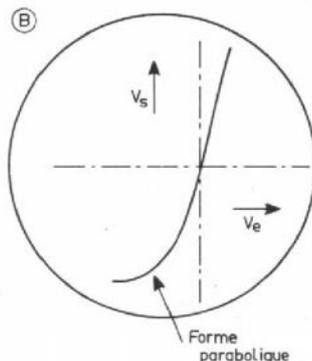
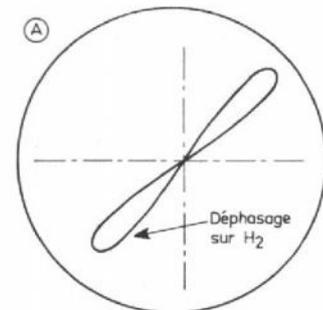
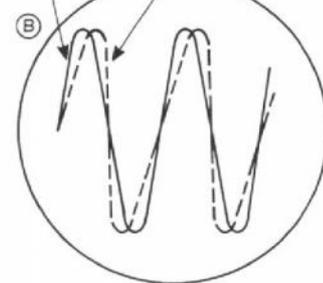


Fig. 12. - Pseudo déphasage sur harmoniques paires.



Déformation avec une forte proportion d'harmonique 2



générateur HF modulable en amplitude, et descendant suffisamment bas en fréquence.

En effet, imaginons un amplificateur ayant une bande passante plate couvrant la bande de 20 Hz à 100 kHz. Appliquons-lui un signal de 50 kHz (le minimum que délivre, en général, un générateur AM).

Cette composante est modulée en amplitude avec un taux égal ou supérieur à 50 % (fig. 13A). Si la caractéristique de transfert n'est pas linéaire, on constatera une dissymétrie des courbes enveloppes (fig. 13B) ou une déformation de ces mêmes enveloppes, si la distorsion est à base d'har-

moniques impairs. Le contrôle sensible à l'oscilloscope ne permet aucune mesure précise, hélas !

MESURE DE L'INTER-MODULATION

Une méthode existe, néanmoins, pour mesurer le taux d'intermodulation. Elle nécessite, toutefois, deux générateurs AF, deux filtres particulièrement sélectifs, une détection et un voltmètre efficace.

Le schéma de principe est celui résumé figure 14. Les fréquences f_1 et f_2 sont appli-

quées à un mélangeur linéaire (à résistances) dont la constitution dépendra de la sortie des générateurs AF.

Si ceux-ci possèdent des sorties symétriques (600 Ω), on utilisera le montage en pont de la figure 15A; ce mélangeur présente l'avantage de découpler les générateurs AF. Si les générateurs présentent des sorties à basse impédance (50 Ω) on fera appel au mélangeur-atténuateur de la figure 15B.

Les valeurs absolues de f_1 et de f_2 seront choisies parmi les nombres premiers; aucune combinaison directe ne doit exister entre elles: $f_2 = k f_1$ avec $k = 1, 2, 3$, etc.

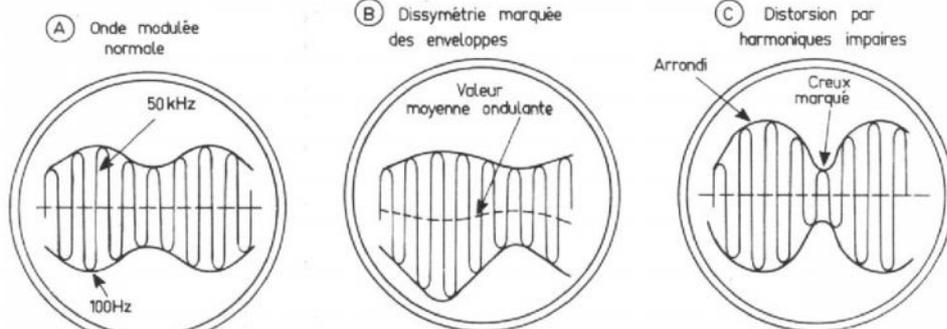


Fig. 13. - Contrôle avec une onde modulée en amplitude.

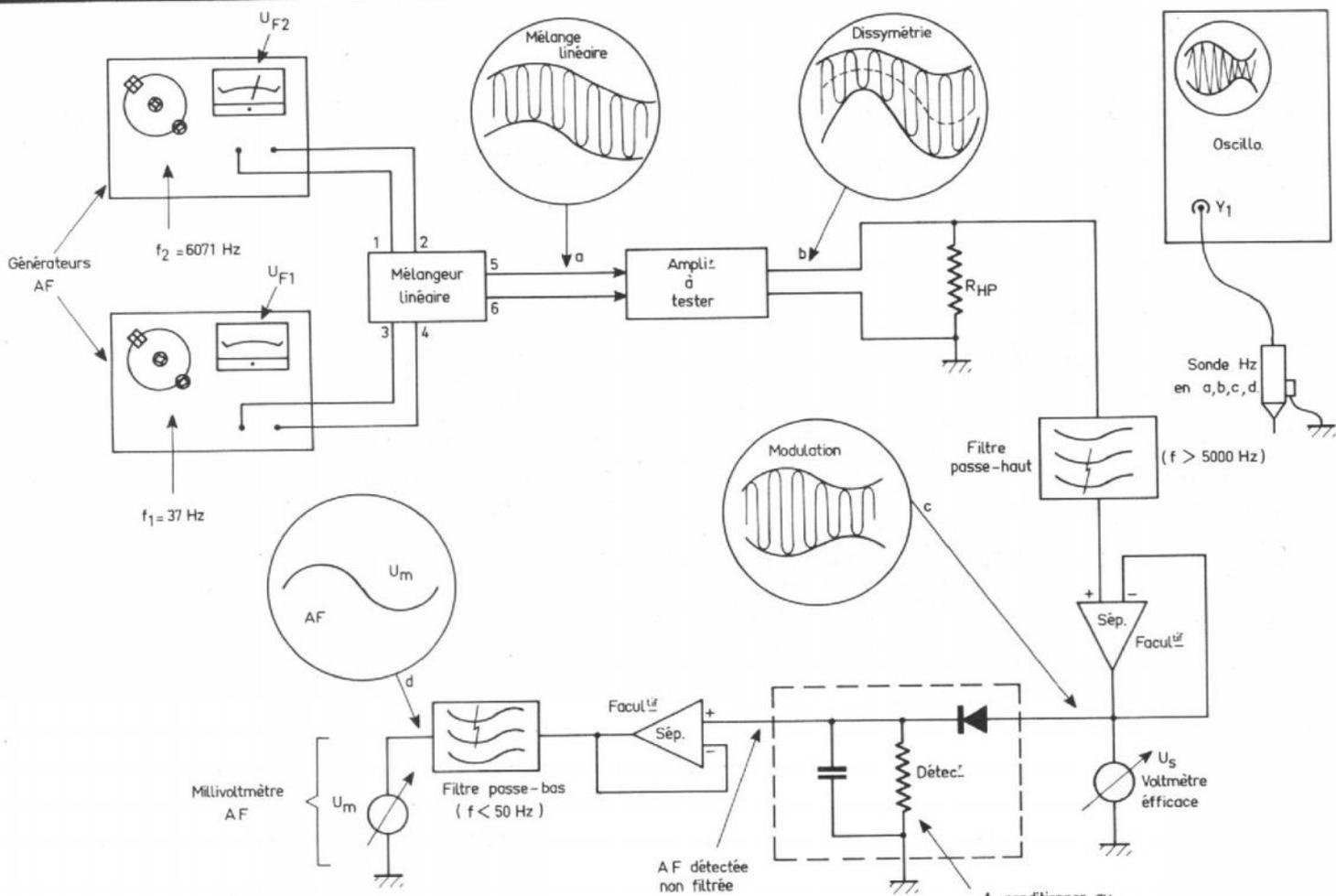


Fig. 14. - Banc d'essai permettant le contrôle de l'intermodulation.

Soit $f_1 = 37 \text{ Hz}$ et $f_2 = 6071 \text{ f}$.

Conformément à la théorie précédente, f_2 se trouve modulée par f_1 (voir figure 14), si l'amplificateur n'est pas linéaire.

L'attaque de l'amplificateur est choisie de telle sorte que l'on obtienne une puissance de

sortie proche de la valeur nominale (P_{\max} pour $d = 1 \%$) on fait $V_{f1} < V_{f2}$, tout au moins au début des mesures. Sur la résistance équivalente au H.P., il apparaît une onde dont les enveloppes seront légèrement différentes (oscillogramme B).

Après le filtre passe-haut qui supprime la composante f_1

existante encore à la sortie de l'amplificateur, on met en évidence l'enveloppe de modulation.

Après une détection classique, mais placée ici entre deux séparateurs, le filtre passe-bas fournit la composante résultant de la modulation parasite de f_2 par f_1 .

Par définition, le taux

d'intermodulation se calcule par le rapport :

$$t_{\text{inter}} = \frac{V_d}{V_F}$$

En pratique, on se contente de faire le rapport :

$$t_{\text{inter}} (\%) = \frac{V_m}{V_s} \times 100$$

Un conditionnement du rapport V_{f2} / V_{f1} s'avère nécessaire. Certains préconisent la parité, d'autres un rapport de 1/5.

Pour les filtres, on pourra utiliser soit des filtres actifs, soit des filtres LRC. Dans ce dernier cas, on tiendra compte de leur affaiblissement propre.

Prochainement :

« Projet d'un analyseur d'intermodulation ».

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'E.C.E.

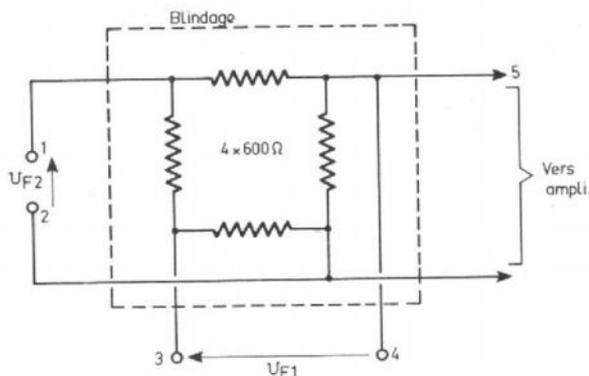


Fig. 15A. - Mélangeur pour générateur à sorties symétriques 600Ω .

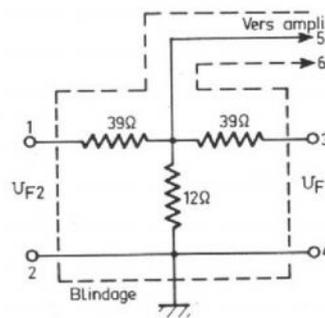
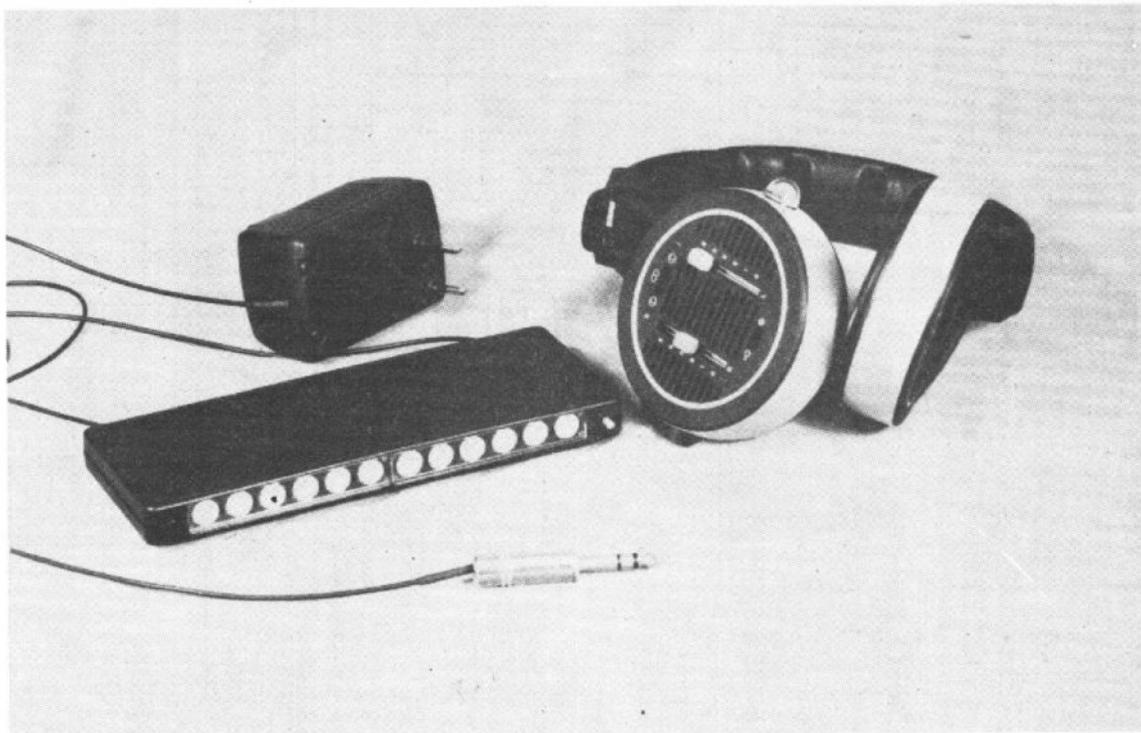


Fig. 15B. - Mélangeur asymétrique de 50Ω de résistance d'entrée.

Le casque stéréo à infra-rouge



SENNHEISER HD 434 et émetteur SI 434

NOUS avons eu l'occasion de présenter le premier exemplaire de casque à transmission par infra-rouge, de cette firme - HDI 406 - Le premier modèle essayé était monophonique et réservé à un usage télévisuel, cette fois, c'est un véritable équipement HiFi que propose Sennheiser avec son 434.

Les mérites de la transmission par infrarouge ne sont plus à vanter, nous avons déjà eu l'occasion d'en parler. Si la réalisation d'un appareil monophonique était simple, celle d'un appareil à deux canaux semblait plus complexe. Le principe adopté pour les systèmes stéréophoniques est celui du multiplexage en fréquence.

Le multiplexage en fréquence consiste à utiliser deux bandes de fréquence juxtaposées. Avec les ensembles de transmission par infrarouge, il n'y a pas à proprement parler de transposition comme dans le cas d'une transmission téléphonique, mais d'une juxtaposition de deux émetteurs. Le premier émetteur module en amplitude un rayonnement infrarouge à 95 kHz, le second à la fréquence de 250 kHz. Ces deux fréquences porteuses sont-elles mêmes modulées en fréquence par le signal audio. L'excursion est de ± 50 kHz, ce qui laisse de la place dans le bas du spectre pour les télécommandes utilisant le même rayonnement. La télécommande des téléviseurs qui uti-

lisait jusqu'à présent un rayonnement ultra-sonore se fait de plus en plus à partir d'un rayonnement infra-rouge, il serait regrettable de voir la réception perturbée par la présence d'un émetteur audio situé dans le voisinage.

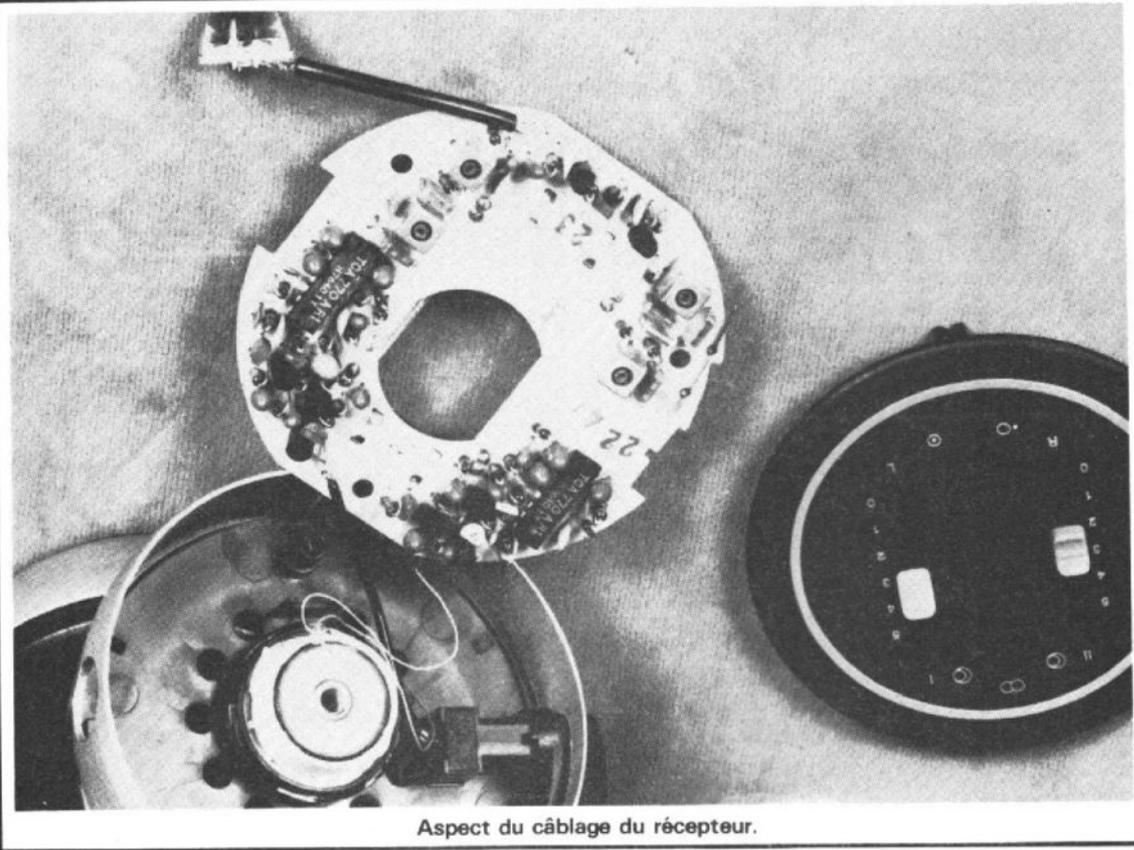
L'ÉMETTEUR

Sa présentation est très proche de celle de l'émetteur monophonique. Une exception toutefois, le nombre de diodes d'émission a été doublé.

Le boîtier est très plat, il mesure 20 centimètres de long pour une épaisseur de

2 centimètres et une profondeur de 8. C'est un boîtier qui, par conséquent, sera très facile à loger. La face inférieure du boîtier est constituée d'une plaque métallique qui sert de dissipateur thermique pour le transistor de puissance.

Un fil le relie à un boîtier qui contient l'alimentation secteur. La dissociation du transformateur de sortie a permis de réaliser un boîtier émetteur de taille aussi réduite. Ce type d'alimentation n'est pas très pratique, un adaptateur peut être nécessaire si la prise secteur n'est pas dégagée. Une éventualité à prévoir. Côté modulation, deux modèles sont disponibles, l'un avec la prise



Aspect du câblage du récepteur.

Le schéma de principe est représenté sur la figure 1. Le signal arrive sur une prise casque, chaque voie va attaquer un circuit de modulation. La composante continue est isolée par le condensateur C_{101} ou C_{201} . Les circuits R_{102}/C_{102} et R_{202}/C_{202} constituent des circuits de préaccentuation dont la constante de temps est de $50 \mu s$. Cette constante de temps est la même que celle utilisée pour les transmissions classiques en modulation de fréquence. La préaccentuation remonte les fréquences hautes, ces fréquences seront atténuées en même temps que le bruit de fond au moment de la démodulation. La résistance R_{102} atténue fortement le signal aux fréquences basses, le transistor T_{101} est là pour remonter le niveau et permettre d'obtenir un taux de modulation suffisant.

Le potentiomètre P_{101} règle la valeur de la tension continue

DIN l'autre avec un jack 6,35 mm. Vous l'avez deviné, l'émetteur se branche sur une prise de casque. Comme la plupart d'entre elles sont du type jack, peu de problème de liaison sont à craindre.

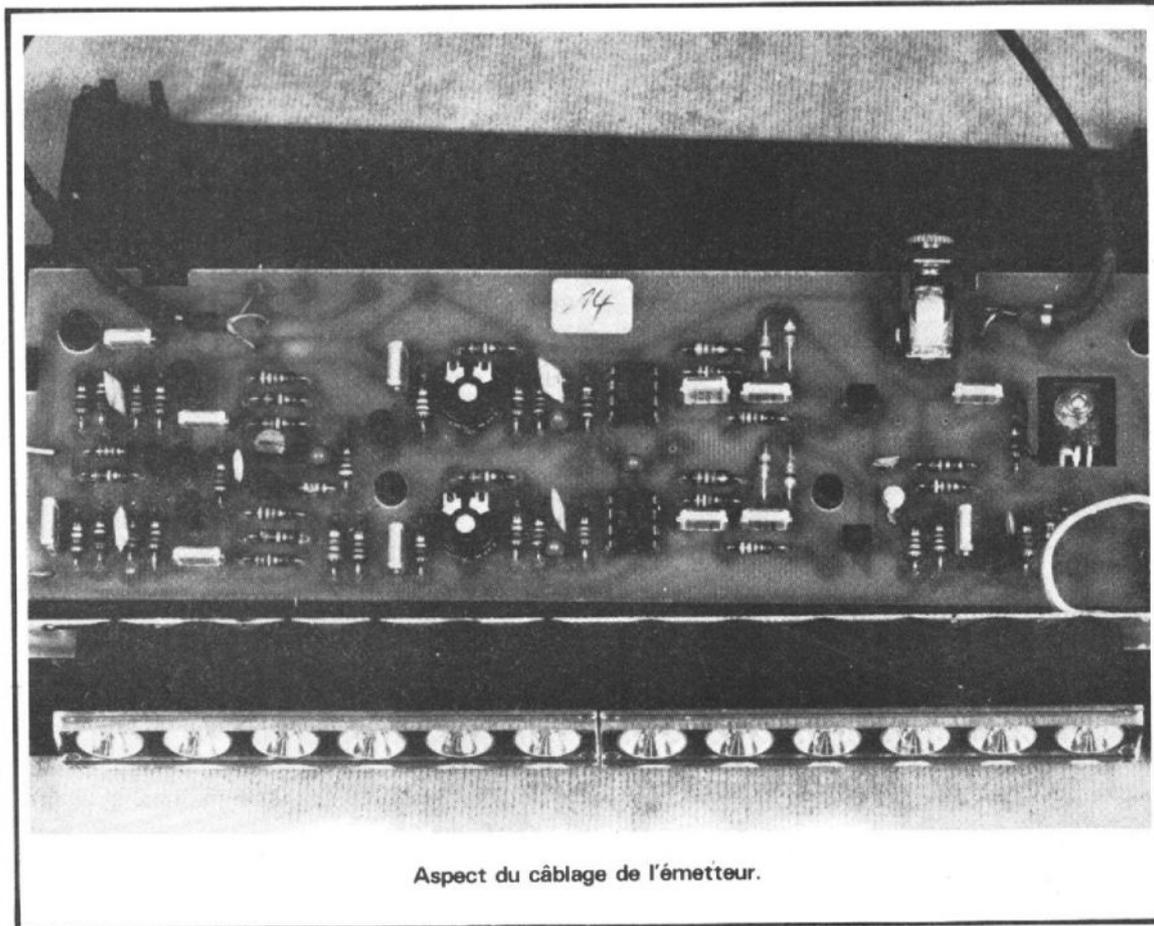
A l'arrière de l'émetteur, une prise jack de 3,5 mm sert à brancher un second émetteur infrarouge, émetteur actif qui comportera son propre amplificateur « HF ».

La liaison à l'alimentation est confiée à un câble non démontable de 2 m de long. En façade, un interrupteur à poussoir sert à la mise en service de l'émetteur, le transformateur restant en permanence branché sur le secteur. Du côté opposé à l'interrupteur, nous trouvons une diode LED rouge qui indique que l'émetteur est en service et que le niveau de modulation n'est pas excessif. Un excès se traduit en effet par une surbrillance.

La mise en service est d'une remarquable simplicité, on branche la prise d'entrée sur la sortie casque d'un amplificateur délivrant un niveau de sortie suffisant et on agit sur le potentiomètre de cet appa-

reil jusqu'à ce que la lampe s'allume au moment d'une modulation importante. On revient un petit peu en arrière et le tour est joué. Il est pos-

sible d'envoyer une tension de 1,6 V à l'entrée sans surmodulation, avec un signal audio pas trop riche en harmoniques.



Aspect du câblage de l'émetteur.

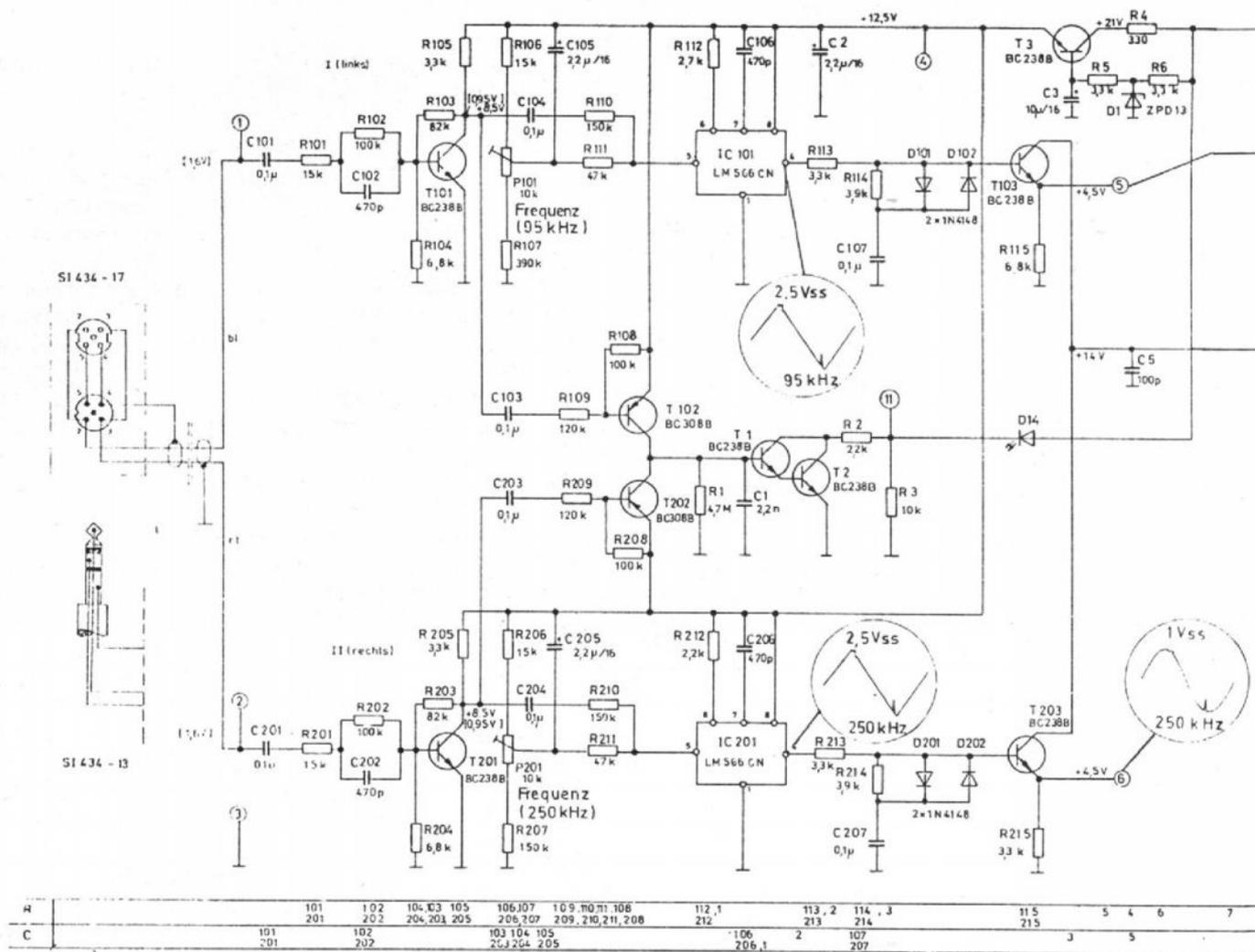


Fig. 1. - Schéma de principe de l'émetteur.

de l'entrée de l'oscillateur commandé en tension IC_{101/201}.

Le cœur de l'émetteur est constitué par les deux oscillateurs VCO. Une tension alternative superposée à la tension d'entrée permet d'obtenir une tension modulée en fréquence. La forme du signal de sortie de ces oscillateurs est une onde triangulaire qui, par un simple écrêtage voit sa forme transformée en une onde proche de la sinusoïde. La tension qui sortira des écrêteurs D₁₀₁, D₁₀₂, D₂₀₁, D₂₀₂ contiendra un faible pourcentage d'harmoniques. Il est nécessaire d'avoir ici peu d'harmonique pour éviter les interférences entre les deux canaux.

Les transistors T₂₀₃ et T₁₀₃

assurent le mélange des deux fréquences porteuses. Les résistances d'émetteur des deux transistors ont une valeur différente pour compenser les pertes de rendement des diodes aux fréquences élevées.

Le courant des transistors T₁₀₂ et T₂₀₃ passe dans la jonction base-émetteur de T₄ qui constitue avec T₅ un amplificateur à courant continu travaillant en classe A. La résistance R₉, montée en contre réaction stabilise le point de fonctionnement du montage.

« L'antenne » est constituée de 12 diodes LED photo émmissives émettant dans l'infrarouge. Le montage en série des diodes permet à l'émetteur de fonctionner à

une tension relativement élevée et avec un courant relativement faible.

Une résistance série placée avec les diodes permet de tirer une information qui pourra piloter un amplificateur auxiliaire.

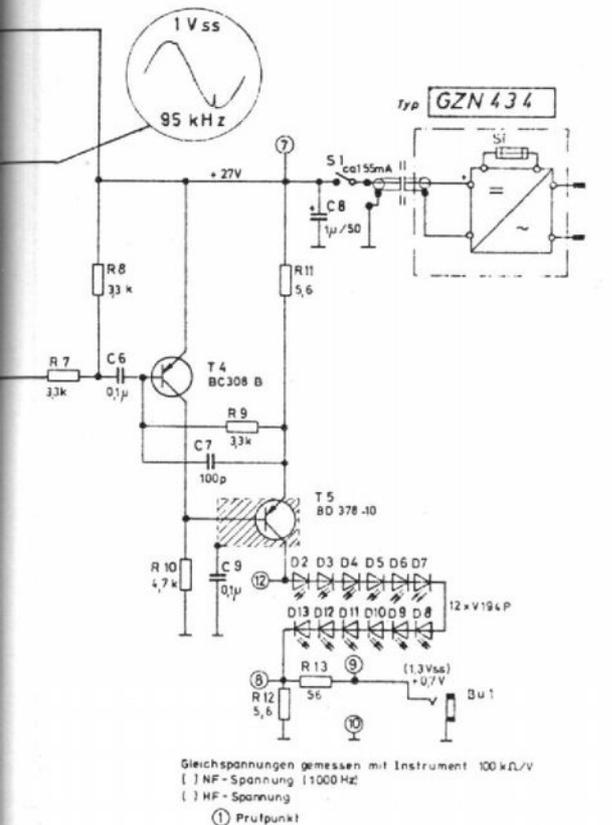
Le circuit de contrôle de modulation est commun aux deux canaux. Les transistors T₁₀₂ et T₂₀₂ sont montés en détecteurs, ils fonctionnent en classe B, leur polarisation étant réalisée par une diode installée en parallèle sur la jonction base émetteur. Les deux collecteurs sont montés en parallèle pour former un circuit OU câblé. L'apparition d'une tension audio de trop forte amplitude fait conduire T₁₀₂ et T₂₀₂ et commande le

Darlington T₁/T₂ qui allume la diode D₁₄.

Cette diode est par ailleurs alimentée au travers de la résistance R₃, elle est parcourue par un faible courant qui l'illumine légèrement pour signaler que l'émetteur est en cours de fonctionnement.

L'alimentation est confiée à un transistor, T₃ qui sert uniquement pour les circuits qui nécessitent une tension parfaitement filtrée et régulée, les deux oscillateurs VCO et les préamplificateurs d'entrée. Le transistor de puissance est alimenté directement sur la tension provenant du bloc d'alimentation. Ce dernier se compose d'un transformateur mono tension dont le secondaire débite sur un pont de

LE CASQUE RECEPTEUR



Gleichspannungen gemessen mit Instrument 100 k Ω /V
 () NF - Spannung 11000 Hz
 () HF - Spannung
 (1) Prüfpunkt

Oszillogramme ohne NF-Signal am Eingang

8	10	9	12,11,13	R
b	7,9	a		C

diodes et un condensateur de filtrage. Un fusible est installé dans le circuit de secondaire du transformateur.

REALISATION

L'électronique de cet émetteur est câblée sur un circuit imprimé en verre époxy. C'est donc un produit de haute qualité que le constructeur a voulu produire. La fabrication est faite en Allemagne avec des composants d'origine locale. Les diodes sont montées avec un réflecteur qui augmente la directivité du rayonnement et assure une meilleure répartition de l'énergie.

Cette directivité n'est pas aussi impérative que pour la télévision, la musique s'écoute et ne se regarde pas. Avec un casque, on emmène son espace stéréophonique avec soi...

Pour obtenir la meilleure écoute possible, surtout durant la journée ou lorsque le soleil brille, il sera bon de rester tourné vers le radiateur. Le transistor de puissance est monté directement sur le radiateur. Le sérieux de la fabrication est incontestable ; à titre d'exemple, les fils d'arrivée de la modulation et de l'alimentation sont protégés au passage du boîtier dans une gaine de caoutchouc, cette gaine est fixée sur le circuit imprimé.

Le casque HDI 434 n'est certainement pas le plus petit que l'on puisse trouver sur le marché. Les deux écouteurs se présentent comme des galettes plates. La justification de cette forme, c'est d'abord une répartition de la pression des oreillettes sur les côtés de la tête. Le poids est plus élevé que celui d'un casque traditionnel, il a bien fallu loger l'électronique quelque part.

Le poids de l'électronique est compensé par celui de la pile d'alimentation, l'électronique est située sur le côté droit de l'appareil, la pile est installée derrière une porte que l'on trouve sous la référence de l'appareil.

L'alimentation par accumulateur a fait place à une alimentation par pile, cette pile est un modèle de 9 V classique, le constructeur recommande les piles alcalines qui permettent d'obtenir une durée de vie importante et ont une résistance interne plus faible que celle des piles classiques.

Le constructeur a conçu, comme nous le verrons, un appareil dont la consommation est très faible.

Les écouteurs eux-mêmes sont de minuscules capsules de moins de trois centimètres de diamètre alors que les deux « enceintes » ont un diamètre de 10 centimètres. Les écouteurs ont leur membrane chargée à l'arrière par un canal qui débouche dans le volume arrière. Ce dernier est acoustiquement freiné par une sorte de papier. Une série d'ouvertures entoure le transducteur sur l'avant. L'étude acoustique semble donc assez complexe, les résultats d'écoute justifiant la complexité de l'étude.

Les oreillettes sont constituées d'un cercle de plastique muni des crochets de fixation et autorisant un remplacement très simple, ce cercle est recouvert d'un tissu plastifié sur mousse, une perforation

régulière laissant passer les ondes sonores.

L'arceau est en matière moulée, le repose-tête est réglable. L'ensemble tient correctement sur la tête et peut se supporter très facilement.

Un câble réunit la pile à l'électronique, il est entièrement dissimulé dans l'arceau.

Le repérage des deux côtés est facile, une lentille garnit l'avant de l'oreillette droite, il faut la placer vers la source qui, en principe sera située devant l'auditeur. Dans le cas contraire, il faut inverser les sources à l'émission... C'est aussi possible.

Le côté droit comporte aussi le tableau de commande. Il se compose de deux potentiomètres de volume, l'un rouge pour la droite, l'autre jaune pour la gauche. Au-dessus, nous avons un commutateur à trois positions qui permet de sélectionner soit un fonctionnement stéréophonique soit deux mono, l'un pour le canal de droite, l'autre pour celui de gauche. Cette particularité permet de brancher le casque sur un magnétophone à deux pistes. Les bandes pourront porter deux programmes musicaux différents le commutateur permettra de passer de l'un à l'autre. La séparation entre voies est suffisante pour permettre ce type d'utilisation. A la limite, il est possible d'utiliser ce type de casque pour une conférence avec traduction simultanée de deux langues.

L'interrupteur de mise en route est installé en bas de l'appareil, des symboles composés d'un cercle et d'un point indiquent si l'appareil est ou n'est pas en service. Lorsque l'appareil est en service, le petit point est dans le cercle, à l'arrêt, il est à côté du cercle...

ETUDE DU SCHÉMA

A l'heure où nous mettons sous presse, les schémas officiels ne sont pas encore diffusés, nous avons relevé cer-

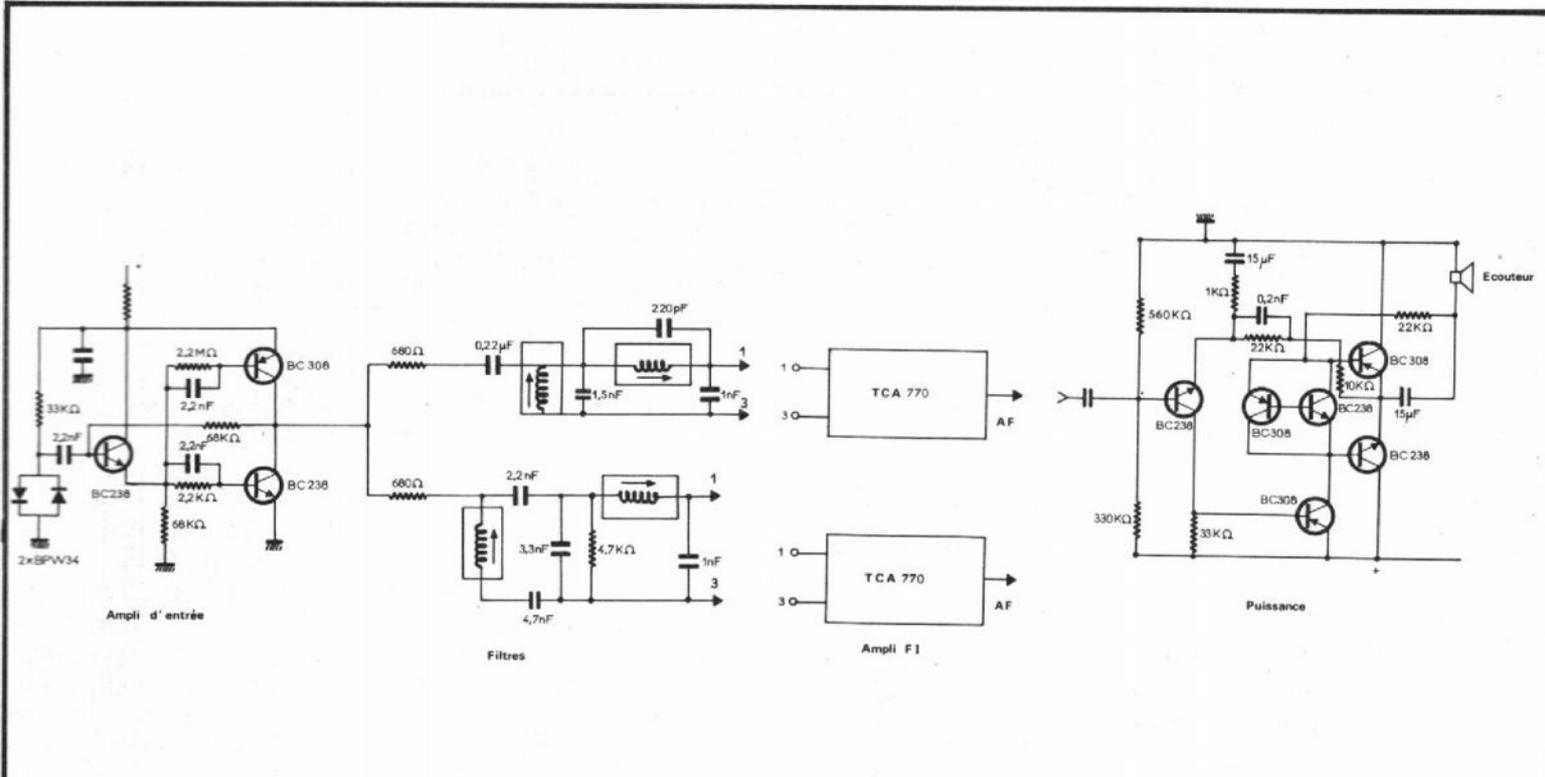


Fig. 2. - Schéma de principe simplifié du casque.

tains éléments de la réalisation, figure 2.

La réception est assurée par deux diodes BPW34 utilisée comme sources de tension HF, elles fonctionnent en inverse et sont polarisées par une source filtrée.

Les deux diodes sont montées dans une lentille servant à augmenter la surface de captage et par conséquent à augmenter le rendement de l'installation. Un filtre infrarouge collé dans la lentille soustrait les diodes au rayonnement visible. Cette précaution, est indispensable si on veut éviter de saturer les diodes par un rayonnement tout à fait inutile.

Le condensateur de couplage entre le premier transistor et les diodes est un élément de faible valeur, l'impédance d'entrée du circuit est grande et il n'est pas nécessaire de transmettre les fréquences trop basses (secteur par exemple).

Un amplificateur symétrique polarisé par résistances de 2 MΩ se charge d'attaquer les

filtres sélectifs d'entrée des amplificateurs. Les condensateurs de 2,2 nF constituent un shunt pour les fréquences haute et assurent le passage des composantes HF. On trouve pour les deux filtres des structures proches l'une de l'autre, ces circuits sont du type passe-bande, ils assurent la sélection des fréquences avant le passage du signal dans l'amplificateur FI et démodulateur.

L'amplification FI est confiée à des TCA 770, ce sont des amplificateurs démodulateurs pour modulation de fréquence dont la particularité est de ne consommer qu'une énergie infime. Ils ne demandent même pas un milliampère pour leur alimentation.

Les démodulateurs sont équipés de circuits de désaccentuation que nous n'avons pas représentés ici, les circuits intégrés doivent être considérés comme des boîtes noires, si vous voulez en savoir davantage, nous vous signalons que ces circuits sont fabriqués par RTC.

Les deux amplificateurs de puissance sont identiques, nous n'en avons représentés qu'un. Ce sont des amplificateurs complémentaires qui ont la particularité d'être polarisés d'une façon un peu spéciale, les deux jonctions de base-émetteur des transistors de polarisation étant en fait installées en série. On obtient ainsi une très bonne compensation de température, les transistors de polarisation étant les mêmes que ceux de sortie.

Le reste de l'amplificateur est assez classique, l'étage d'attaque est alimenté au travers de l'écouteur, ce qui permet d'assurer la fonction de bootstrap.

REALISATION

Les deux sections de réception sont installées sur un unique circuit imprimé. C'est un circuit double face dont l'une des faces est utilisée unique-

ment pour la fixation des potentiomètres de volume. Ces derniers sont d'un modèle très miniaturisé, le curseur étant au potentiel du châssis métallique (il sert de contact de curseur). Comme le boîtier est en matière plastique, il n'y a pas à proprement parler de problème de masse.

Les composants utilisés ne sont pas particulièrement miniaturisés, les résistances sont un peu plus petites que des quarts de Watt. La fabrication est propre, l'ensemble est suffisamment robuste pour supporter les manipulations habituelles ; par contre, nous ne vous conseillerons pas d'intervenir à l'intérieur de l'appareil, si vous ne prenez pas certaines précautions vous risquez une détérioration des écouteurs. La fixation du circuit imprimé se fait par des pieds solidaires de la carcasse du casque. Le circuit est solidement maintenu en place. Les interventions sont très possibles, il ne doit pas y avoir de problème de service après-vente.

Le circuit imprimé est mis à la masse du casque, les oreillettes sont en effet constituées d'une partie tubulaire métallique associée à deux plaques de fermetures. L'écouteur est collé, l'oreillette encliquetée et les deux plaques situées de part et d'autre sont vissées.

Le câble de liaison entre les deux moitiés du casque est surmoulé dans les arceaux d'articulation. Au plus grand bénéfice de l'esthétique et de la robustesse.

MESURES

Les essais d'écoute que nous avons effectués ont montré qu'il était préférable de prendre ses distances vis-à-vis des sources lumineuses de toute sortes, l'obscurité constituant la meilleure formule, pas toujours exploitable. La suppression du cordon apporte un réel confort d'écoute et l'apport de l'électronique ne se solde pas par une perte de confort. Le poids n'est pas ici prohibitif.

Pour la bande passante de l'électronique, rien à dire, elle tient de 20 Hz à 20 000 Hz dans une fourchette de $\pm 1,5$ dB ce que montre la courbe.

Nous signalerons un très bon rapport signal sur bruit en valeur pondérée, 70 dB, la suppression de la pondération entraînant une dégradation due à la présence de quelques parasites haute-fréquence qui ne nuit pas du tout à la qualité de l'écoute.

La sensibilité de l'ensemble est de 0 dB. Une tension de cette amplitude permet d'obtenir la saturation de l'amplificateur de sortie du casque lorsque le potentiomètre est poussé à fond, ce qui ne signifie pas que l'excursion maximale de l'émetteur soit obtenue. La diode d'indication de surcharge s'allume à 1 V, il reste alors une petite réserve

de modulation. On pourra tolérer un allumage peu fréquent de cette diode. La saturation se traduit par une interférence entre les deux voies.

La tension de sortie maximale du casque est de 2,2 V, ce qui nous donne une tension crête-crête de 6,3 V. Le taux de distorsion à la limite de la saturation est de moins de 2 %, le résidu étant composé principalement de fréquences hautes.

Le rapport signal sur bruit est variable en fonction de la luminosité, il est de 40 dB avec une intensité d'éclairage de 1 000 lux, à la lumière du jour, on obtient diverses valeurs jusqu'à 70 dB. Pratiquement, le bruit de souffle est inaudible dans des conditions normales d'utilisation.

La séparation des canaux est de l'ordre de 60 dB, c'est excellent. La consommation est un élément utile à savoir à condition de connaître la capacité des piles. Ici, la consommation est de 2 mA sans modulation, elle passe à 4 mA lorsque l'émetteur est coupé (souffle) et 6 mA à pleine modulation (sinusoïdale, 1 000 Hz).

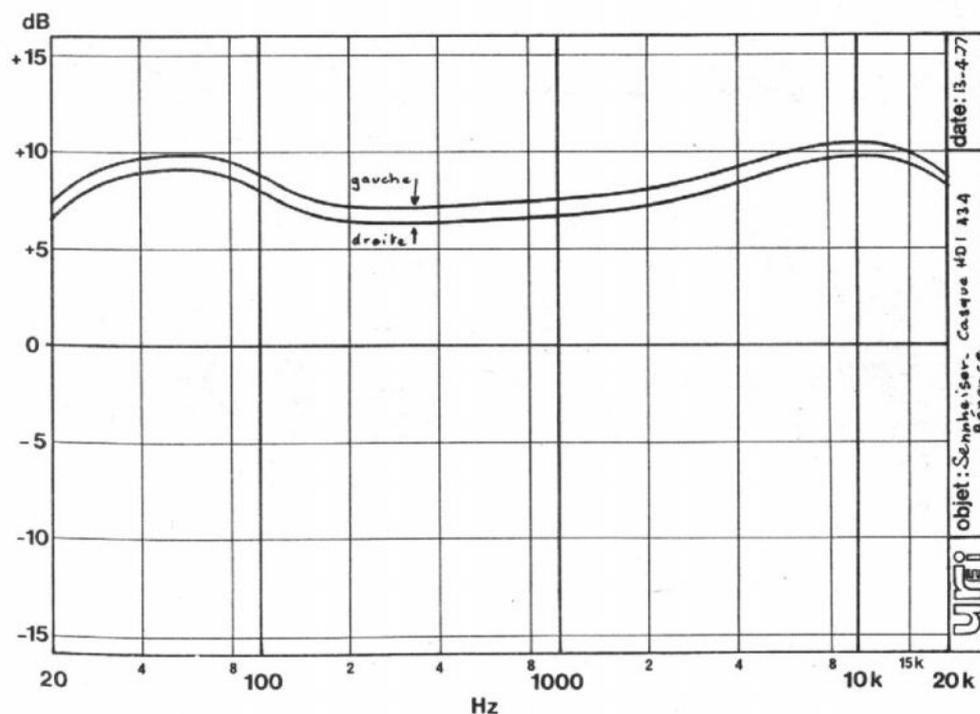


Fig. 3. - Bande passante.

CONCLUSIONS

L'utilisation d'un casque est intéressante, vous l'aurez sans doute constaté si un de vos voisins est déjà venu sonner à votre porte un peu avant 22 heures... La tare du casque est son cordon, le voilà supprimé. Cette suppression vous demandera un certain effort financier puisque l'installation coûte aussi cher qu'un amplificateur d'une trentaine de watts. Par contre, si vous désirez écouter à plusieurs au casque, vous aurez déjà un émetteur et il ne restera que l'acquisition de casques. Le casque HD 434 associé à son émetteur SI 434 permet une écoute dont la qualité sera digne de celle de la chaîne qui lui sera associée.

E.L.

Caractéristiques techniques

1) Emetteur
 Fréquences 95 et 250 kHz
 Modulation de fréquence
 Préaccentuation : 50 μ s
 Excursion max : ± 50 kHz
 Tension d'entrée pour une excursion de 50 kHz : 1,6 V

Impédance d'entrée : supérieure à 15 000 Ω
 Réponse en fréquence : 20 - 20 000 Hz + 0, - 3 dB
 Rapport signal sur bruit pondéré, plus de 60 dB par rapport à une excursion de 50 kHz
 Taux de distorsion harmonique : moins de 1 % pour l'excursion maximale
 Séparation des canaux : plus de 55 dB
 Sortie HF : 1,3 V crête-crête
 Alimentation 50/60 Hz 220 V
 Consommation environ 10 W
 Dimensions : 200 x 80 x 23 mm
 Poids : complet 620 g
 2) Casque
 Modulation : FM
 Déviation : ± 50 MHz
 Fréquences reçues : canal 1, 95 kHz, canal 2, 250 kHz.
 Bande passante : 20 - 20 000 Hz
 Niveau sonore maxi : 112 dB
 Taux de distorsion à 1 000 Hz : < 1 %
 Rapport signal/bruit : 60 dB
 Alimentation : 9 V, 4 mA selon le niveau
 Durée alimentation : 100 heures environ selon le niveau
 Couleur : noir et argent
 Poids : = 380 g

Sachons utiliser notre Oscilloscope

(Suite voir N° 1587)

ETAPES indispensables de la pratique musicale, ni les gammes, ni les multiples exercices destinés à l'acquisition de la technique du jeu, ne constituent l'objectif final : celui-ci réside dans l'interprétation des œuvres. Semblablement, les premières notions rappelées dans les pages précédentes de cette étude (mesures de tensions, de fréquences, de temps, observations et analyse des formes d'ondes), ne sont qu'outils au service de l'électronicien, pour l'aider à résoudre les problèmes de l'étude, de la mise au point, ou du dépannage des circuits.

Au titre d'illustration de ces évidences préliminaires, nous avons sélectionné un exemple applicable au domaine de la télécommande, et qui fera

l'objet de notre propos mensuel. Il s'agit du modulateur d'un émetteur destiné à une commande en double proportionnelle.

I - LE BUT À ATTEINDRE

Une analyse élémentaire du qualificatif « double proportionnelle » montre que, au stade de l'accroissement, donc à la sortie du récepteur, on doit disposer simultanément de **deux** tensions (« double »), variables **proportionnellement** (« proportionnelle ») aux déplacements de deux organes de commande (par exemple deux potentiomètres) solidaires de l'émetteur.

A ce problème, l'expérience fournit une solution devenue classique, et fondée sur l'exploitation de signaux rectangulaires.

Considérons un tel signal (fig. 1) dont nous supposons invariablement fixée l'amplitude. Il reste alors deux paramètres disponibles :

- la fréquence F , ou la période $T = 1/F$;
- le rapport cyclique, τ_2 / τ_1 .

Pour un même rapport cyclique, choisi égal à 3 dans l'exemple de la figure 2, on peut moduler la fréquence du signal. Un simple fréquence-mètre analogique délivre alors une tension V_1 proportionnelle à F , et indépendante du rapport cyclique.

D'autre part, quelle que soit la fréquence adoptée (fig. 3),

une mesure de la tension moyenne V_2 du signal, fournit la tension continue proportionnelle du rapport cyclique, et rigoureusement indépendante de la fréquence F .

Nous aurons donc résolu le problème posé, dès que sera conçu un générateur de signaux rectangulaires, modulable séparément en fréquence et en rapport cyclique.

II - LE GÉNÉRATEUR DE FRÉQUENCES

Rien n'impose d'élaborer directement des signaux rectangulaires, puisque les ressources de l'électronique permettent de transformer tout

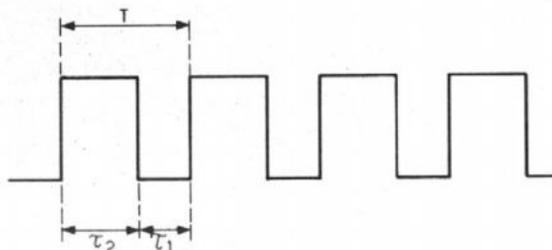


Fig. 1

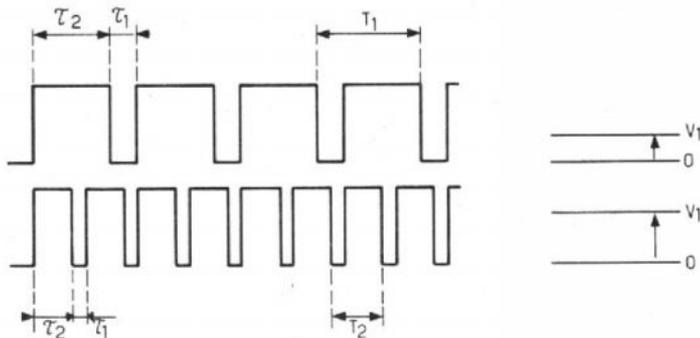


Fig. 2

signal, quelle que soit sa forme, en créneaux.

Nous profiterons de cette facilité pour retenir un oscillateur à transistor unijonction, dont on connaît et la stabilité (relativement aux tensions d'alimentation et à la température), et la commodité de commande en fréquence. Dans sa version la plus simple, ce type de générateur prend la configuration de la figure 4. La fréquence étant déterminée presque exclusivement par la constante de temps RC, on recueille, sur l'émetteur de l'UJT, des dents de scie formées de la succession périodique des fractions d'exponentielles de charge du condensateur à travers la résistance, séparées par les décharges rapides dans T.

L'oscillogramme de la figure 5 a été relevé sur le montage de la figure 4, avec les valeurs numériques spécifiées dans le schéma. Nous avons noté, directement sur la photographie, les paramètres de réglage de l'oscilloscope : sensibilité verticale de 1 volt/division, vitesse de balayage de 1 ms/division. Le trait horizontal, au bas de l'oscillogramme, matérialise la

référence zéro, c'est-à-dire le potentiel de la masse, grâce à l'utilisation d'un oscilloscope bicourbe.

La courbure des dents de scie constitue un handicap pour leur transformation en créneaux. En effet, au voisinage du sommet de chaque exponentielle, la faible pente de la courbe entraîne une perte de précision sur le seuil de basculement des circuits suivants. On y remédie en chargeant le condensateur à courant constant, à travers un transistor PNP. Le schéma de la figure 6 nous fournira prétexte à rappeler brièvement le fonctionnement de ce type de montage.

Le pont des résistances R_1 et R_2 détermine le potentiel de la base de T_1 , donc la différence de potentiel entre le pôle + de l'alimentation (+E) et la base. Sachant pratiquement constante, et voisine de 600 mV, la chute de tension émetteur-base du transistor au silicium, le montage impose finalement la différence de potentiel aux bornes de la résistance d'émetteur R_3 . Le choix de cette dernière conditionne alors l'intensité du courant d'émetteur de T_1 , donc de

son courant de collecteur. Entre deux amorçages de l'UJT T_2 , la tension croît linéairement sur l'armature positive du condensateur C.

III - UN CHOIX QUANTITATIF

A ce stade du discours, il importe que le verbe se fasse nombre : nous poserons, arbitrairement (mais raisonnablement) un cahier des charges. La tension d'alimentation du montage reste, comme précédemment, fixée à 6 volts. Nous admettrons que la fréquence des signaux doit varier entre une limite inférieure de 250 Hz, et une limite supérieure de 1 000 Hz (ces données, apparemment arbitraires, sont celles d'un montage pratique sur lequel l'auteur, à la demande du comité de rédaction de la revue, travaille depuis quelques mois).

Dans le domaine de l'électronique, les plus fulgurants calculs peuvent convaincre ; ils ne résistent que rarement aux incertitudes de la tolé-

rance sur les composants. Là réside, comme on le sait, le succès des composants baptisés « ajustables », dont nous exploiterons une fois encore les mérites, illustrés par le schéma de la figure 7.

Un rapport 4 pour les fréquences (de 250 Hz à 1 kHz) suppose un rapport 4 pour la résistance d'émetteur du transistor T_1 , PNP de type 2N 2907. En choisissant une résistance talon R_3 de 330 Ω , il nous faut donc une résistance maximale :

$$R = 330 \times 4 = 1\,320 \, \Omega$$

Nous y parviendrons en associant, à R_3 , un potentiomètre P_1 de 1 k Ω .

Les ajustages évoqués plus haut s'effectuent grâce au réglage du potentiel de base. L'ensemble des deux résistances R_1 (10 k Ω) et R_2 (22 k Ω) est donc complété par la résistance ajustable AJ_1 . Pratiquement, on procèdera au réglage de cette dernière en plaçant le potentiomètre P_1 au maximum de sa résistance : dans ce cas, la fréquence doit être de 250 Hz, et la période des signaux d'émetteurs de T_2 atteint 4 ms. On se réglera sur cette valeur, qui correspond à

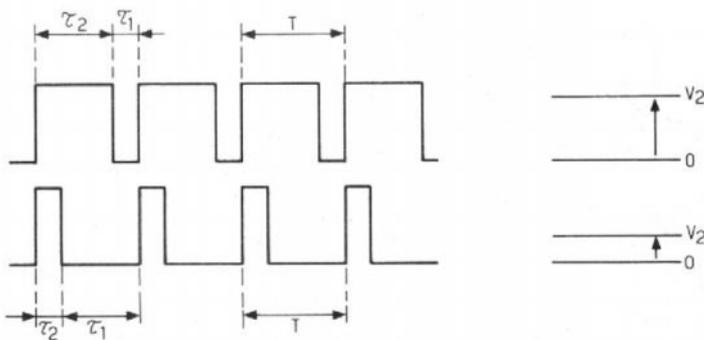


Fig. 3

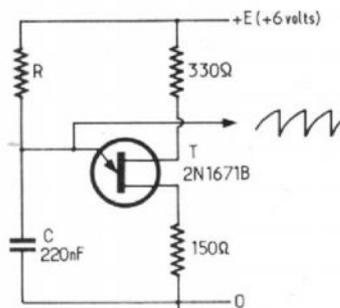


Fig. 4

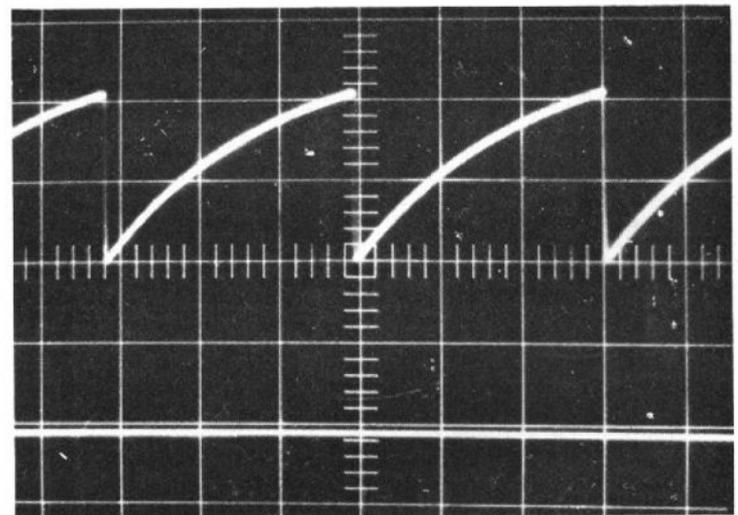


Fig. 5

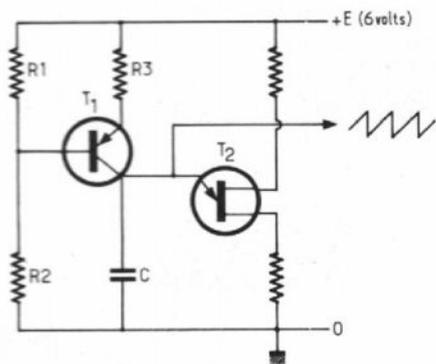


Fig. 6

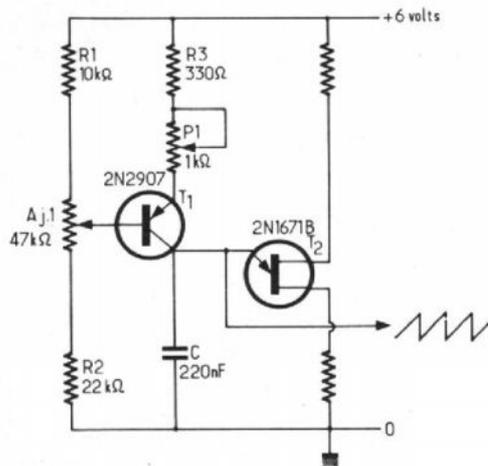


Fig. 7

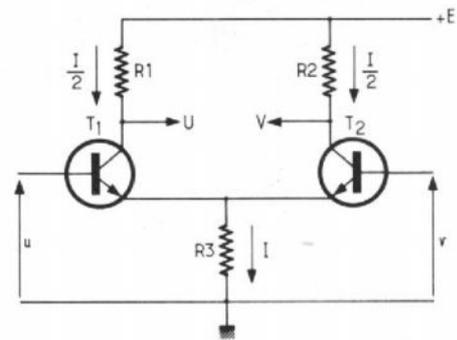


Fig. 10

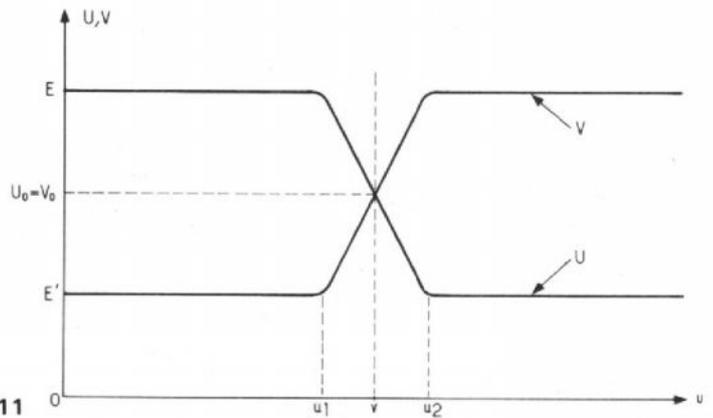


Fig. 11

l'oscillogramme de la figure 8, en jouant sur AJ₁. On peut alors contrôler (fig. 9), qu'en ramenant P₁ au minimum de sa résistance, la période descend à 1 ms, ce qui correspond à une fréquence de 1 000 Hz. Dans ces deux derniers oscillogrammes, le trait horizontal inférieur matérialise, comme précédemment, le potentiel de la masse.

IV - DES DENTS DE SCIE AUX CRÊNEAUX

Pour obtenir, à partir d'une forme d'onde quelconque, des créneaux à très faibles temps de montée et de descente, le circuit le mieux adapté est la classique bascule de Schmidt. Dans le cas présent, toutefois,

la brièveté des transitoires n'est qu'une caractéristique de peu d'importance, et le critère essentiel réside dans la facilité de commande du rapport cyclique: il conditionne le choix d'un amplificateur différentiel.

On réalise aisément ce type d'amplificateur à l'aide de deux transistors, comme l'indique le schéma de la

figure 10. Soient u et v les tensions, que nous supposons d'abord égales, appliquées sur les bases des transistors identiques T₁ et T₂, dont les collecteurs sont chargés par les résistances égales R₁ et R₂. Cette même tension u = v, diminuée de la chute de tension dans l'espace émetteur-base de chaque transistor, se retrouve aux bornes de R₃, et

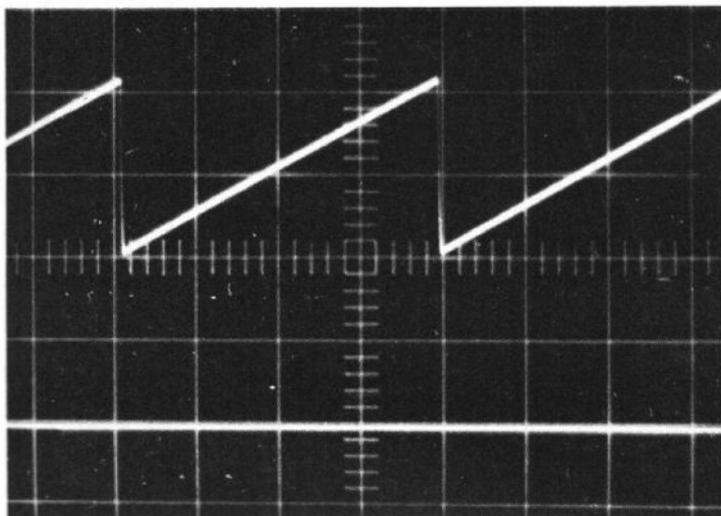


Fig. 8

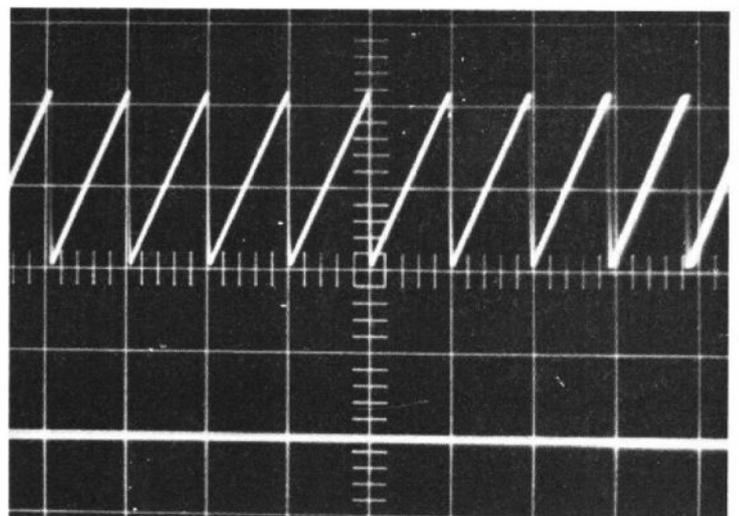


Fig. 9

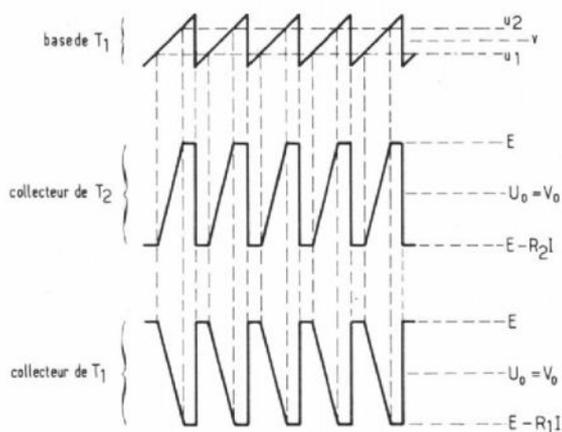


Fig. 12

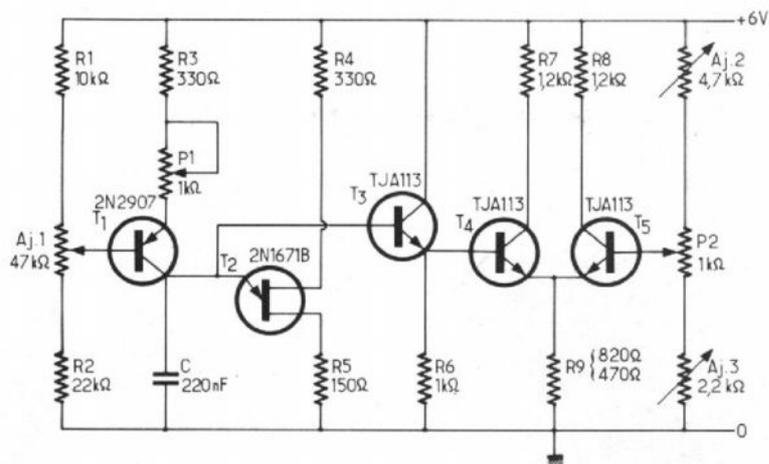


Fig. 13

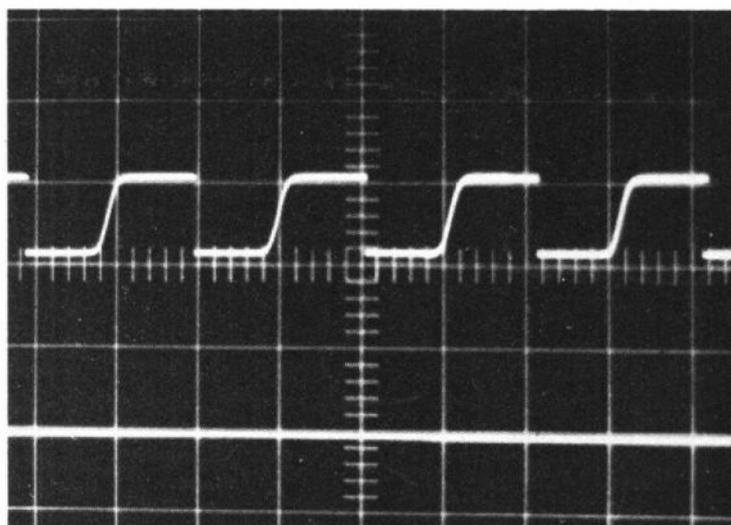


Fig. 14

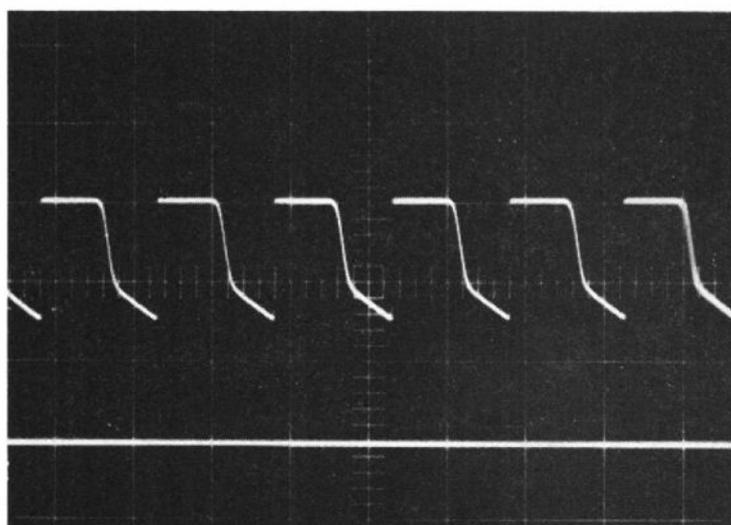


Fig. 15

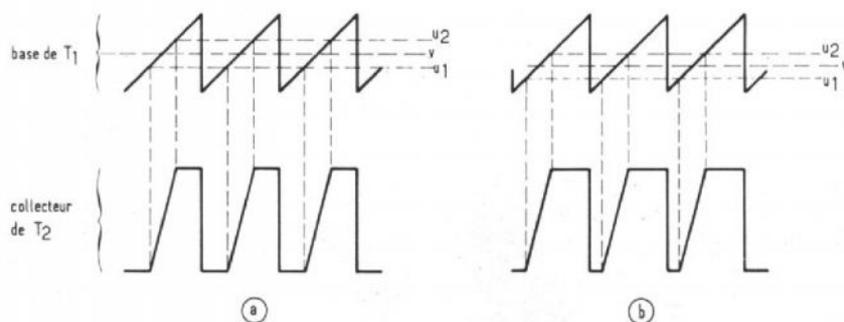


Fig. 16

fixe l'intensité du courant I traversant cette dernière.

Par raison de symétrie, le courant I se partage également entre les deux transistors, et les résistances R_1 et R_2 sont chacune parcourues par un courant d'intensité $I/2$. On retrouve donc des potentiels U_0 et V_0 égaux sur les deux collecteurs.

Supposons maintenant que, v restant fixe (et gardant la

valeur précédemment imposée), on fasse varier u de part et d'autre de cette valeur : les potentiels U et V croissent ou décroissent, symétriquement, de part et d'autre de leur valeur initiale. Les courbes de la figure 11 explicitent ces variations. L'amplificateur est linéaire dans l'intervalle u_1 u_2 encadrant v . Si la tension u décroît au-dessous de u_1 , T_1 se bloque, tandis que tout le cou-

rant passe dans T_2 . On a alors :

$$u = E$$

$$V = E - R_2 I$$

Inversement, c'est T_2 qui se bloque si u dépasse la valeur u_2 . Finalement, si on attaque la base de T_1 par un signal alternatif d'amplitude suffisante, il y aura amplification avec écrêtage. Des dents de scie, telles que celles de la figure 8 et de la figure 12, don-

neront les signaux illustrés par les courbes inférieures de cette dernière figure.

Pratiquement, nous avons réalisé le montage qu'illustre le schéma de la figure 13. Disponibles à haute impédance, les dents de scie de l'émetteur de l'unijonction T_2 sont d'abord reprises par le transistor T_3 travaillant en collecteur commun, et offrant une faible impédance de sortie sur son

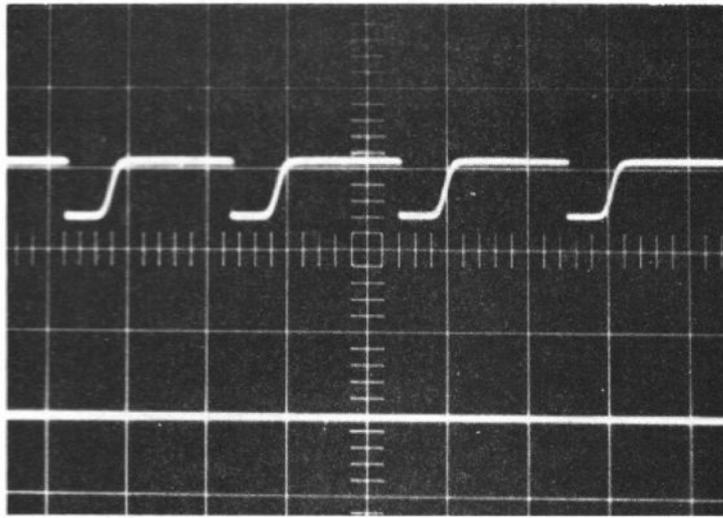


Fig. 17

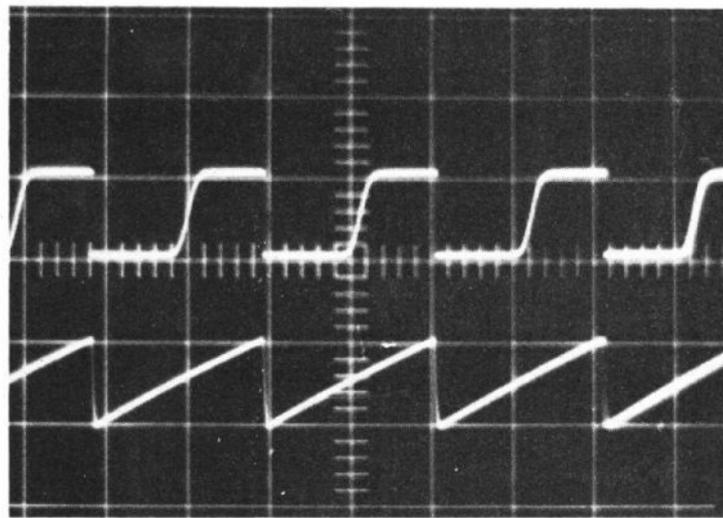


Fig. 19

émetteur. T_4 et T_5 constituent l'amplificateur différentiel qui reçoit, sur la base de T_4 les signaux de commande (dents de scie), et sur celle de T_5 la tension continue v , réglable à l'aide du potentiomètre P_2 .

L'oscillogramme de la figure 14 montre la tension du collecteur de T_2 (trace supérieure), en même temps que la référence zéro (trait horizontal inférieur). Il a été obtenu en choisissant, pour R_3 , une résistance de 820Ω . On constate que les « créneaux » (nous les baptisons tels malgré leur temps de montée important), s'inscrivent entre les tensions + 4 volts et + 6 volts : nous reviendrons plus loin sur ces valeurs. Sur le collecteur de T_1

(fig. 15), on recueille des créneaux en opposition de phase, mais qui présentent un palier inférieur moins net (cela est dû au fait que R_9 ne constitue pas une véritable source de courant constant, et que le potentiel des émetteurs de T_4 et T_5 varie avec le signal d'attaque).

Les tensions extrêmes des dents de scie restent immuables, puisqu'elles sont fixées par le circuit oscillateur. Dans ces conditions, si on fait varier la tension continue v de la base de T_5 , en agissant sur P_2 , on modifie la portion de la dent de scie qui se trouve amplifiée linéairement, comme l'explique la figure 16. Sur celle-ci, la situation (a) correspond à l'oscillogramme de

la figure 14, donc à des créneaux de rapport cyclique 1. En abaissant la valeur de v (situation (b) de la figure 16), on modifie le rapport cyclique : le résultat, toujours prélevé sur le collecteur de T_5 , est celui de la figure 17. Au contraire, dans la figure 18, seules les pointes positives des dents de scie sont amplifiées, à l'extrême limite de l'écrêtage supérieur.

Il est intéressant de comparer les dents de scie appliquées sur la base de T_4 , avec le signal de sortie : c'est ce que nous avons fait dans l'oscillogramme de la figure 19, où on voit quelle est la partie de chaque dent de scie linéairement amplifiée : elle correspond au temps de montée du créneau.

V - COMMENT AUGMENTER L'AMPLITUDE

On peut juger insuffisante l'amplitude des créneaux relevés dans les figures 14, 15, 17, 18 et 19. Dans ces différents cas, le niveau supérieur est fixé par la tension d'alimentation, soit + 6 volts. On sait que, par contre, le niveau du palier inférieur dépend de l'intensité du courant I traversant la résistance R_9 , ce niveau étant donné par la relation (avec les notations de la figure 13) :

$$V = E - R_9 I$$

sur le collecteur de T_5 . Pour abaisser ce palier, il suffit

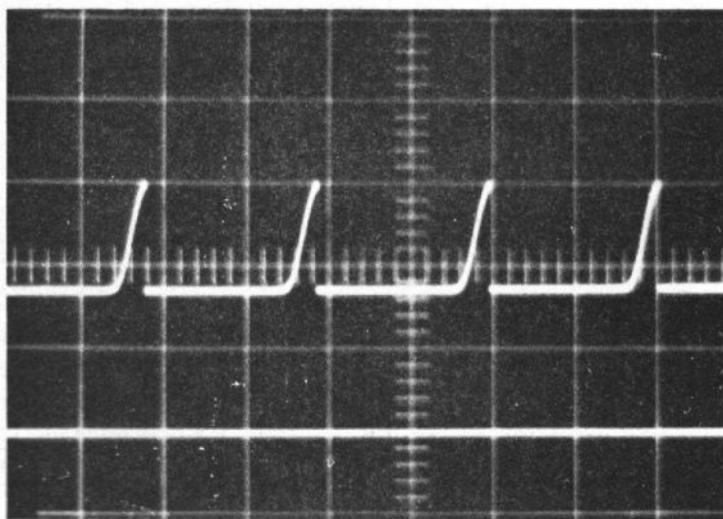


Fig. 18

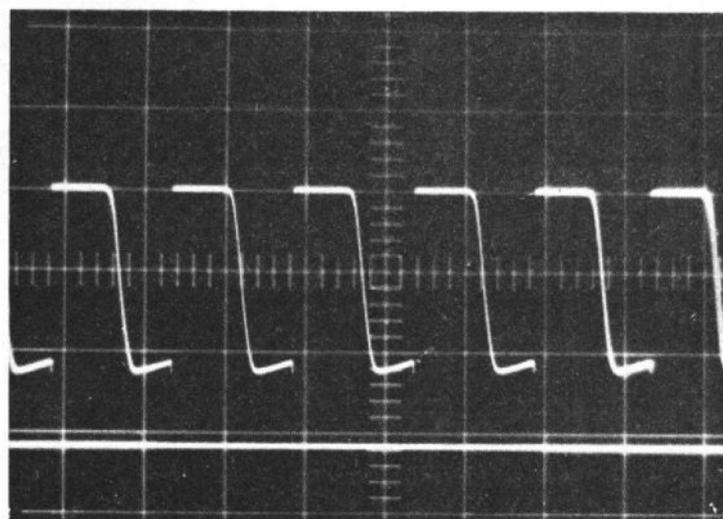


Fig. 20

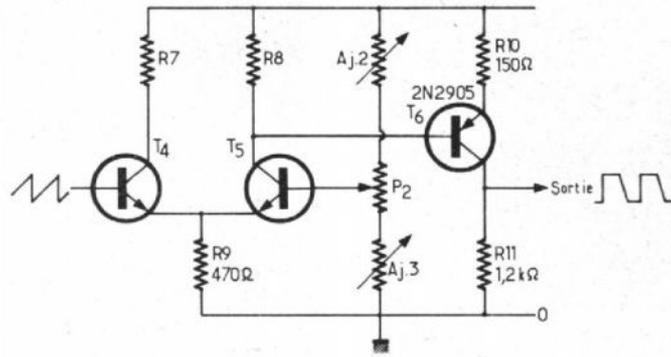


Fig. 21

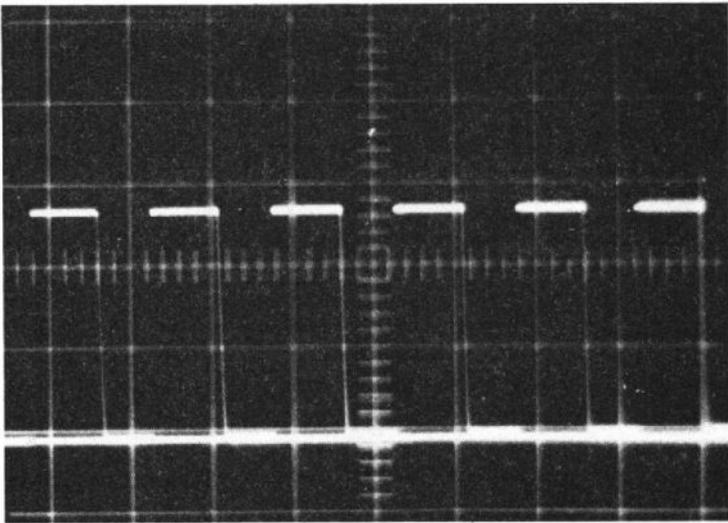


Fig. 22

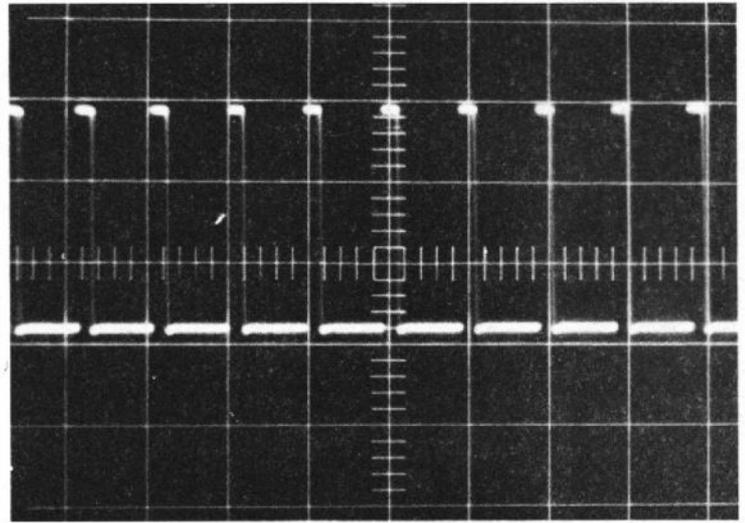


Fig. 24

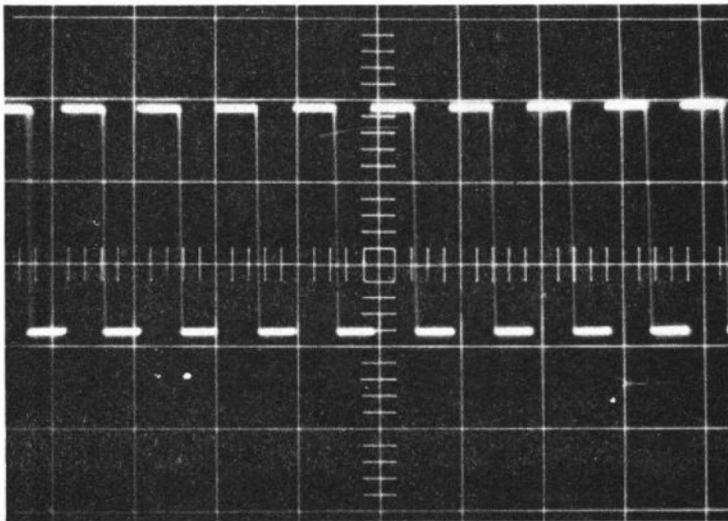


Fig. 23

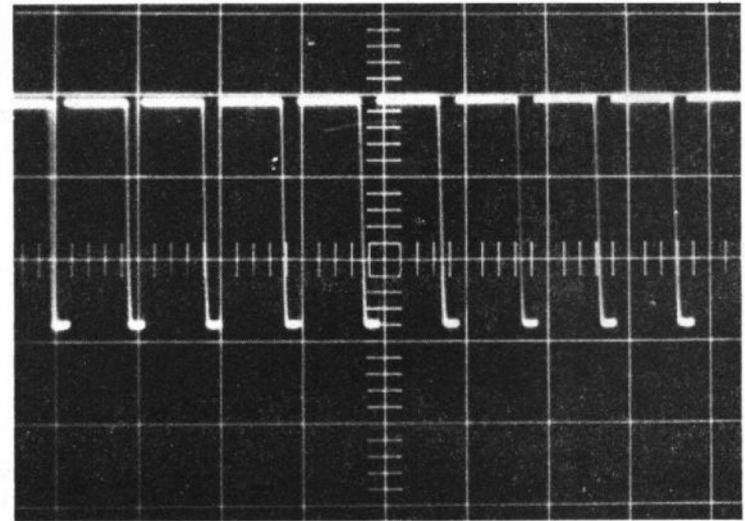


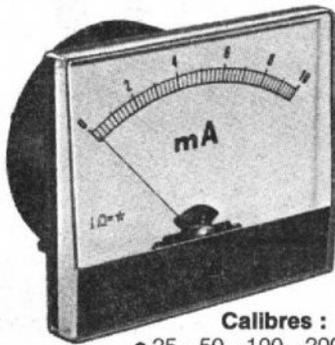
Fig. 25

elc en dépannage
ou en atelier,
toujours
à portée de la main



**oscilloscope
SC 754**

- Encombrement réduit : larg. 205, haut. 75, prof. 300 mm
- Poids : 3,500 kg
- Bande passante : du continu à 12 MHz
- Sensibilité : en 12 positions étalonnées et compensées en fréquence de 20 V à 5 mV par division
- Synchronisation : interne ou externe, normale, TV ligne ou TV image. Un dispositif permet de désentrelacer ou de désalterner en TV image
- Accessoires : housse de transport et sonde directe 1/10 par commutation



galvanomètre

- Classe de précision : 1,5
Gamme :
Modèle 52 : 52 mm x 42 mm
 Ø fût : 38 mm
Modèle 70 : 70 mm x 56 mm
 Ø fût : 50 mm
Modèle 87 : 87 mm x 72 mm
 Ø fût : 65 mm
Modèle 124 : 124 mm x 96 mm
 Ø fût : 76 mm
- Calibres :** • 15 μ A (uniquement en 87 et 124)
 • 25 - 50 - 100 - 200 - 500 - 1 000 μ A
 • 1 - 5 - 10 - 50 - 100 - 500 - 1 000 mA
 • 1 - 2 - 3 - 5 - 10 A • 50 - 100 1 000 mV
 • 1 - 5 - 10 - 15 - 20 - 25 - 30 - 50 - 100 - 300 - 500 V
 • 50 - 250 - 300 - 400 - 500 V alternatif

Menthon St Bernard - Col de Bluffy
74290 Veyrier du Lac - tél. (50) 44 87 20

- Je désire une documentation complète sur :
- oscilloscope SC 754
 - alimentations stabilisées
 - galvanomètres
 - générateurs
 - testeurs de transistors

elc

société _____
 nom _____ tél. _____
 fonction _____
 adresse _____

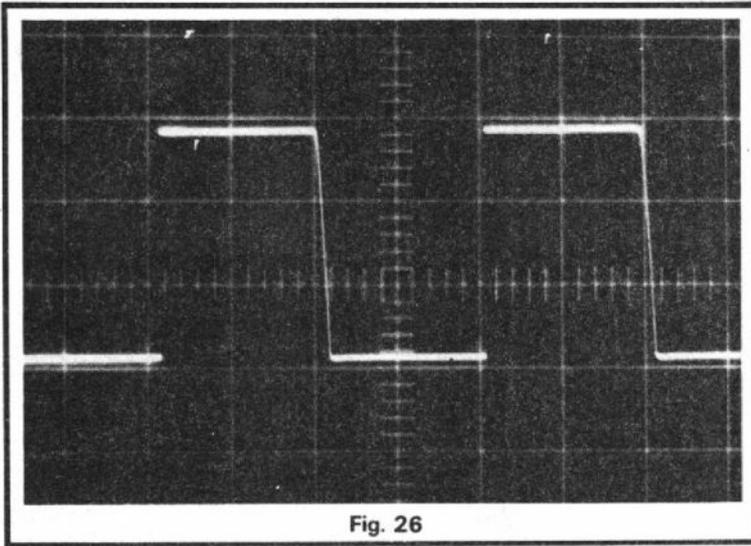


Fig. 26

d'augmenter I, donc de diminuer R₉. En adoptant, pour cette dernière, une valeur de 470 Ω , nous avons relevé, sur le collecteur de T₄, l'oscillogramme de la figure 20.

**VI - ADJONCTION
D'UN ÉTAGE
DE SORTIE**

Pour l'usage finalement visé (modulation de l'étage HF d'un émetteur de radio-commande), il était souhaitable que les créneaux partent du niveau zéro, ce qui ne peut être obtenu sur les collecteurs de T₄ ou de T₅. Nous avons donc complété le circuit de la figure 13 par l'adjonction du transistor PNP T₆, comme le montre la figure 21 (sur celle-ci, seule la sortie du montage a été représentée).

Outre qu'il ramène au zéro les paliers inférieurs (ce qui se produit quand T₅, donc T₆, sont tous les deux bloqués), le transistor T₆ offre encore l'avantage d'apporter une amplification supplémentaire. Si celle-ci est suffisante, T₆ travaille entre le blocage et la saturation, ce qui donnerait, en l'absence de la résistance R₁₀, une amplitude de sortie de 6 volts, égale à la tension d'alimentation. La présence de R₁₀, destinée à augmenter l'impédance sur la base de T₆, donc à éviter toute perturbation dans le fonctionnement de l'amplificateur différentiel,

ramène l'amplitude à 5,4 volts environ, comme le montre l'oscillogramme de la figure 22. Les paliers inférieurs des créneaux se confondent maintenant avec la référence zéro, toujours matérialisée par un trait horizontal.

**VII - RÉGLAGE
DES VARIATIONS
DU RAPPORT
CYCLIQUE**

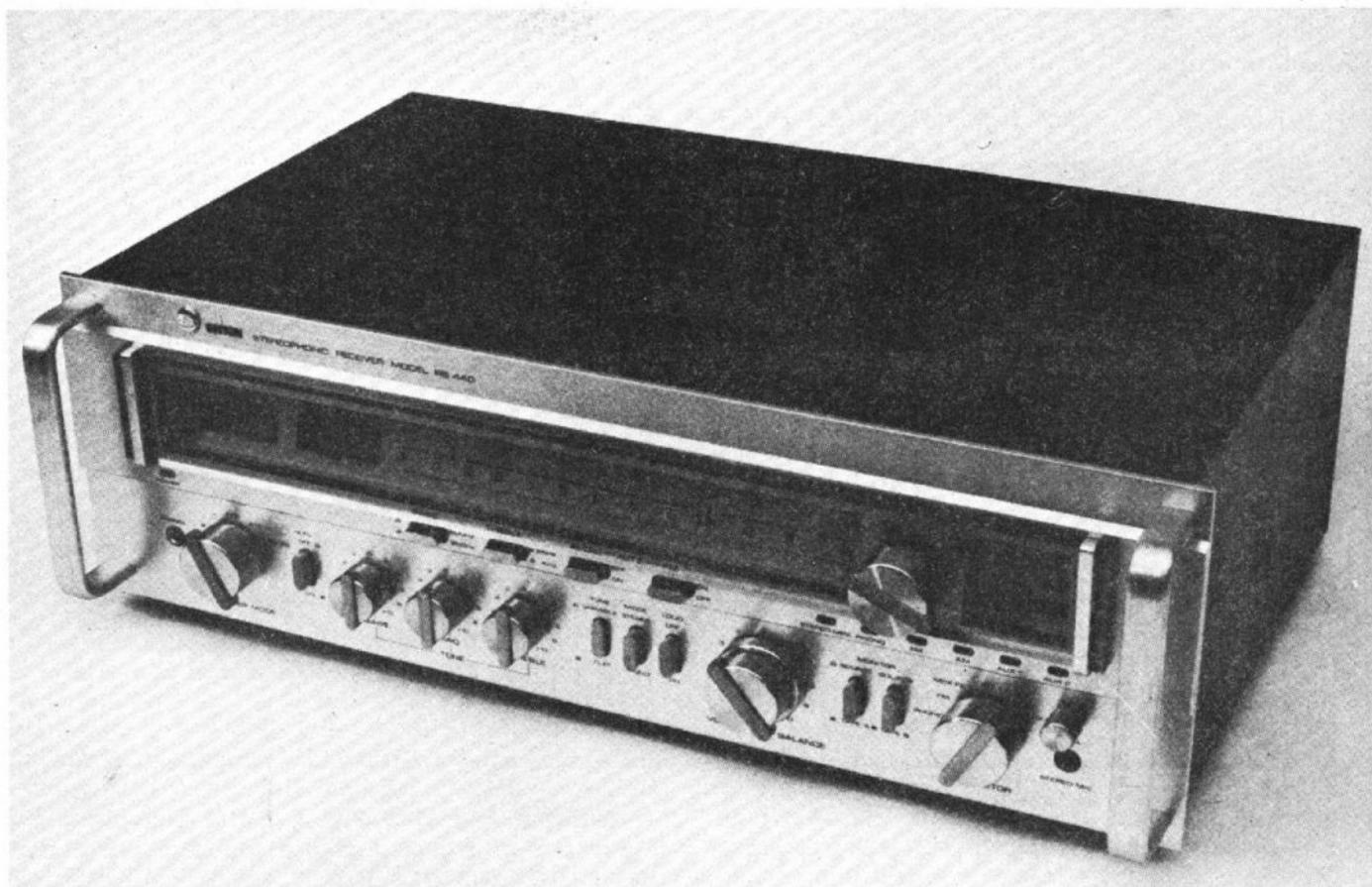
On l'obtient grâce aux résistances ajustables AJ₂ et AJ₃ qui, montées en butées de part et d'autre du potentiomètre P₂, limitent les tensions extrêmes appliquées à la base de T₅, donc les limites du rapport cyclique. On s'arrange d'abord pour que, à mi-course de P₂, le rapport cyclique égale 1 : les créneaux (fig. 23) sont alors symétriques.

Grâce à quelques retouches successives de AJ₂ et AJ₃, on peut alors obtenir, pour les deux positions extrêmes du curseur de P₂, les configurations matérialisées sur les oscillogrammes des figures 24 et 25. Il restera alors à vérifier, sur les signaux de sortie, l'action du potentiomètre P₁, commandant la fréquence d'oscillation. Celle-ci atteint 1 kHz dans la figure 23, et n'est que de 250 Hz dans la figure 26.

(à suivre)

R.R.

Le tuner-amplificateur



SETTON RS 440

L'AMPLI-TUNER RS 440 se situe au milieu de la gamme Setton. Cette nouvelle gamme de matériel de conception française et de fabrication japonaise était sans doute l'un des clous du Salon. Le clou en or étant d'ailleurs représenté par un centre de contrôle stéréophonique qui réunissait dans un coffret de dimensions assez modestes tout ce qui constituait un préamplificateur, la section de puissance étant installée quelques mètres plus loin à proximité des enceintes. Affichage digital, indication de niveau et d'accord par diode électroluminescente, etc., beaucoup de voyants, de lumières. Nous vous ferons sans doute un jour une plus

ample description de cet appareil qui ne manque pas d'intérêt sur le plan technique. Pour le moment, plusieurs revues spécialisées se sont jetées sur l'appareil, ce qui était tout à fait normal, nous attendrons de disposer d'appareils de série pour lui faire subir un examen de passage...

PRÉSENTATION

Si on vous dit qu'elle est japonaise, ne vous étonnez pas. Cette esthétique est devenue une sorte de standard pour un certain nombre d'amateurs de HiFi qui se dérouteraient s'ils ne retrou-

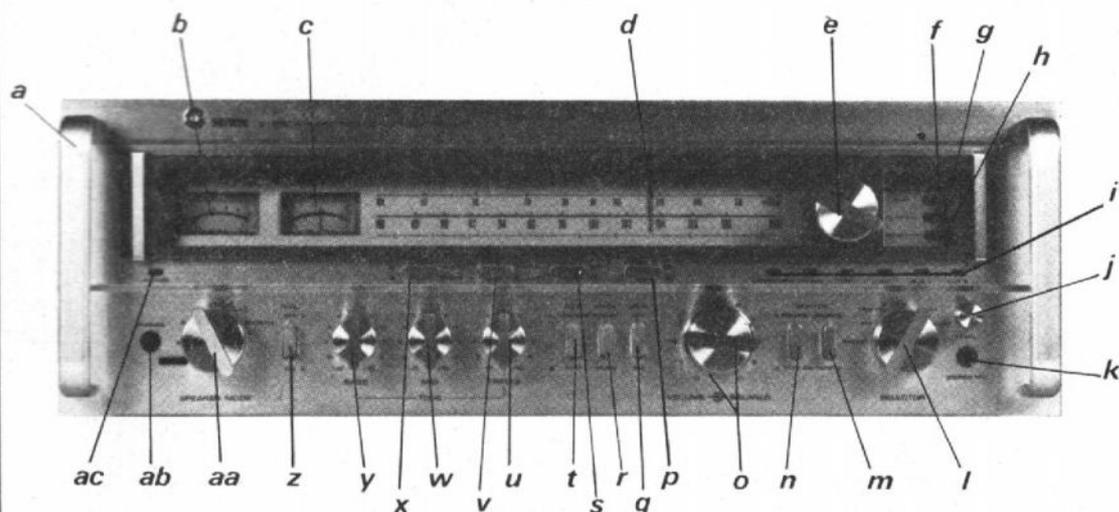
vaient pas un aspect familier.

Un esthéticien leur a donné un air un peu personnalisé qui se traduit essentiellement par l'adoption d'une forme arrondie pour les boutons de commutation par clavier. On retrouve aussi cette forme allongée et arrondie sur une pièce installée en travers des boutons de commande du potentiomètre de volume, du sélecteur de fonction et de celui des haut-parleurs. La commande d'accord gyroskopique en a aussi reçu un pour lequel nous ne sommes pas d'accord, cette pièce a pour effet de ralentir la vitesse de recherche de station. Un détail !

Deux poignées terminent la façade et facilitent le transport

tout en donnant un aspect professionnel à l'appareil. Il manque deux pieds à l'arrière de l'appareil car une fois que l'on tient ce dernier par les poignées, l'arrière se retrouve dans le bas et l'antenne ferrite risque quelque dommage si on ne lui prête pas l'attention qu'elle mérite.

Le cadran est de couleur claire, il est protégé par une fenêtre de plexiglas teinté d'un rosé fumé. Sur la gauche de l'appareil nous trouvons deux cadrans de réglage de l'accord, sur la droite une fenêtre garnie de trois voyants. C'est la centrale de sécurité qui rassemble une série de voyants ayant revêtus la forme des boutons signalent à l'utilisateur les fonctions qui



- a) Poignée de transport
- b) Indicateur de champ
- c) Indicateur d'accord FM
- d) Cadran AM/FM
- e) Bouton d'accord
- f) Indicateur « chaleur »
- g) Indicateur « surcharge »
- h) Indicateur « protection »
- i) Voyant stéréo
- j) Potentiomètre micro
- k) Jack micro
- l) Sélecteur de fonctions
- m) et n) Monitor
- o) Potentiomètres concentriques de volume et balance
- p) Muting FM
- q) Loudness
- r) Sélecteur mono-stéréo
- s) Filtre passe-bas
- t) Sélecteur de timbre
- u) Contrôle d'aigu
- v) Fréquence d'inflexion des aigus
- w) Contrôle de médium
- x) Fréquence d'inflexion des graves
- y) Contrôles des graves
- z) Marche - arrêt
- aa) Sélecteur d'enceintes et d'écouteurs
- ab) Prise écouteurs : jack
- ac) Voyant de marche

sont en service. L'ensemble est protégé d'un coffret de bois plastifié.

FONCTIONS

Première surprise, c'est l'absence des grandes ondes. Nous avons l'habitude de déplorer cette lacune sur les appareils de conception extrême-orientale et américaine, nous retrouvons cette lacune sur les récepteurs de la gamme. Nous y sommes habitués, on aurait pu faire un effort pour la France. La vocation de Setton est de fabriquer des appareils qui auront une audience internationale, si le prix de cette extension du marché est la suppression de cette gamme, c'est un demim.

Pour une centaine de francs on trouve des radios à transistors portatifs, il est toujours possible d'en brancher un à l'une des entrées du RS 440.

Donc, deux gammes d'ondes. La modulation de fréquence se reçoit en mono

ou en stéréo, une touche de silencieux interstation élimine le bruit de souffle pour améliorer le confort de l'écoute. La gamme de fréquence classique est couverte. L'antenne symétrique ou asymétrique sera branchée sur un bornier à vis, le conducteur externe de l'antenne asymétrique sera mis à la masse par un collier.

Deux indicateurs d'accord donnent l'un le zéro du discriminateur, le second l'amplitude (indication arbitraire) du signal d'entrée.

Une position du sélecteur de fonction met en service un filtre stéréo multiplex.

Pour la modulation d'amplitude qui, nous vous le rappelons ne concerne que les petites ondes, nous avons une réception sur cadre orientable installé à l'arrière de l'appareil... Une antenne externe peut aussi être raccordée à l'appareil sur le bornier commun à toutes les gammes d'ondes.

L'entrée phono est unique, elle dispose toutefois d'un commutateur de sensibilité qui permet de monter sur la table de lecture une tête à fort

niveau de sortie ou un modèle peu sensible (les têtes pour disques CD 4 sont en général moins sensibles que celles pour stéréo).

Deux entrées auxiliaires accueilleront les signaux venant de deux appareils (par exemple la tension audio du poste à transistors grandes ondes). Deux magnétophones pourront être raccordés au RS 440, l'un d'eux pouvant être raccordé par un cordon DIN utilisé pour l'aller et le retour du son. L'appareil étant prévu pour un marché international, nous avons trouvé des prises du type Cinch sur cet appareil.

Le passage d'un magnétophone à l'autre (Dubbing) a été prévu, ainsi que le contrôle après enregistrement, fonction plus connue sous le nom de monitoring.

Une entrée intéressante et accessoire, c'est l'entrée micro, la prise est installée en façade et peut recevoir le signal d'un micro stéréophonique à condition que ce dernier soit terminé par un jack stéréo. La prise d'entrée possède un interrupteur qui met les

sorties du préamplificateur micro à la masse lorsque le microphone n'est pas utilisé, on évite ainsi la détérioration du signal des autres voies par le souffle du préampli.

Le mélange du signal des micros et de celui des entrées se fait immédiatement avant le correcteur de timbre. Le réglage du niveau micro est indépendant de celui de volume général. La tension micro n'arrive pas jusqu'aux sorties d'enregistrement.

La section préamplificatrice dispose d'une série de filtres, un filtre pour la compensation physiologique, un filtre pour les fréquences hautes.

La compensation physiologique est commutable, le potentiomètre de volume est un potentiomètre à plots. Le correcteur de timbre est à trois potentiomètres, un pour le médium à fréquence fixe, un pour le grave avec commutation des fréquences charnières sur 500 Hz ou 250 Hz et un pour les aigus, avec réglage sur 2,5 kHz et 5 kHz. Ce type de correcteur assure une grande souplesse de réglage.

Une touche met instantanément le correcteur hors service pour permettre par exemple de juger de son efficacité lorsque les boutons ne sont pas tournés à fond.

Nous terminerons cet examen de la façade avec la section puissance, elle permet d'alimenter trois paires d'enceintes soit deux à deux pour certaines d'entre elles – les élues ont leur nom inscrit en façade – soit une par une. La mise hors service des enceintes se traduit par l'arrêt de l'appareil ou le maintien du son dans le casque.

Le tableau de sécurité donne un petit côté salle de contrôle de raffinerie à l'appareil, un voyant indique une surchauffe de l'appareil, un autre l'écrêtage et le troisième, que le circuit de protection est en service. C'est un service que l'on retrouve sur tous les appareils de la gamme.

La face arrière mérite une visite particulière, un véritable roman y figure, c'est sans doute la première fois que nous y trouvons autant d'explications. L'appareil doit être mis à la terre, attention, puissance de sortie élevée sur les bornes remplacez par le même type de fusible, etc.

Les sorties des enceintes se font sur des borniers à fixation rapide des fils, les bornes reçoivent les extrémités dénudées des fils.

ETUDE TECHNIQUE

— Section MF :

La section MF se compose de trois transistors. L'adaptation de l'antenne se fait par un transformateur type Balun qui permet d'entrer symétriquement sur 300Ω . L'autre entrée est directe, une des extrémités du transfo d'entrée est mise à la masse, l'autre arrive sur le point chaud. Le secondaire de ce transformateur est accordé pour permettre une première réjection des signaux d'amplitude élevée

dont la fréquence pourrait être proche de celle de l'onde à recevoir.

Le premier transistor est un effet de champ à double porte dont la polarisation est fixe (pas de commande automatique de gain). La tension de drain est appliquée au primaire d'un double transformateur accordé. La tension secondaire arrive sur la base de Q_2 , ce transistor reçoit aussi, également sur sa base la tension de l'oscillateur local. La tension de sortie du convertisseur Q_2 est filtrée par un transformateur sélectif qui élimine les fréquences autres que celles situées dans la bande FI centrée sur 10,7 MHz. L'oscillateur est un modèle courant dans les têtes HF d'origine japonaise. Pas de commande automatique de fréquence, c'est une fonction très rare dans l'industrie japonaise.

Le premier transformateur FI est suivi d'un filtre céramique qui attaque un amplificateur aperiodique linéaire Q_4 . Ce transistor est suivi d'un double filtre céramique. Le circuit intégré est un classique

du genre, dans l'industrie japonaise en tout cas. Ce circuit comporte tous les circuits de silencieux, de commande de décodage stéréo.

Le décodage stéréophonique est lui aussi assuré par un circuit intégré, un circuit classique comme le premier. C'est un circuit du type à boucle d'asservissement de phase. Un filtre le suit, il est chargé de l'élimination des composantes supersoniques dues à la sous-porteuse et à la fréquence pilote, ces composantes étant susceptibles de provoquer des interférences avec les oscillateurs d'effacement de certains magnétophones. Un circuit passant par l'une des galettes du commutateur de fonction met en service un condensateur qui court-circuite les composantes HF du signal stéréo entre les deux canaux. Ce mélange HF conduit à une réduction du bruit de fond en stéréophonie lorsque les conditions de réception sont défavorables.

Les transistors Q_5 et Q_6 sont montés en filtre actif à source contrôlée, ils éliminent les fréquences très basses ne

pouvant résulter que de parasites (la bande MF est limitée à 50-15 000 Hz à l'émission).

— Section MA :

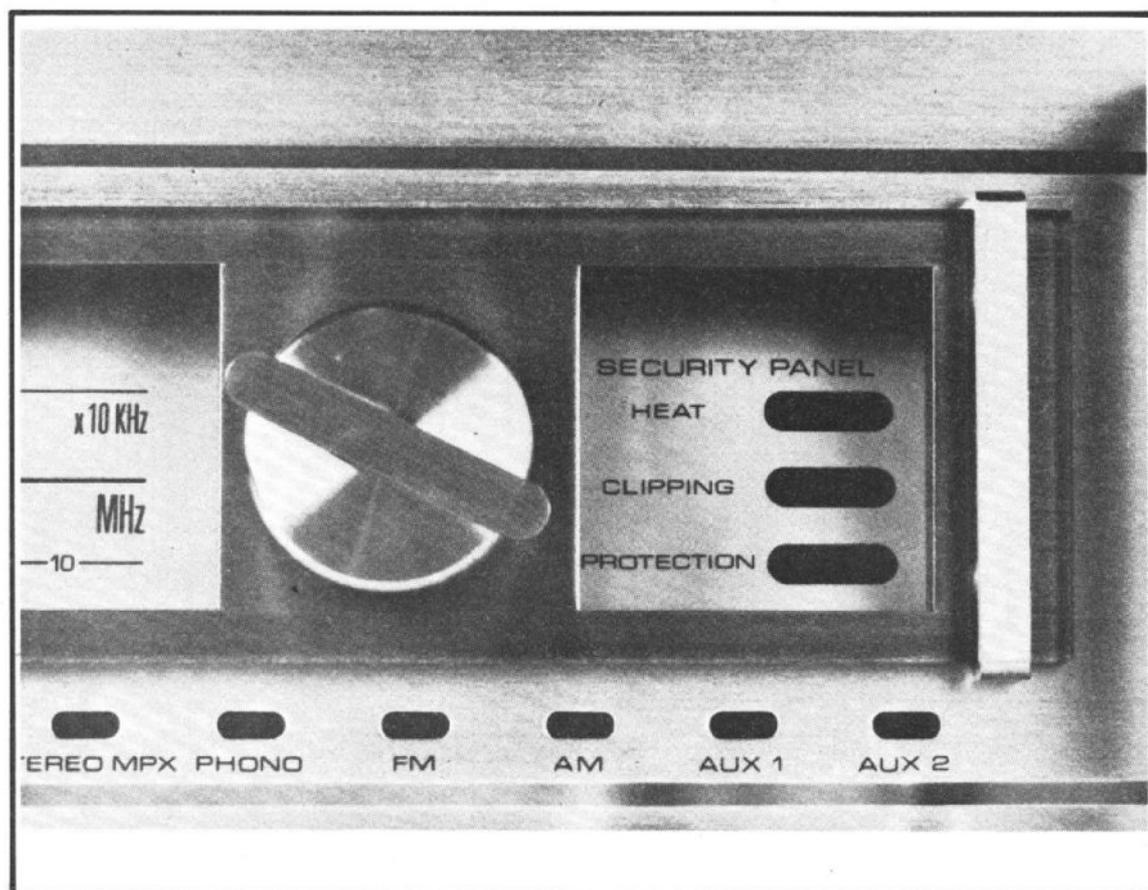
Elle est confiée à un unique circuit intégré qui se charge de toutes les fonctions. On notera à l'actif de cette section la présence d'un double filtre céramique. Le circuit intégré est suivi d'un étage amplificateur Q_4 qui adapte le niveau de sortie MA à celui MF de la section MF.

L'entrée externe se fait sur un bobinage de l'antenne ferri-ferite qui reste en service en permanence. Le condensateur variable est à trois cages, il assure une sélectivité supérieure à celle d'un CV à deux cages, c'est logique.

— Section audio :

Le préamplificateur RIAA est réalisé à partir de circuits intégrés dont l'alimentation se fait à partir de deux tensions symétriques de + et - 18,5 V.

La courbe RIAA est assurée par les circuits RCC 7 à 10 et R 9 à 12. La sensibilité est réglée par la commutation du taux de contre-réaction entre deux valeurs. La variation de gain est de 6 dB.



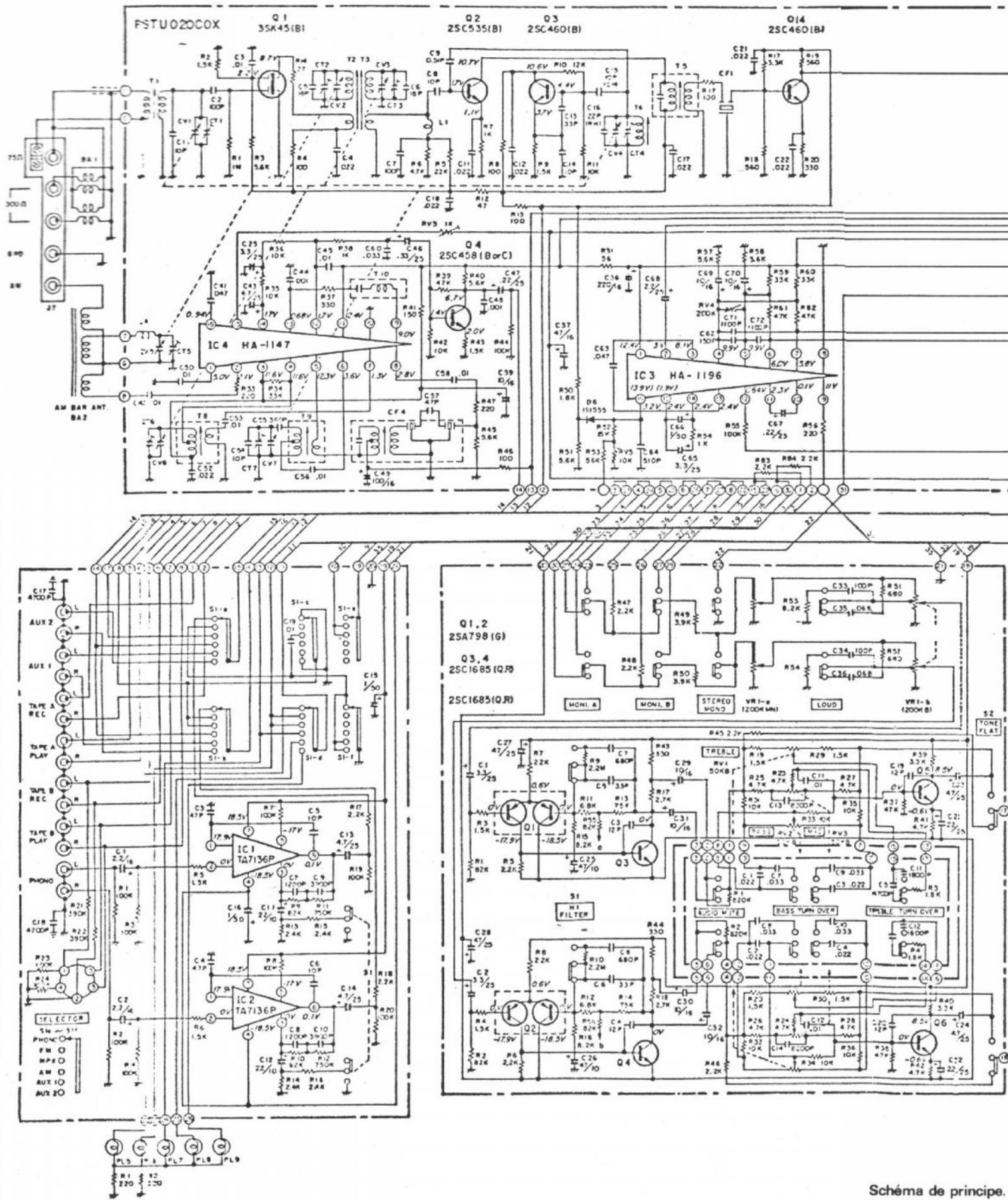
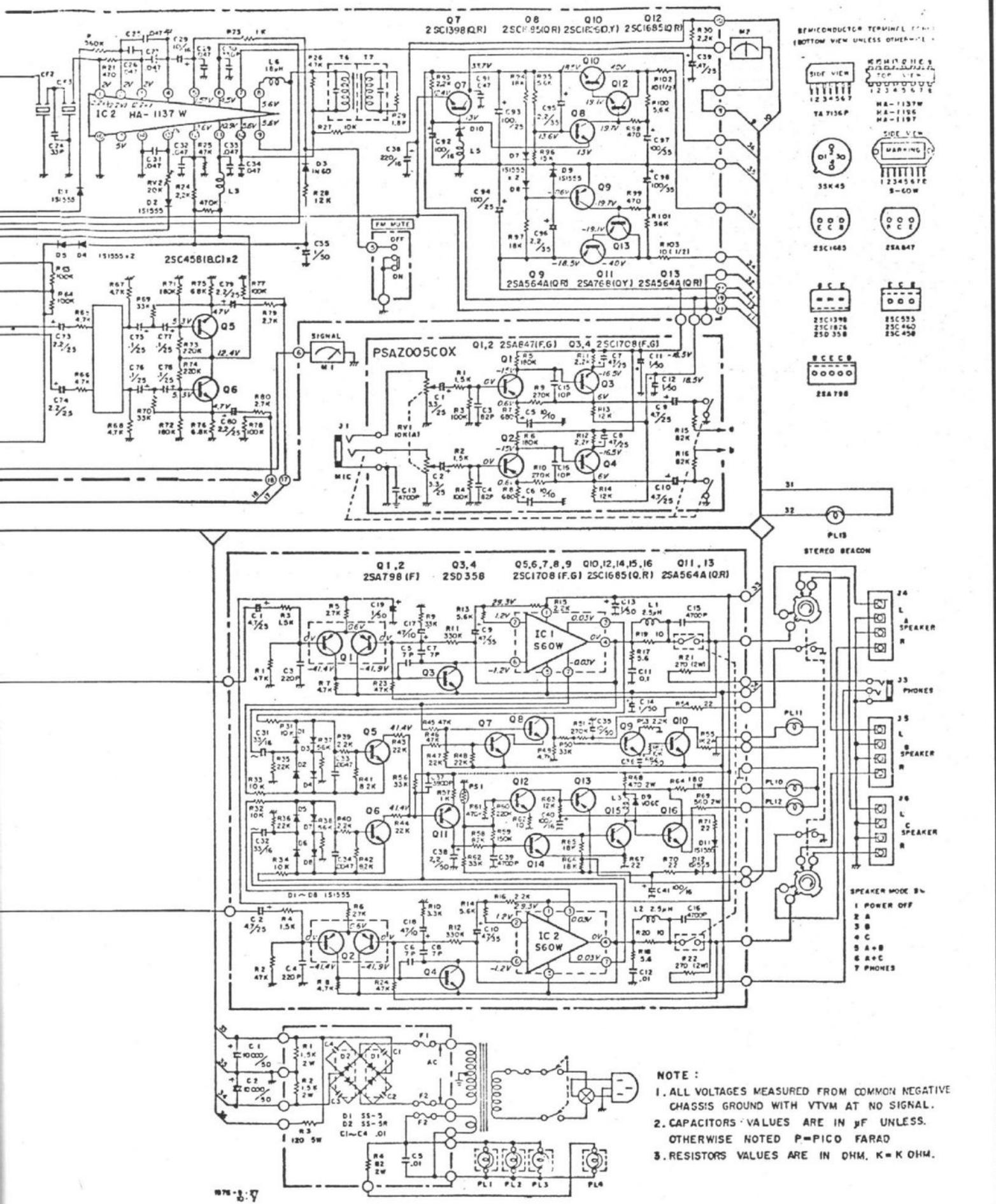
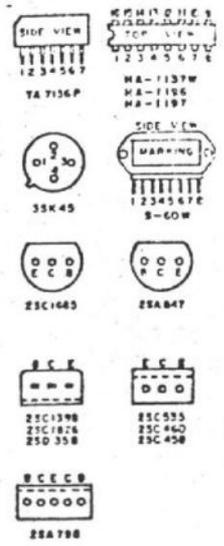


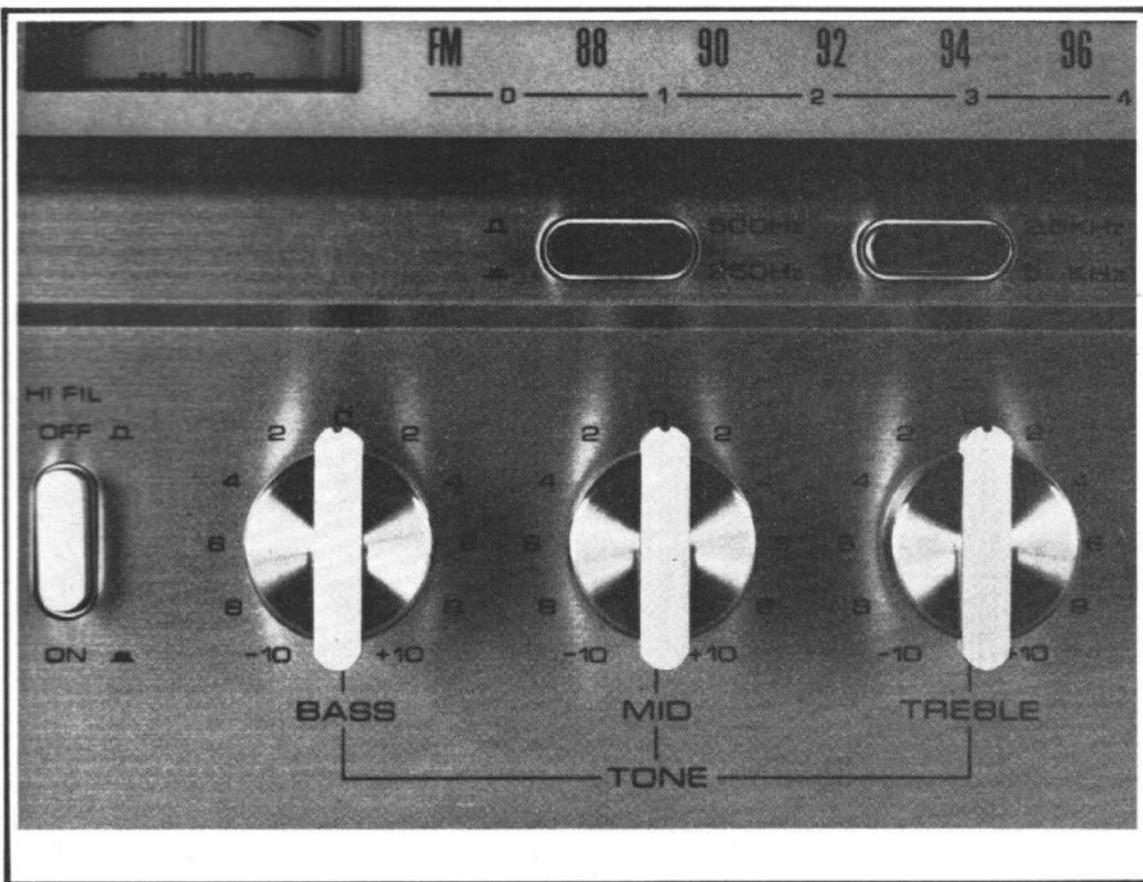
Schéma de principe.



SEMICONDUCTOR TERMINAL PINS
(BOTTOM VIEW UNLESS OTHERWISE NOTED)



NOTE :
 1. ALL VOLTAGES MEASURED FROM COMMON NEGATIVE CHASSIS GROUND WITH VTVM AT NO SIGNAL.
 2. CAPACITORS VALUES ARE IN μ F UNLESS OTHERWISE NOTED P=PICO FARAD
 3. RESISTORS VALUES ARE IN OHM, K=K OHM.



La tension de sortie des préamplificateurs est dirigée par des contacts du sélecteur de fonction : $S_1 a$ et $S_1 b$. Nous trouvons à la sortie des sélecteurs les prises pour enregistrement, les commutateurs de contrôle de bande, la commutation mono/stéréo, le double potentiomètre de balance puis les circuits de correction physiologique. Le préamplificateur qui précède le correcteur de timbre utilise des transistors doubles à l'entrée, une structure que l'on retrouvera pour les amplificateurs de puissance.

La commutation des fréquences charnières se fait en changeant la valeur des condensateurs, on note l'absence des résistances de forte valeur auxquelles on fait appel habituellement pour éliminer les bruits de commutation. Le circuit de correction de timbre est monté dans un circuit de contre-réaction installé entre le collecteur de $Q_{5/6}$ et leur base. La structure des correcteurs de basse et d'aigu est connue, celle de médium est moins fréquente.

Le préamplificateur de

micro utilise des transistors discret, on n'a pas besoin, pour cette fonction, de performances très élevées, le rôle de ce micro n'est pas la prise de son mais le « public address », c'est-à-dire faire des annonces

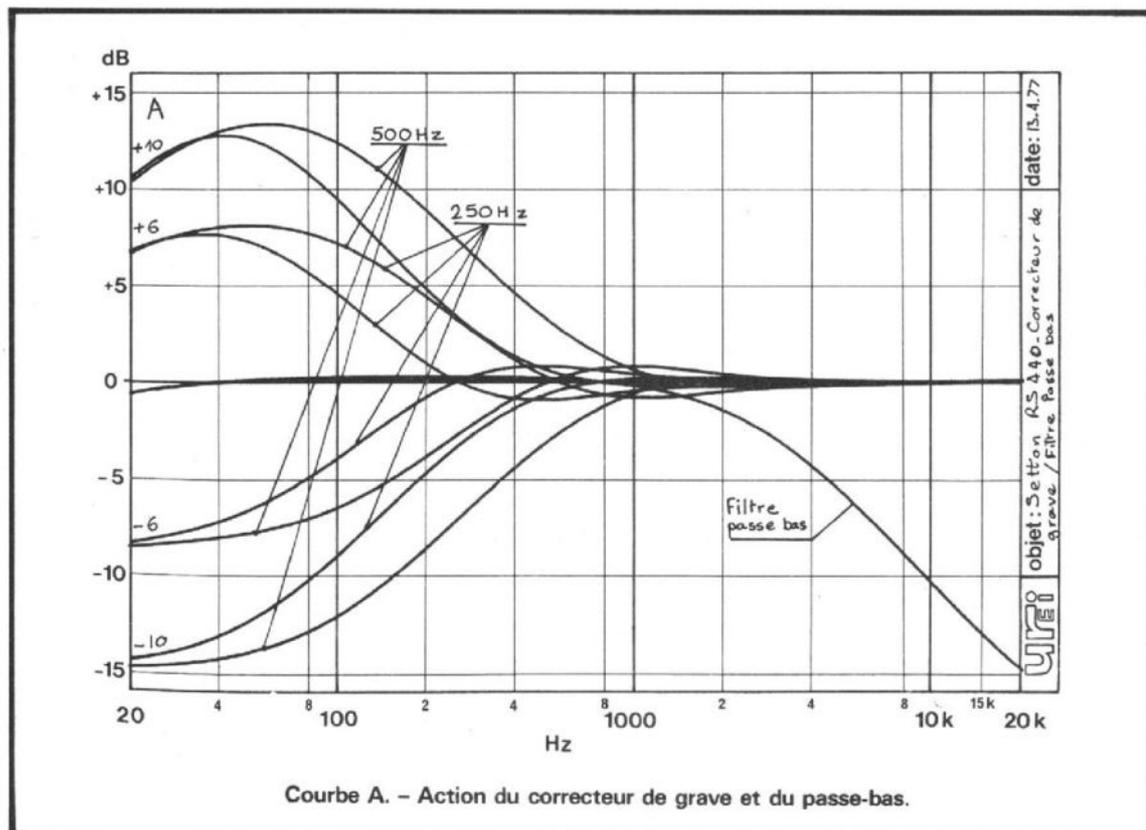
avec un micro dont on s'approchera pour parler.

Les deux contacts de courts-circuits servent à mettre le préampli hors service une fois la prise stéréo enlevée.

L'amplificateur de puissance utilise des modules particuliers qui ont fait leur apparition il y a maintenant un an chez Kenwood. Ces modules sont fabriqués par Sanken et comportent sur une même plaquette de cuivre les transistors de sortie (complémentaires) associés aux circuits de compensation en température et de protection. Il ne reste plus au constructeur qu'à installer un étage d'attaque, ici à transistor double et un étage d'attaque. Nous retrouvons alors une structure d'amplificateur connue. Avec bootstrap par condensateur (C_9 et C_{10}).

La tension de sortie de chaque amplificateur est envoyée dans la centrale de sécurité. Les transistors Q_5 et Q_6 de cette centrale détectent la tension prise aux bornes des résistances d'émetteur des transistors de puissance. Les deux collecteurs de ces transistors sont reliés en parallèle pour former une porte OU.

Le courant attaque alors Q_{13} puis Q_{14} qui provoque un relâchement du relais qui coupe alors les sorties des enceintes. En même temps, la lampe



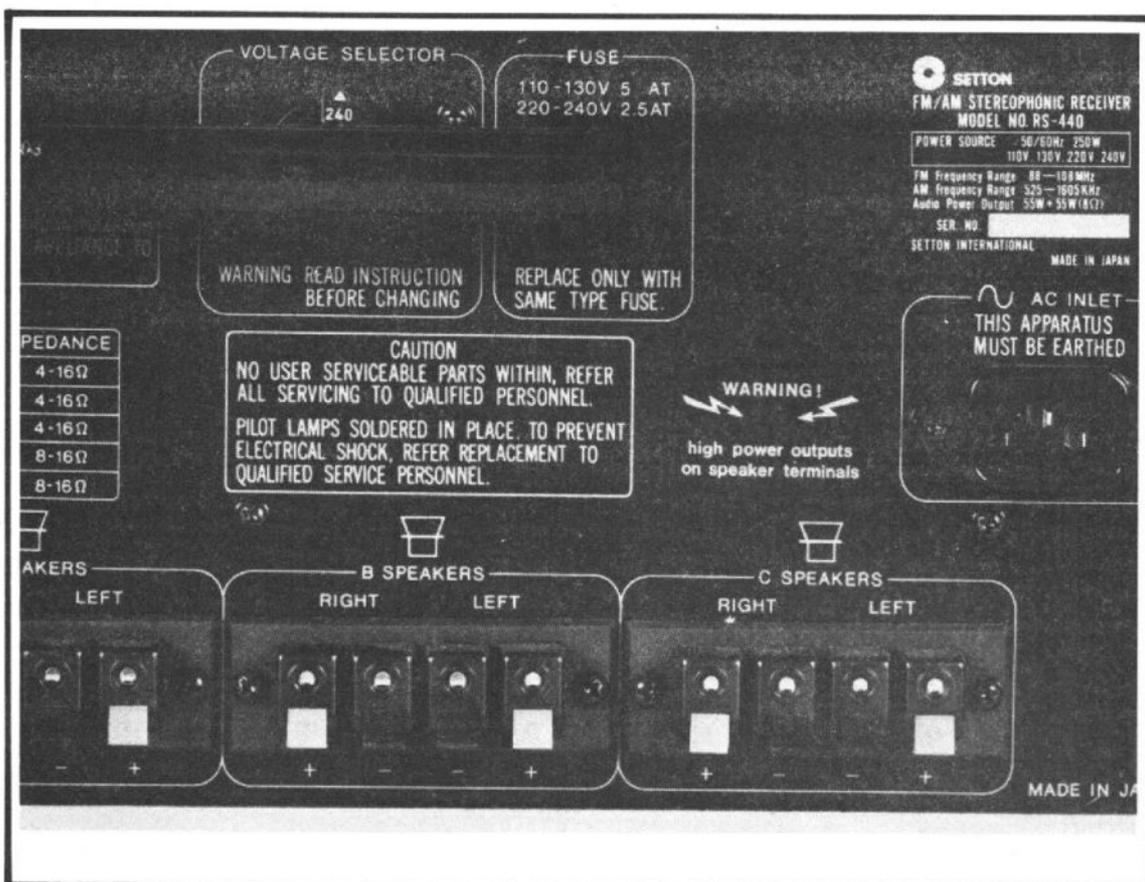
Courbe A. - Action du correcteur de grave et du passe-bas.

PL 12 s'allume. L'excès de température est détecté par une thermistance. Cet élément, PS₁ commande le transistor Q₁₂ (amplificateur à courant continu). La thermistance fait décoller le relais par l'intermédiaire de R 59 et allume un voyant, PL₁₀ par Q₁₂ et Q₁₃.

Les liaisons avec les enceintes se font en courant continu, l'alimentation est du type double alternance et utilise un redresseur en pont qui délivre une tension positive et une négative. Les circuits à basse tension sont alimentés par une double alimentation stabilisée symétrique.

RÉALISATION

La qualité de la réalisation mécanique est excellente; nous pouvons dire la même chose de l'électronique. Tous les composants sont repérés et le repère est resté visible après montage des composants. Un certain nombre de liaisons sont assurées par des câbles de



raccordement plats multiconducteurs, les autres par connexion enroulée. Nous retrouvons en HF tous les composants habituellement rencontrés dans ce genre

d'appareils. Le bloc d'amplification de puissance peut être réellement qualifié de bloc, c'est un gros radiateur aux extrémités duquel ont été rapportés les modules de puis-

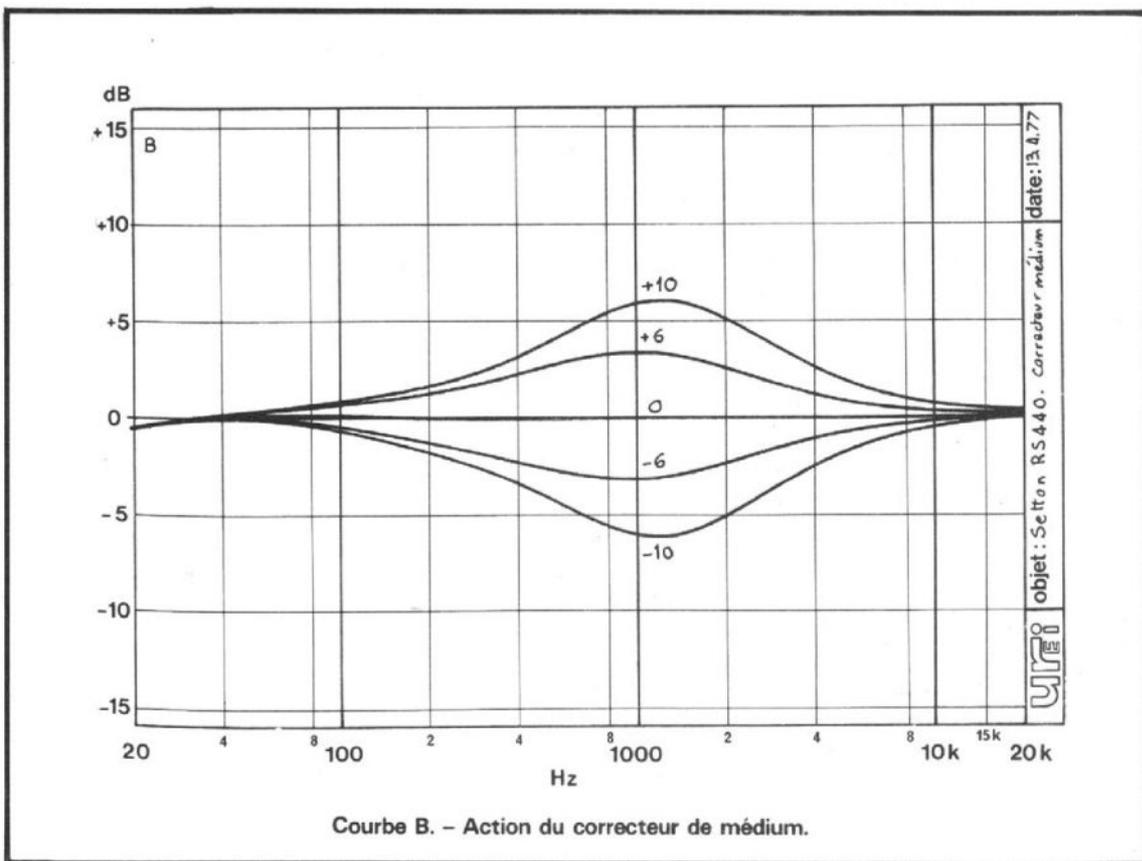
sance. Ces modules sont soudés sur un circuit imprimé qui reçoit également les étages de préamplification (de l'ampli de puissance) et les circuits de protection.

Une fabrication sans problème, rationnelle, tout à fait d'actualité.

MESURES

La puissance de sortie de l'amplificateur du RS 440 est de 60,5 W par canal, les deux canaux chargés sur résistance pure de 8 Ω. Un seul canal en service, la puissance unitaire passe à 71 W. Sur charge de 4 Ω nous observons la remontée de puissance habituelle, la puissance est de 85,5 W les deux canaux en service, avec un seul canal, la puissance est de 106 W.

Le taux de distorsion harmonique est très faible, c'est une caractéristique propre aux amplificateurs d'une nouvelle génération apparue il y a un an environ. A 1 000 Hz nous avons un taux de distorsion harmonique de moins de



Courbe B. - Action du correcteur de médium.

0,02 % sur 8 Ω , sur 4 Ω , nous avons une remontée de la distorsion qui n'excède pourtant pas 0,04 % à la puissance de sortie maximale. A 30 Hz, le taux de distorsion est un tout petit peu supérieur à ce qu'il était à 1 000 Hz.

A 10 000 Hz par contre, nous observons une remontée de la distorsion, 0,05 % à pleine puissance sur 8 Ω , 0,03 % à mi-puissance, 0,09 % à pleine puissance sur 4 Ω et 0,06 % à mi-puissance.

La sensibilité de l'entrée micro est de 6,5 mV cette entrée n'est pas saturable, le potentiomètre étant situé à l'entrée. Si on injecte un signal de très grande amplitude, on observera une montée très rapide de la puissance, le réglage ne se faisant que sur une plage très petite du potentiomètre.

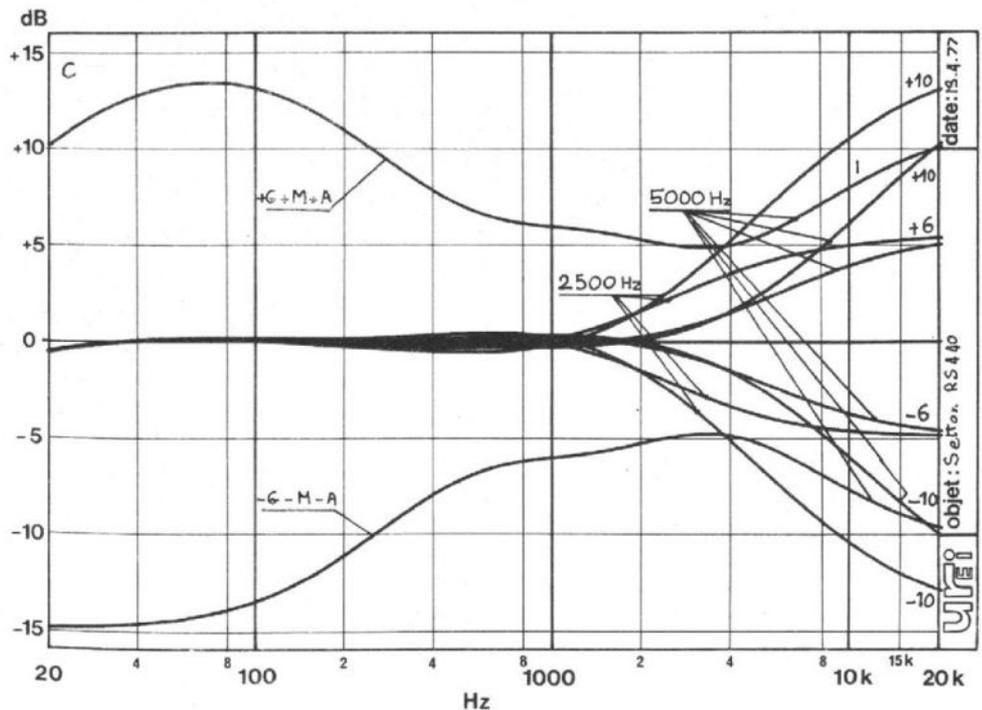
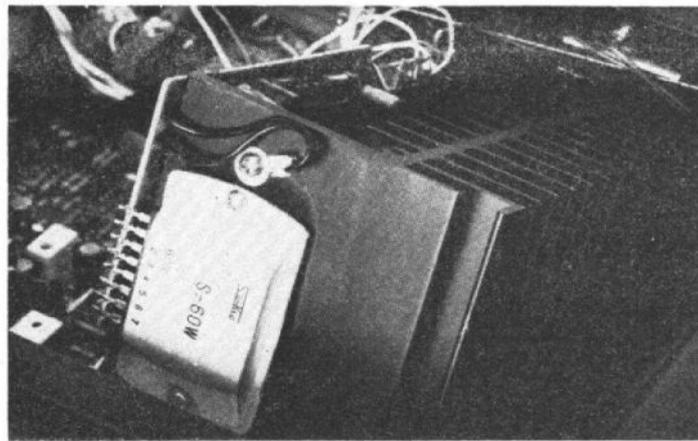
Le rapport signal/bruit de l'entrée micro est de 76 dB en mesure non pondérée.

L'entrée phono a une sensibilité double, nous avons trouvé respectivement 5 mV, et 2,5 mV soit les 6 dB de différence auxquels nous nous attendions.

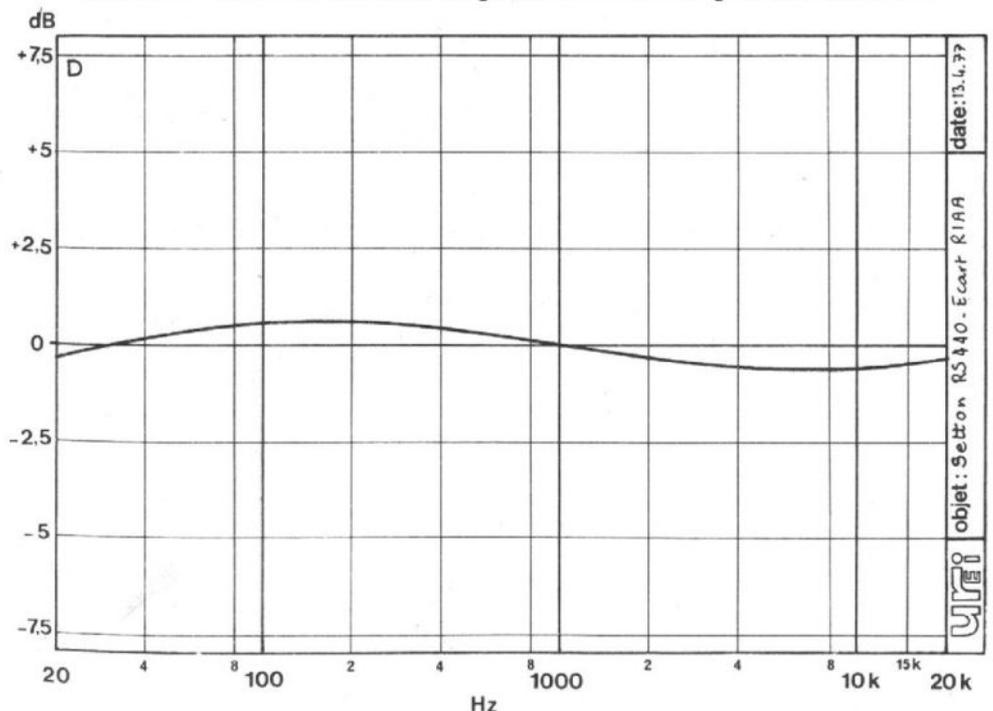
La tension de saturation varie dans les mêmes limites, 320 mV et 160 mV (à 1 000 Hz). Le rapport signal/bruit est de 69 dB en mesure non pondérée pour une sensibilité ramenée à l'entrée de 5 mV. Cette valeur est très bonne, mais il est possible de faire un peu mieux. Sans doute le circuit intégré n'est-il pas assez silencieux.

La sensibilité de l'entrée auxiliaire est de 160 mV, c'est une valeur courante, le rapport signal/bruit est excellent, 92 dB. Le taux d'intermodulation est de 0,2 % à pleine puissance sur 4 Ω , il passe à moins de 0,04 % à mi-puissance. Sur 8 Ω , les valeurs sont excellentes, 0,05 % à la puissance maximale et moins de 0,03 % à mi-puissance.

Les courbes A à C donnent l'efficacité des correcteurs de timbre. Sur la courbe A correspondant au correcteur de grave, nous avons représenté la correction apportée par le



Courbe C. - Action du correcteur d'aigu seul et corrections globales max. et min.



Courbe D. - Ecart avec la courbe RIAA.

filtre passe-bas, un filtre qui servira à éliminer les bruits de fond d'un disque. Nous mettrons au passif de ce filtre une fréquence située très bas, un filtre qui n'est pas à la hauteur des performances de l'appareil.

Par contre, nous avons beaucoup apprécié la possibilité de changer les fréquences de coupure des correcteurs extrêmes.

Sur la courbe C, nous avons donné l'action combinée des filtres. Elle permet de mettre en évidence une certaine interaction entre les éléments de ce correcteur.

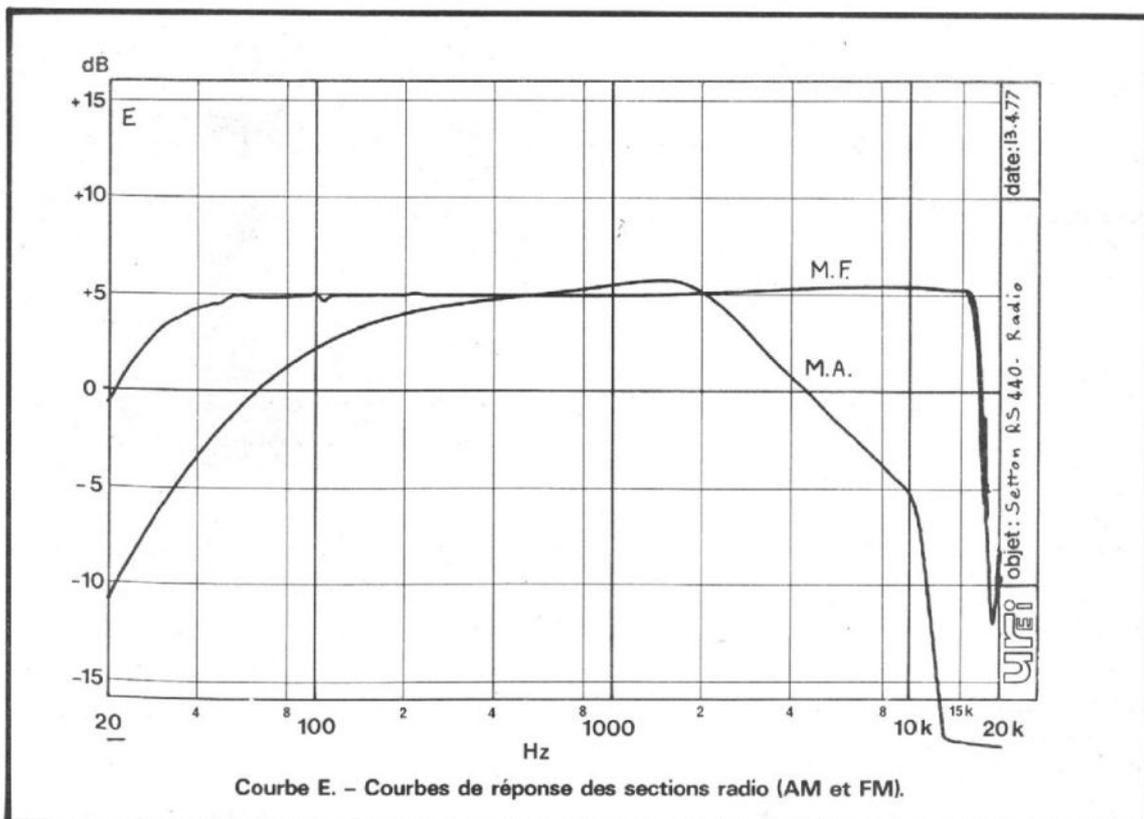
La courbe D est celle donnant l'écart par rapport à la courbe théorique RIAA, cette courbe est plus précise que celle donnant directement la courbe RIAA. Nous avons ici une échelle étendue alors qu'il faut une échelle de 40 dB pour représenter une courbe RIAA. On constate ici un écart de 0,8 dB environ de part et d'autre de la courbe théorique, une intervention des correcteurs de timbre (très légère) permettra aux puristes de retrouver une courbe très proche de la réalité.

Le tuner MF se distingue par une très bonne sensibilité, pour un rapport signal/bruit de 30 dB nous avons une sensibilité de $1 \mu\text{V}$. La limitation apparaît à $1,5 \mu\text{V}$. La suppression totale du souffle se fait pour $9 \mu\text{V}$. Le décodage stéréo commence à $1,9 \mu\text{V}$ (allumage du voyant, mais avec cette tension, il n'est pas possible d'obtenir de signal correct, il est entaché d'un bruit de fond important).

L'indicateur de champ est gradué pour les tensions d'entrée suivantes, régulièrement réparties : $4 \mu\text{V}$, $7 \mu\text{V}$, $20 \mu\text{V}$, $77 \mu\text{V}$ et $150 \mu\text{V}$. Ces tensions correspondent aux graduations de 1 à 5.

La sensibilité en modulation d'amplitude est de $10 \mu\text{V}$ la prise sur l'antenne externe.

Les courbes de réponse des deux sections radio sont données sur la courbe E. On voit



Courbe E. - Courbes de réponse des sections radio (AM et FM).

la coupure due au filtre multiplex. Courbe rapide et grande linéarité d'amplitude dans la bande passante.

CONCLUSIONS

L'ampli-tuner RS 440 est un appareil de haut de gamme, aussi bien pour son prix (5 100 F TTC) que pour sa présentation. Cette dernière est à la hauteur de celle de la concurrence, l'utilisateur qui aime les voyants, les boutons, les touches, bref tout le côté visuel et tactile des appareils HiFi sera comblé. Les performances sont très bonnes dans l'ensemble, nous regrettons seulement de ne pas avoir trouvé de filtre un peu plus élaboré, c'est le seul point noir qui ternisse le brillant du RS 440. Il ne reste plus qu'à espérer une amélioration en ce sens.

E.L.

CARACTÉRISTIQUES DU CONSTRUCTEUR

Ampli-préampli :

Puissance de sortie : 55 W par canal les deux canaux excités, dans la bande de 20 Hz à 20 000 Hz sur 8Ω .

Taux de distorsion harmonique : 0,1 % à la puissance nominale.

Taux de distorsion par intermodulation : 0,1 % à la puissance nominale.

Réponse en fréquence : 20 - 20 000 Hz $\pm 0,5$ dB.

Bande passante en puissance : (-35 dB) 5 à 40 000 Hz.

Rapport signal/bruit : entrée aux. : 90 dB ; phono magnétique : 70 dB (faible sensibilité) ; 65 dB (haute sensibilité).

Sensibilité d'entrée phono : 2,5 et 5 mV ; auxiliaire : 150 mV ; micro : 6 mV/10 000 Ω .

Tension de saturation phono : 150 et 300 mV.

Contrôle de timbre : ± 10 dB 62 Hz/125 Hz, correcteur commutable.

Silencieux audio : -20 dB.

Correction physiologique : 50 Hz : +12 dB, 10 kHz +3,5 dB, pour -30 dB au potentiomètre.

Filtre passe-bas : -10 dB à 10 kHz.

Tuner MF :

Accord : 88 à 108 MHz.

Sensibilité utile : mono 10,3 dBf, stéréo : 18 dBf.

Sensibilité IHF : mono : $1,8 \mu\text{V}$.

Sensibilité pour S/B de 50 dB : mono 16 dBf, stéréo : 30 dBf.

Sélectivité : 70 dB pour le canal adjacent.

Rapport de capture : 1,25 dB.

Taux de distorsion en MF : 100 Hz : 0,15 % en mono ; 0,4 % en stéréo.

1 000 Hz : 0,25 % en mono ; 0,4 % en stéréo. 8 kHz : 0,4 % en mono ; 0,5 % en stéréo.

Séparation stéréo : 32 dB à 100 Hz. 40 dB à 1 kHz, 32 dB à 10 kHz.

Réponse en fréquence de 30 Hz à 15 kHz : +0,5 - 2 dB.

Rapport signal/bruit : 72 dB mono, 67 dB stéréo.

Gamme couverte 525 à 1 605 kHz ; sensibilité $25 \mu\text{V}$.

Section MA : gamme couverte : 525 à 1605 kHz.

Rapport signal/bruit : 45 dB.

Réponse en fréquence : -6 dB jusqu'à 2 300 Hz.

Dimensions : 540 x 170 x 300 mm.

Poids : 14 kg.

CIRCUITS INTEGRES POUR L'INDUSTRIE « grand public »

C E que nous entendons par grand public, c'est ce qui concerne la radio télévision et les industries connexes. Le circuit intégré tend à se généraliser et de nouvelles tendances se dessinent.

La télévision est, à l'heure actuelle en pleine évolution. On voit se dessiner à l'horizon une nouvelle conception électronique de la télévision. La télévision ne se contente plus d'être une boîte à images sur lesquelles l'homme n'a qu'un contrôle limité à la recherche d'un programme qui lui convienne ; elle se fait coffret à jouets et terminal d'ordinateur. Elle sert d'interface entre une électronique et un utilisateur. L'électronique, ce peut être un jeu simple comme ceux qui sont en production à l'heure actuelle, ou alors des jeux plus complexes qui sont en cours de gestation dans les laboratoires de diverses firmes.

Pour ces jeux, deux concepts sont en présence à l'heure actuelle. Le premier, c'est le jeu extérieur au téléviseur. Comme il doit être utilisé par tout le monde, il se

branche sur l'entrée de réception du téléviseur, sur l'antenne. Cette conception du produit entraîne une relative complexité au niveau de l'électronique qui exige une modulation pour l'entrée directe ou VHF et impose pratiquement un fonctionnement en noir et blanc. Pour passer à la couleur, on doit aborder un nou-

veau concept qui est celui du téléviseur à jeu intégré. Cette fois, le jeu peut être relié directement à l'amplificateur vidéo et les signaux peuvent être envoyés directement sur les trois canons à électrons. Cette fois, les raquettes peuvent être rouges, bleues alors que la pelouse sera d'un très beau vert. Ces trois couleurs sont

simples, on peut envisager un changement de couleur du terrain pour le tennis ou le football, ou encore un mélange ; des changements des teintes sont aussi possibles pour indiquer qu'un point a été marqué.

Au niveau des jeux, nous constatons que les jeux classiques sont toujours là, avec parfois des additifs qui sont réalisés par les fabricants eux-mêmes. Les fabricants de semi-conducteurs fournissent un circuit de base auquel il ne reste qu'à ajouter une logique différente suivant les mouvements que l'on désire faire subir à la balle ou aux raquettes. Aux mouvements de haut en bas de la raquette viennent s'ajouter les montées au fillet. A quand le jeu tridimensionnel ?

Nous avons là la première génération de jeux. Plusieurs fabricants de circuits sont dans la course, Texas avec deux concepts, l'un modulaire faisant appel à une série de circuits qui peuvent être assemblés en plus ou moins grand nombre, l'autre à circuit unique. Chez General Instrument, nous trouvons aussi des circuits de ce type ; Mos Tech-

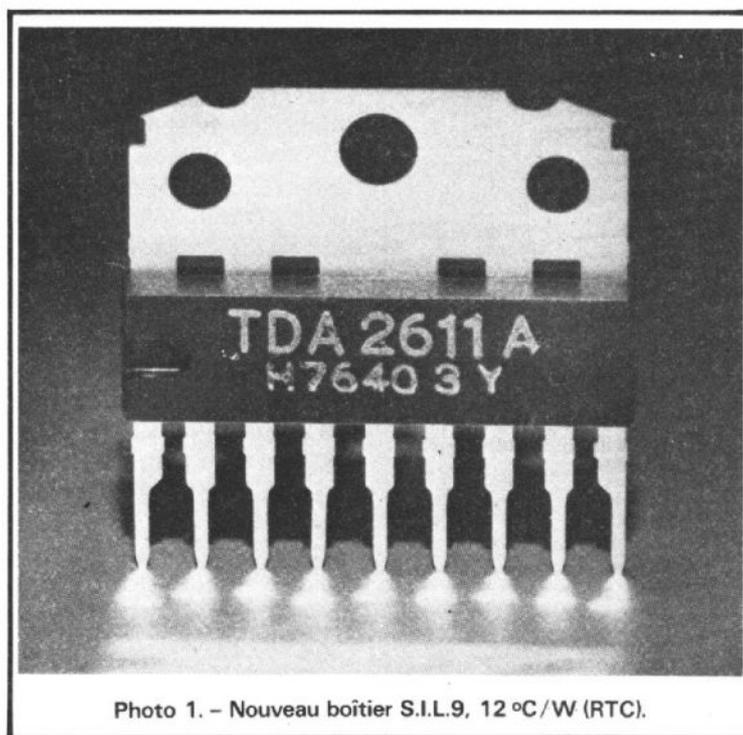


Photo 1. - Nouveau boîtier S.I.L.9, 12 °C/W (RTC).

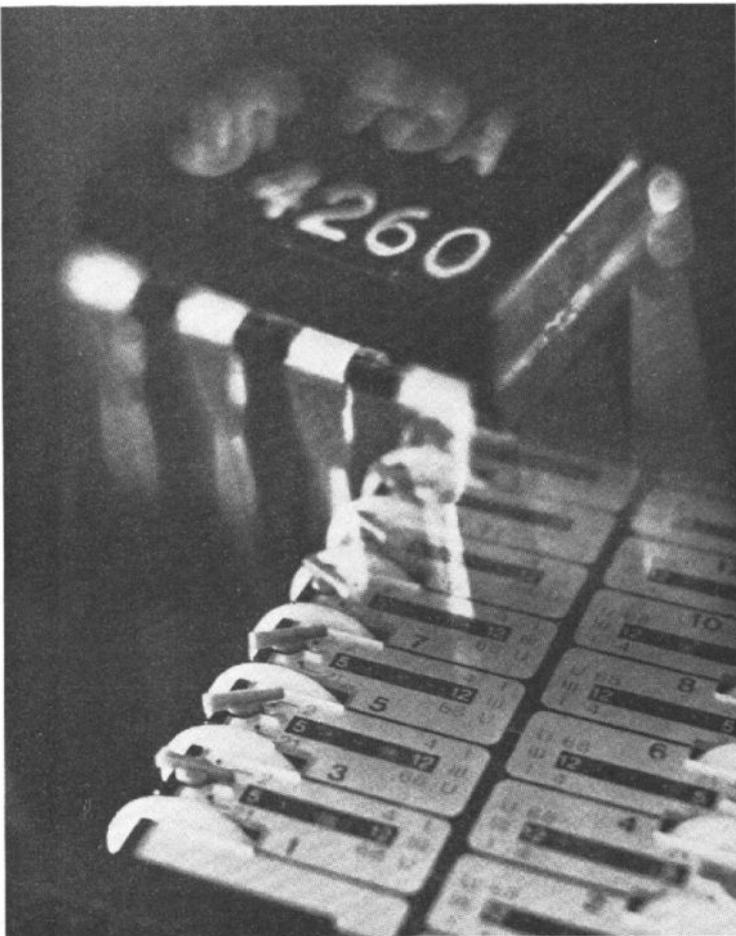


Photo 2. - TDA 4260 Siemens. Circuit intégré pour télévision.

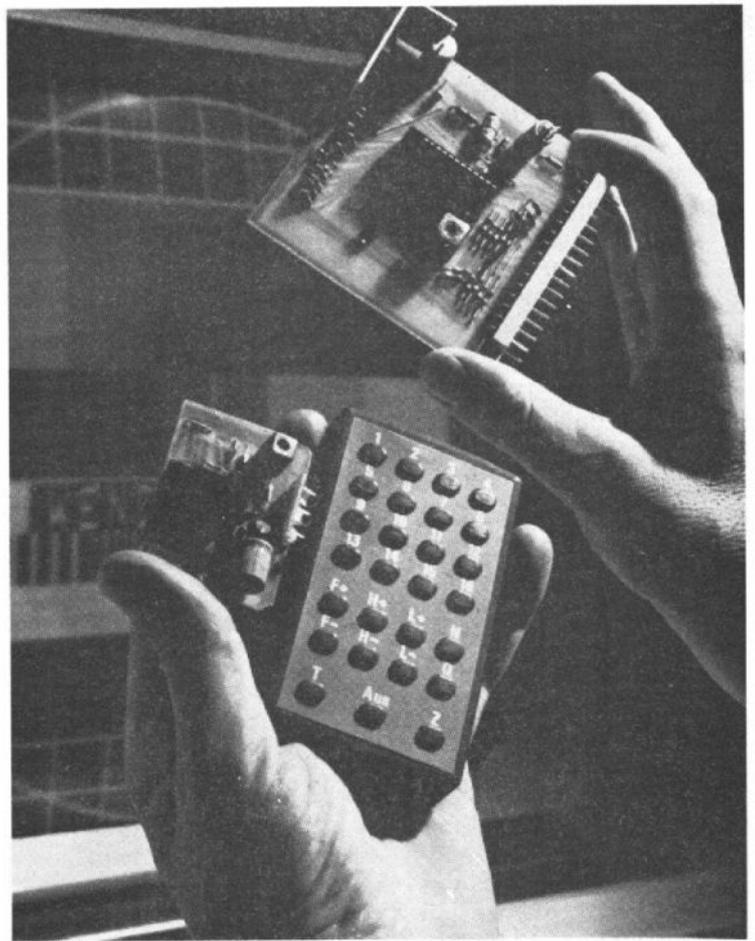


Photo 3. - Télécommande à infrarouge pour téléviseur (Siemens).

nology, National Semiconductors et d'autres encore sont sur les rangs.

General Instrument développe une série de circuits spécifiques permettant de constituer une cinquantaine de jeux. Prochainement, on doit trouver des jeux plus sophistiqués comme les batailles de chars avec missiles téléguidés, champ de mines (ils sont visibles). Les mobiles sont synthétisés par générateurs de caractères et se déforment curieusement au moment d'un changement de direction. GI présentait un jeu nettement plus complexe qui permettait de jouer au jacquet, aux petits chevaux, aux dames, au Master Mind, au solitaire et qui permettait aussi de dessiner sur l'écran du téléviseur, ce dernier jeu consistant à placer une série de petits carrés juxtaposés. Cette fois, le jeu est en couleur et exige un boîtier de commande pour « jeter » les dés, faire avancer les pièces etc. On prévoit un boîtier de

commande relié au téléviseur par infra-rouges. Une faible consommation est exigée de ces appareils, certains jeux de réflexions risquent de durer fort longtemps. Un nouvel état d'esprit est à demander au joueur qui ne doit effectuer la transposition de ses gestes et enfoncer les bonnes touches de son clavier. Plus question de jeter par terre le jeu de petits chevaux si on perd... Plus de dés à truquer, le générateur de dés est au-dessus de tout soupçon. Les présentations les plus avancées dans le domaine du jeu étaient sans aucun doute celles de GI.

Nous mettons à part une nouvelle sorte de jeu qui est celle présentée chez Texas. Il s'agissait en fait d'une démonstration de l'une des possibilités d'utilisation de l'écran d'un téléviseur pour la retransmission de données à usage domestique. Nous avons parlé des systèmes dans notre numéro spécial audiovisuel.

La présentation avait lieu chez Texas et GI, il s'agissait de présenter des circuits intégrés fait pour l'Angleterre et adaptés aux systèmes Viewdata et Teletext.

Le circuit est conçu pour le Ceefax, système de visualisation de caractères qui peut être raccordé aux systèmes Viewdata et Teletext.

Le système Viewdata est proposé par les postes britanniques et permettra à un usager relié téléphoniquement à un ordinateur central de recevoir des textes sur son téléviseur. Les circuits sont très complexes mais une intégration permet de réduire considérablement les prix de revient. En Angleterre, les essais ont commencé en janvier 1976. La fin des essais est prévue pour mars 1978 et en 1979 la commercialisation devrait être commencée, nous n'en sommes plus très loin. Le système français est en cours d'élaboration, sur le stand du CNET figurait la maxi-photo

du chip du circuit intégré du système Tic-Tac.

L'une des applications de ce système de télétransmission consistait à présenter une bibliothèque de jeux télévisés, une application prise parmi tant d'autres.

Ce que devra être le téléviseur de 1980. Si l'on vous dit qu'il sera à micro-processeur, ne soyez pas étonnés. Le micro processeur incorporé à un téléviseur permettra de faire la gestion de toutes les fonctions, on mettra les stations dans une mémoire à très faible consommation (12 L par exemple chez Texas, présenté en 77). Le microprocesseur effectuera la gestion de 16 stations, réparties sur 4 bandes, il servira à effectuer l'accord optimal, gèrera des mémoires, une horloge, des générateurs de caractères pourra servir de minuterie, donnera des alarmes etc. Une fois que l'on sera en possession d'un téléviseur à microprocesseur, on pourra faire jouer. Chez Fairchild,

nous avons trouvé un jeu télévisé à cartouche. Le microprocesseur est programmé par une cartouche. Cette cartouche, c'est une boîte de plastique qui comporte une ROM préprogrammée. Une série de programmes pourra être réalisée, chaque cartouche donnant accès à un jeu. On pourrait fort bien imaginer les ludothèques de cartouches la location permettant de s'assurer d'avoir un certain nombre de jeux, avec ou sans hasard.

L'utilisation du micro processeur existant dans un téléviseur semble être le cheval de bataille de beaucoup de fabricants comme Fairchild, General Instruments, Motorola, qui ne s'est pas encore lancé dans la bataille du jeu télévisé, Texas et d'autres encore, tous les producteurs de CI sont concernés.

Nous n'en sommes pas encore là. En attendant, nous trouvons toujours de nouveaux circuits applicables dès aujourd'hui comme la « memory station 12 L » de Texas, les circuits de télécommande infrarouge, cette technique de transmission semblant prendre le dessus sur les ultra-sons.

La télécommande utilise un codage qui permet d'avoir jusqu'à 60 commandes. Il est aussi possible d'avoir deux systèmes de télécommande fonctionnant simultanément sur la même « longueur d'onde ». La différenciation se faisant par codage (SAB 3209 et 3210 de Siemens). Ampli IR intégré chez Telefunken.

Chez Siemens, nous trouvons également un circuit FI TV avec étage de puissance incorporé. L'intégration des deux fonctions est assurée sur un seul chip, ce circuit possède la particularité de disposer d'une commutation pour VCR. Même formule chez SGS-Atès.

L'autoradio est un domaine dans lequel on recherche une puissance de sortie importante associée à une faible tension de fonctionnement, un encombrement minimal, une impédance de charge très

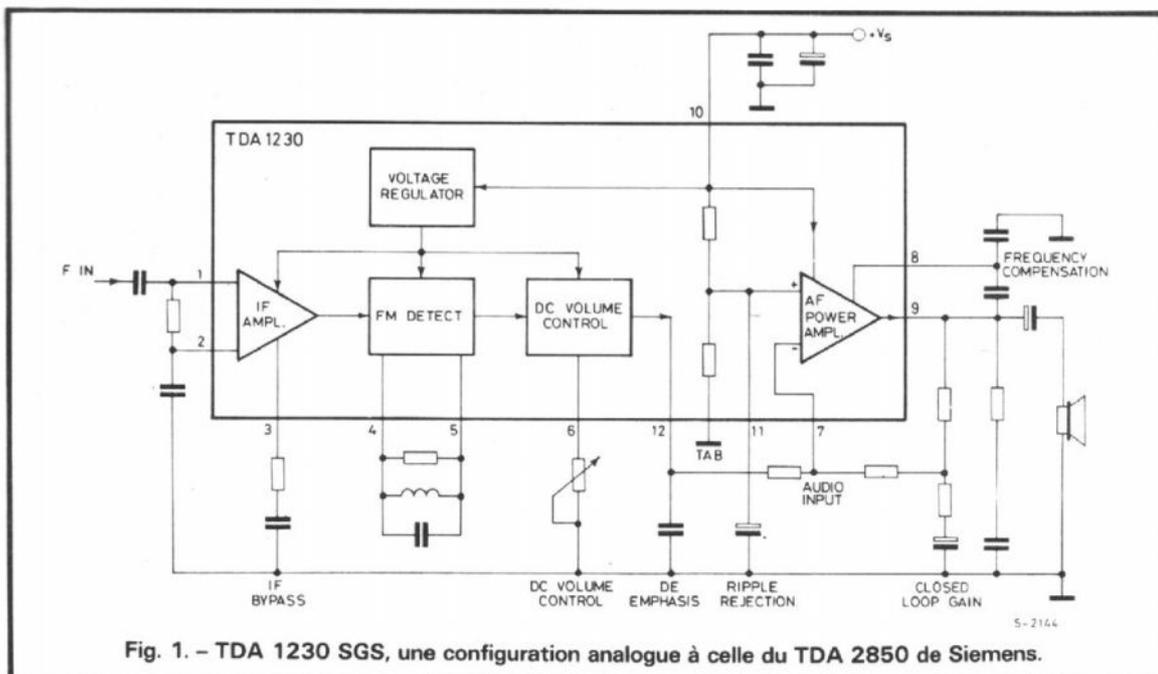


Fig. 1. - TDA 1230 SGS, une configuration analogue à celle du TDA 2850 de Siemens.

basse. SGS et maintenant Siemens et Texas etc. utilisent des boîtiers plastique dérivés du TO 220, ils disposent de 5 à 7 broches et offrent le meilleur rapport dimensions puissance possible. En outre, leur facilité de montage est remarquable. Deux boîtiers équivalents à ceux d'un transistor tout seul permettent d'obtenir un amplificateur complet avec un nombre de composants externe réduit.

L'amplification intégrée n'est pas uniquement réservée à l'autoradio, la HiFi intégrée se précise. Sescosem présentait cette année en ESM 532 dont la puissance de sortie atteint 20 W. Le boîtier choisi est un PIL : PIN IN LINE, broches alignées, un boîtier un peu semblable à celui du TDA 1037 de Siemens ou du TDA 26 11 de RTC. Un boîtier que l'on retrouve aussi chez des constructeurs japonais.

Une orientation se précise vers une rationalisation de l'installation des composants ainsi qu'une recherche du meilleur contact thermique possible.

Autre technique utilisée, celle du circuit hybride. Le spécialiste reste Sanken qui présente des modules de puissance permettant de réaliser des amplificateurs de forte puissance (plus de 100 W sur

4 Ω) avec un taux de distorsion extrêmement faible. Ces circuits ne comportent pas tous les éléments, mais uniquement ceux de sortie, de compensation thermique et les résistances d'émetteur (le RS 440 de Setton utilise ces modules).

Dans le domaine des faibles signaux, Siemens et RTC proposent des circuits de commutation statiques qui sont destinés à remplacer les commutateurs mécaniques. La commande se fait en continu, ce qui évite de promener des signaux audio à faible niveau. En outre, un seul contact est nécessaire pour assurer la commutation, une seule tension pouvant commander les signaux des deux voies. TDA 1195 chez Siemens, TDA 1028 et 1029 chez RTC. Cette dernière firme dispose d'ailleurs de nombreux circuits intégrés particulièrement intéressants pour la haute fidélité ou plus simplement l'amplification et la réception.

Nouveau décodeur stéréophonique chez Motorola, c'est un décodeur aux références Européenne, TBA 4500, c'est un décodeur du type PLL qui est appelé à remplacer le MC 1310 qui a fait une longue carrière qui n'est d'ailleurs pas terminée. Sous cette appellation ou sous d'autres. L'accent est mis, avec le TBA 4500 sur

l'excellente réjection de la sous-porteuse ARI (système d'information pour automobilistes), une spécification qui n'existait pas auparavant (ARI est encore très jeune).

La recherche automatique des stations était présente chez Motorola avec une série de circuits assurant des fonctions multiples, les circuits sont très récents, nous attendons de plus amples informations pour revenir sur le sujet.

Nous terminerons le sujet en signalant que la diode LED se porte très très bien, que les circuits de commande d'échelles de diodes se multiplient, que l'on voit apparaître des instruments de mesure à échelle de diodes...

Les appareils seraient-ils appelés à devenir en plus statique. Ce qui est certain, c'est que l'intégration permettra d'accéder à des fonctions très complexes pour des prix de revient intéressants.

Ce qui nous a paru le plus significatif est incontestablement le développement que l'on peut attendre de la télévision. Mais, une fois de plus, nous ne pouvons que déplorer les freins que constituent les différences de standards, une fois de plus, l'internationalisation paraît bien difficile...

Etienne LEMERY

QUELQUES APPAREILS DE MESURES POUR LES AMATEURS

LES temps sont révolus où l'amateur, armé seulement d'un fer à souder et d'un voltmètre à 1 000 Ω/V , pouvait efficacement travailler sur des circuits « radio ». Le passage de la radio à l'électronique s'accompagne, pour le technicien, de la nécessité d'effectuer des mesures de plus en plus complètes, donc de disposer d'un appareillage minimal.

Les mêmes progrès techniques entraînent, fort heureusement, sinon une baisse des prix, du moins un accroissement spectaculaire du rapport qualité/prix. C'est ainsi que dans le domaine de l'équipement de base, où nous rangerons les oscilloscopes, les générateurs et les multimètres,

objets de nos investigations au dernier salon des composants, on trouve pour des prix accessibles à nombre d'amateurs, des appareils qui auraient fait rêver, voici peu, certains laboratoires professionnels.

Nous examinerons donc successivement, et en restant dans les limites de ce qu'il est possible de considérer comme un budget raisonnable, les oscilloscopes, les générateurs BF et leurs frères récents : les générateurs de fonctions, puis les multimètres à affichage digital. Le prix constituant naturellement un critère aussi essentiel que les performances techniques, nous en situerons à chaque fois l'ordre de grandeur.

A - LES OSCILLOSCOPES

Bien qu'une classification ne puisse que reposer sur un choix arbitraire, nous rangerons ces appareils en trois grandes catégories. Dans le bas de gamme, se situent les oscilloscopes monocourbe à base de temps relaxée. Bien que très simples, ils atteignent maintenant couramment des bandes passantes de 7 à 10 MHz, pour un prix oscillant entre 1 200 F et 1 700 F environ. Viennent ensuite, toujours dans la classe des « monocourbe », les oscilloscope à base de temps déclenchée, atteignant des bandes passantes de 10 MHz à 15 MHz, et dont plusieurs,

équipés de dispositifs de synchronisation pour les signaux de télévision, peuvent intéresser des professionnels. Le haut de gamme enfin, qu'il a bien fallu limiter, renferme les oscilloscopes bicourbe, tous à base de temps déclenchée, naturellement. Certains d'entre eux sont disponibles pour moins de 3 000 F.

I - Les oscilloscopes à bases de temps relaxée.

On connaît, dans cette catégorie, les produits VOC. Le VOC 4 est sans doute un des moins chers du marché, pour une bande passante de 0 à 7 MHz, une sensibilité de 10 mV/cm, et une base de temps fonctionnant entre 10 Hz et 100 kHz. Avec son HM 207, HAMEG offre lui

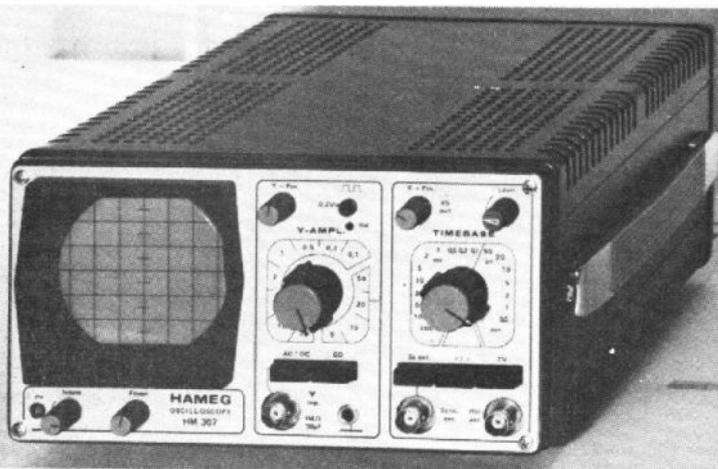


Photo A. - HAMEG HM 307. Un oscilloscope intéressant par son rapport performances/prix, et livrable en kit.

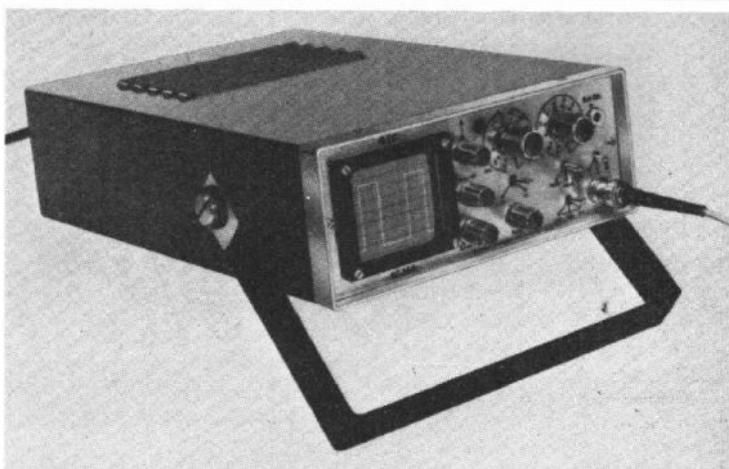


Photo B. - ELC type SC 754. Un appareil portable, bien adapté au dépannage télévision.

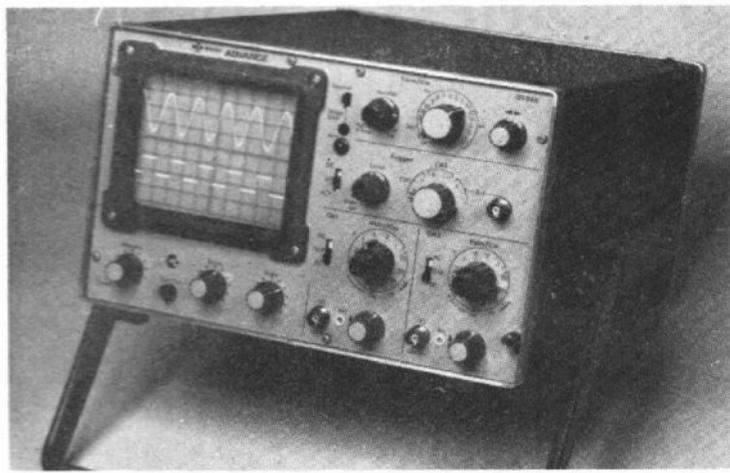


Photo C. ADVANCE fabrique une gamme étendue d'oscilloscopes. Le 260 est un 2 x 15 MHz, d'une sensibilité de 2 mV/cm.

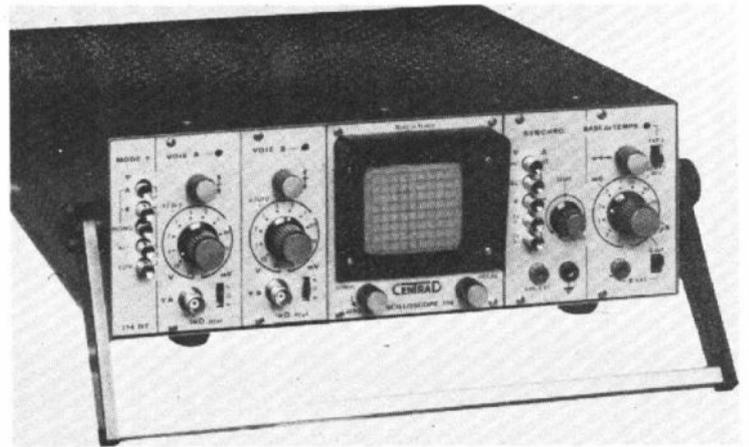


Photo D. - Un nouveau venu chez CENTRAD : le 774 D, 2 x 15 MHz compact et léger. Cet appareil existe aussi en simple trace, sous la référence 774 S.

aussi une base de temps relaxée, qui monte à 500 kHz. L'amplificateur vertical passe du continu à 8 MHz, avec une sensibilité maximale de 50 mV/cm. Chez CENTRAD, le 377, aux performances modestes mais caractérisé par son faible encombrement, poursuit une carrière maintenant ancienne.

PROMAX, importé en France par « Le Dépôt Electronique », propose lui aussi un appareil simple, à base de temps relaxée de 10 Hz à 500 kHz, et qui a été modernisé à l'occasion du salon : la bande passante atteint 10 MHz, pour une sensibilité de 50 mV/cm. Le modèle OR 508 se situe aux alentours de 1 600 F.

II - Les oscilloscopes monocourbe à bases de temps déclenchées.

HAMEG fait un effort intéressant en proposant, pour

moins de 1 500 F, le type HM 307. L'affichage s'effectue sur un tube rond de 7 cm de diamètre. L'amplificateur vertical passe du continu à 10 MHz, avec une sensibilité maximale de 5 mV/cm. Enfin, la base de temps descend à 500 ns/cm, et une loupe électronique permet d'augmenter la vitesse de balayage jusqu'à 100 ns/cm. Comme le HM 207, cet appareil est également disponible en kit.

Les établissements ELC ont récemment amélioré leur oscilloscope portable, maintenant référencé SC 754. La bande passante atteint 12 MHz avec une sensibilité de 5 mV/division. Le tube petit, mais rectangulaire et lumineux, permet une exploitation aisée. Enfin, une base de temps assez élaborée, descendant à 1 μ s/division, est muni de dispositifs de synchronisation TV lignes et ima-

ges, et offre la possibilité de désentrelacer et de désalterner en TV images.

Notons au passage que ces mêmes établissements ELC annoncent, pour un avenir prochain, d'une part une version en kit du SC 754, et d'autre part un appareil bicourbe de 15 MHz. Ils disposent actuellement d'un 15 MHz à simple trace, pour un prix dépassant à peine 2 500 F.

Toujours dans cette catégorie, on peut noter le S12 de chez ITT, monotrace à 15 MHz, dont la sensibilité monte à 10 mV/cm. La gamme des vitesses de balayage s'étend de 100 ns/cm à 1,5 ns/cm.

III - Les oscilloscopes bicourbes.

Chez ADVANCE, le premier modèle n'atteint pas 3 000 F. Il s'agit du OS 245, 2 x 10 MHz, avec une sensibilité

de 5 mV/cm. La base de temps démarre à 1 μ s/cm, mais une loupe électronique permet d'accroître la vitesse jusqu'à 200 ns/cm. Une position spéciale est prévue pour la synchronisation TV images.

Chez le même fabricant, nous avons remarqué aussi le type OS 250 A, double faisceau 15 MHz, avec une sensibilité de 2 mV/cm. Le tube est agréablement lumineux, grâce à une THT de 3,6 kV. Cet appareil existe aussi en version spéciale pour télévision, sous la référence OS 250 ATV.

Un nouveau venu fait son apparition chez CENTRAD, le 774 D. C'est un modèle portable, proposé à moins de 3 000 F pour une bande passante de 15 MHz, avec une sensibilité de 5 mV/division. Une version simple trace de cet appareil est proposée sous la référence 774 S.



Photo E. - PHILIPS. Une gamme d'appareils à faire rêver (hélas) bien des amateurs.

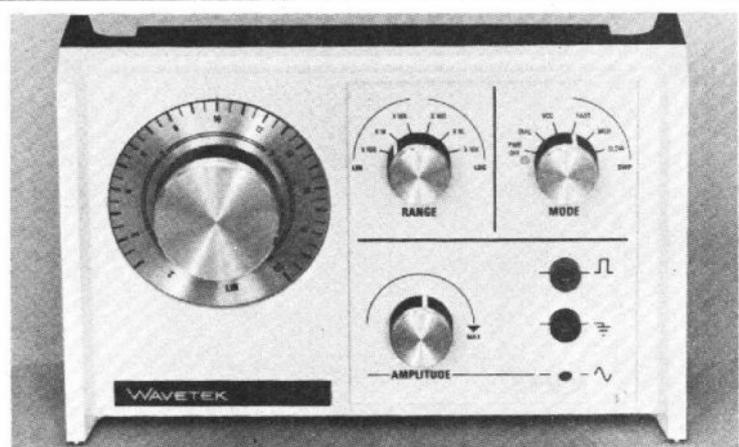


Photo F. - Un appareil séduisant par son faible prix qui n'exclut pas des possibilités techniques intéressantes : le générateur de fonctions WAVETEK 30.

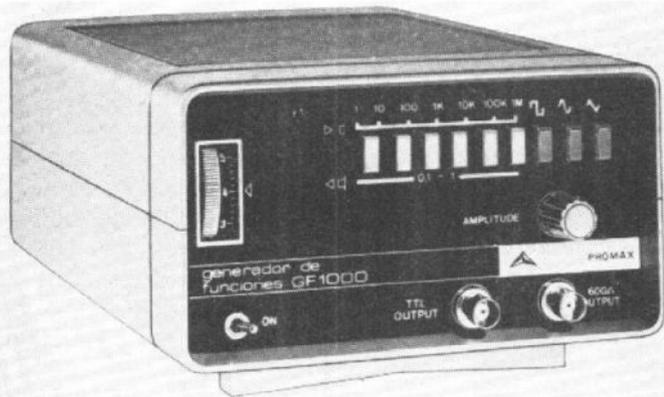


Photo G. - Le générateur GF 100 de PROMAX.



Photo H. - Le générateur GBF 2.01 de CHAUVIN ARNOUX, est équipé d'un dispositif de décalage de la tension de sortie.



Photo I. - Très compacts, les multimètres ITT de la série MX 780 sont livrés avec leurs shunts, et leur chargeur.



Photo J. - Le multimètre 461 de SIMPSON, distribué par ELEXO.

Nos lecteurs connaissent le modèle LBO 506 A, de LEADER, qui a fait l'objet d'un récent banc d'essai dans nos colonnes. La bande passante est de deux fois 15 MHz, avec une sensibilité de 10 mV/cm, et la base de temps, munie de synchronisations TV lignes et images, descend à 500 ns/cm. Là encore, le prix est très voisin de 3 000 F.

Toujours dans la même classe d'appareils, ITT propose le D12, 2 x 15 MHz. La sensibilité, de 10 mV/cm sur chaque voie, peut être portée à 1 mV/cm en utilisant les deux canaux en cascade, avec toutefois une réduction à 5 MHz de la bande passante. La vitesse de balayage monte jusqu'à 100 ns/cm, et l'appareil peut être utilisé en XY.

Puisque nous sommes chez ITT, signalons un intéressant miniscopie, dont les dimensions sont voisines de celles d'un livre de poche. Sur un écran de 3 cm de diamètre (surface utile 3 cm x 2 cm), il laisse passer les signaux du continu à 10 MHz. La base de temps monte à 1 μ s/division, et l'alimentation s'effectue sur batteries.

Chez VOC, le VOC 5 est un nouveau venu : 2 x 15 MHz, sensibilité de 10 mV/cm, avec une entrée différentielle et la possibilité d'utilisation en X-Y.

Enfin, bien qu'on sorte des possibilités de la majorité des amateurs, il nous paraît intéressant de signaler les productions PHILIPS. Si le prix est confortable (près de 6 000 F pour le PM 3226 de 2 x 15 MHz), il est justifié par la qualité professionnelle de la fabrication : tubes cathodiques à post-accélération, structures mécaniques en alliage de magnésium, etc.

B - LES GENERATEURS

Nous nous limiterons au domaine de la basse fréquence, au sens le plus large

du terme puisque certains générateurs atteignent plusieurs mégahertz. Ces appareils se classent en deux catégories : les générateurs classiques, utilisant un oscillateur à pont de Wien, délivrent en général des sinusoïdes et des créneaux. Les générateurs de fonctions offrent des possibilités plus vastes, proposant, en plus, au moins des signaux triangulaires.

I - Les générateurs classiques.

Pour une fourchette de prix oscillant de 800 à 850 F, 2 fabricants proposent des appareils simples, délivrant des sinusoïdes et des créneaux dans une gamme de fréquences allant de 20 Hz à 200 kHz. Le MINOVOC 3 donne une tension efficace de 10 V en sinusoïdes, et des créneaux de 10 V crête à crête. Chez CENTRAD, ces mêmes tensions sont limitées à 20 V sur le modèle 465, qui dispose par ailleurs d'une sortie normalisée TTL.

Dans une gamme de 1 000 à 1 500 F, VOC propose le MINIVOC 4, allant de 5 Hz à 500 kHz. Chez CENTRAD, le type 264 sort des sinusoïdes et des créneaux entre 10 Hz et 1 MHz, avec l'avantage d'une sortie à basse impédance (50 Ω). CENTRAD fabrique aussi le type 466, ayant les mêmes gammes de fréquences, mais disposant en plus de la possibilité de hacher les sinusoïdes. On recueille alors des trains d'ondes (par paquets de 10), utiles pour l'étude en régime transitoire des amplificateurs ou des filtres.

ELC enfin, fabrique le BF 753, 10 Hz à 1 MHz, élaborant des sinusoïdes et des créneaux de 5 V crête à crête au maximum. L'entraînement des cadrans de lecture est démultiplié, et la sortie s'effectue sur prise BNC. Un cordon blindé est d'ailleurs livré avec l'appareil, ainsi qu'une fiche permettant de l'alimenter sur une source externe de 12 V continu.

LES CHEMINS DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES PASSENT PAR RADIO VOLTAIRE

STOCK PERMANENT

- Texas Instruments
- RTC COGECO
- International Rectifier
- General Instrument Europe
- A. Jahnichen & Cie
- Semikron, etc...

RADIO VOLTAIRE

Division Electronique Industrielle
150/155, av. Ledru-Rollin 75011 Paris
Tél. (1) 357.50.11 - Télex 680952 F

II - Les générateurs de fonctions

WAVETEK, dont la gamme d'appareils s'étend jusqu'au domaine du professionnel exigeant, attire l'attention par le modèle 20. Il s'agit d'un petit générateur alimenté sur pile, et délivrant trois formes de signaux : sinusoides, créneaux, triangles, de 2 Hz à 200 kHz. Outre son prix modeste, cet appareil offre l'intérêt d'une vobulation possible sur chaque gamme dans un rapport 1 000 (par exemple de 20 Hz à 20 kHz), avec une variation linéaire ou logarithmique de la fréquence.

PROMAX fabrique, lui aussi, un générateur de fonctions délivrant trois formes de signaux (sinusoides, créneaux et triangles), auxquelles s'ajoute une sortie TTL. Il s'agit du GF 1000, dont les fréquences se répartissent de 0,1 Hz à 1 MHz. L'amplitude de sortie, atteignant 20 V crête à crête en circuit ouvert, descend à 10 V sur 600 Ω .

Les établissements CHAUVIN ARNOUX se consacrent particulièrement au matériel d'enseignement. Dans cette optique, ils proposent le générateur GBF.2.01. Là encore, trois formes de signaux sont disponibles, et les fréquences peuvent aller de 0,1 Hz à 2 MHz. Notons que cet appareil est doté de la possibilité intéressante d'un décalage, de ± 5 V, de la tension de sortie. Ce dispositif, réglable par un potentiomètre, est mis en service par un commutateur à touche. La sortie est adoptée pour une charge de 50 Ω , et (on retrouve ici un souci propre aux enseignants) protégée contre toute fausse manœuvre, y compris le branchement du secteur !

C - LES MULTIMETRES NUMERIQUES

Le classique contrôleur universel a, depuis longtemps, acquis droit de cité sur la table de travail du plus démuné des

techniciens. Grâce au développement rapide des circuits intégrés digitaux, il devra sans doute, bientôt, céder la place aux multimètres numériques. Dotés d'une précision largement supérieure, ces derniers connaissent, dans leurs versions simples, une baisse de prix qui les rend fort attirants.

Dans sa série MX780, ITT propose trois modèles, dont les prix s'échelonnent de 800 à 1 600 F environ. Il s'agit du MX 780 (1 000 points), du MX 781 (2 000 points) et du MX 782 (10 000 points). Hautement miniaturisés (ils tiennent dans le creux de la main), livrés avec leur batterie et leur chargeur, ainsi qu'un jeu de shunts, ces appareils mesurent les tensions continues et alternatives, les intensités, et les résistances. En voltmètre, l'impédance d'entrée est de 10 M Ω sur toutes les gammes.

ELEXO distribue le matériel SIMPSON, comprenant notamment le multimètre 461 : mesure des tensions et des intensités continues et alternatives, ainsi que des résistances. L'appareil est un 2 000 points.

Un autre 2 000 points chez GOULD ADVANCE, le modèle ALPHA III. L'impédance d'entrée atteint 10 M Ω en continu comme en alternatif, et cet appareil mesure lui aussi les tensions et les intensités continues et alternatives, ainsi que les résistances, avec une précision ne descendant jamais au dessous de 1 %, et atteignant 0,05 % à pleine échelle.

Notons enfin, bien que l'appareil ne rentre pas dans cette rubrique, le fréquence-mètre FM 7 de ITT. De même présentation et dimensions que les multimètres de la série MX 780, il fonctionne jusqu'à 60 MHz, et affiche les fréquences sur 7 diodes électroluminescentes. L'alimentation s'effectue sur batteries Cd-Ni livrées, ainsi que le chargeur, avec l'appareil. En option, le diviseur SC 5 permet de monter jusqu'à plus de 500MHz.

R. RATEAU

Réalisation d'un ensemble modulaire pour tests digitaux, ou...



LA LOGIQUE MISE EN BOÎTE

DANS l'article précédent, nous avons passé en revue les avantages qu'une structure modulaire de circuits logiques pouvait offrir à l'expérimentateur.

Nous avons également décrit le module central qui comportait l'alimentation stabilisée, la base de temps et des circuits de génération de fronts de montée ou d'impulsions brèves.

Il est maintenant possible de s'attaquer à la réalisation des modules « satellites » dont le nombre peut être aussi important que l'on veut mais

que nous limiterons à une vingtaine de types, ce qui représente déjà une belle panoplie de moyens dont l'amateur pourra disposer pour l'aider dans ses expérimentations logiques.

Tous les montages que nous présentons ont été eux-mêmes expérimentés dans la forme sous laquelle nous les décrivons, de sorte qu'il n'y a aucun risque à en entreprendre la réalisation, sous réserve que l'on suive scrupuleusement les conseils pratiques que nous indiquons. Bien entendu, les amateurs chevronnés, habitués à ce genre

de circuits, pourront s'inspirer de nos indications pour adapter ces montages à une structure qui leur convienne mieux.

Nous attirons l'attention du lecteur sur le fait que l'ordre dans lequel nous présentons ces réalisations devra, de préférence, être suivi par l'amateur intéressé, puisqu'il sera ainsi possible de tester un circuit après l'autre suivant un enchaînement qui ne peut être que... logique avec ce genre de circuits. C'est ainsi que nous avons décrit précédemment l'alimentation/base de temps qu'il est préférable de réaliser avant les modules satellites, et

que, parmi ces derniers, nous débuterons par la réalisation d'un générateur d'états associé à un groupe de témoins logiques. Nous continuerons par des circuits simples (portes ET, OU etc.) dont le contrôle pourra être effectué par le premier module, pour terminer par des circuits plus complexes.

Afin de guider les profanes, nous donnerons le maximum de détails techniques sur ces premiers montages puis nous abrègerons un peu la suite pour ne pas alourdir le texte.

En principe, tous ces modules ont été dépourillés au maxi-

mum pour rendre leur construction facile. Néanmoins nous rappelons les recommandations que nous avons faites dans le précédent article à savoir qu'une certaine dextérité, un grand soin et un minimum de connaissances théoriques et pratiques sont nécessaires pour mener à bien ces réalisations.

CARACTERISTIQUES TECHNOLOGIQUES COMMUNES A TOUS LES MODULES

Nous nous sommes efforcés de faire tenir chaque montage dans un volume aussi réduit que possible. Le choix du coffret TEK0 plastique, type P/1 (85 x 57 x 37 mm) donne satisfaction sur ce point. Il pourrait être remplacé par un coffret tout métal de dimensions voisines ou plus grandes.

La standardisation des connecteurs à fiche de 2 mm autorise également un gain de place facilitent les interconnexions. Malheureusement les embases et fiches à ce standard sont plus onéreuses que

celles de 4 mm car elles sont moins répandues.

Chaque fois que cela a été possible, nous avons utilisé un circuit imprimé à bandes de cuivre perforées du type Vero-board au standard de 2,5 ou 2,54 mm. Ce choix permet une réalisation de circuits propres sans utilisation de solution décapante. Cette disposition ne peut s'appliquer qu'aux circuits relativement simples, ce qui est le cas ici. En outre, le câblage des intégrés y est assez aisé. On veillera, cependant, aux points suivants :

- le fraisage des trous devra être net et sans bavures (contrôle visuel à la loupe),
- les straps entre trous seront très soigneusement repérés et contrôlés après câblage,
- les soudures seront réalisées avec un fer à panne très fine et à très faible puissance (30 ou 40 watts).

Tous les circuits intégrés seront montés sur support afin que l'on puisse, en cas de fausse manœuvre, changer le circuit endommagé par un neuf sans acrobatie de dés-soudage.

Une précaution qui peut s'avérer utile pour les maladroits ou les distraits consiste

à monter en série avec la ligne d'alimentation positive de chaque module, une diode silicium dans le sens conducteur : de la sorte, une inversion de tension de l'alimentation serait sans conséquences. Cependant, la tension logique 1 tombe à 4,3 V au lieu de 5 V, ce qui peut être un inconvénient, dans certains cas.

Les gravures de caractères ou signes sur les panneaux seront réalisées au moyen de décalcomanies (Decadry, Mecanorma, Letraset, etc.) sur une surface sèche et propre, après perçage. La fixation immédiate sera obtenue avec un aérosol en bombe à séchage rapide (Letraset 1100 ou équivalent). Si le transfert des décalcomanies se fait mal, on pulvérisera préalablement une couche de fixatif sur la surface métallique que l'on laissera sécher une heure à température ambiante.

La finition de la surface après gravure et fixation immédiate sera obtenue avec un vernis plus dur (glycérophthalique incolore par exemple) qui protégera définitivement la gravure.

Enfin, pour éliminer les couplages indésirables, il est nécessaire que les bornes d'alimentation de chaque module

soient découplées par un condensateur de faible impédance pour les signaux à fréquence élevée générés par les brusques transitions logiques 0-1 ou 1-0. Un condensateur de 100 nF pourra jouer ce rôle. Pour un découplage plus efficace, il est préconisé d'utiliser un condensateur tantale de 6,8 μ F (15 V).

Tous les montages que nous décrivons sont protégés contre les courts-circuits de sortie, à la condition de ne pas prolonger trop longtemps cette torture. De plus, il faut éviter de réunir l'entrée et la sortie d'une même fonction logique, de mettre en parallèle les sorties de plusieurs portes ; de réunir à une tension de +5 V une entrée de porte sans mettre en série une résistance de limitation de courant (1 k Ω), ni d'envoyer une tension négative ou alternative sur une entrée.

Tous les composants seront choisis d'une qualité irréprochable. Les résistances seront, sauf avis contraire, des 1/4 de watt à 5 %. Les condensateurs de découplage seront du type tantale ou plaquette.

Un détail qui sera apprécié à l'usage : le schéma électrique de chacun des modules, ainsi que, le cas échéant, sa table de

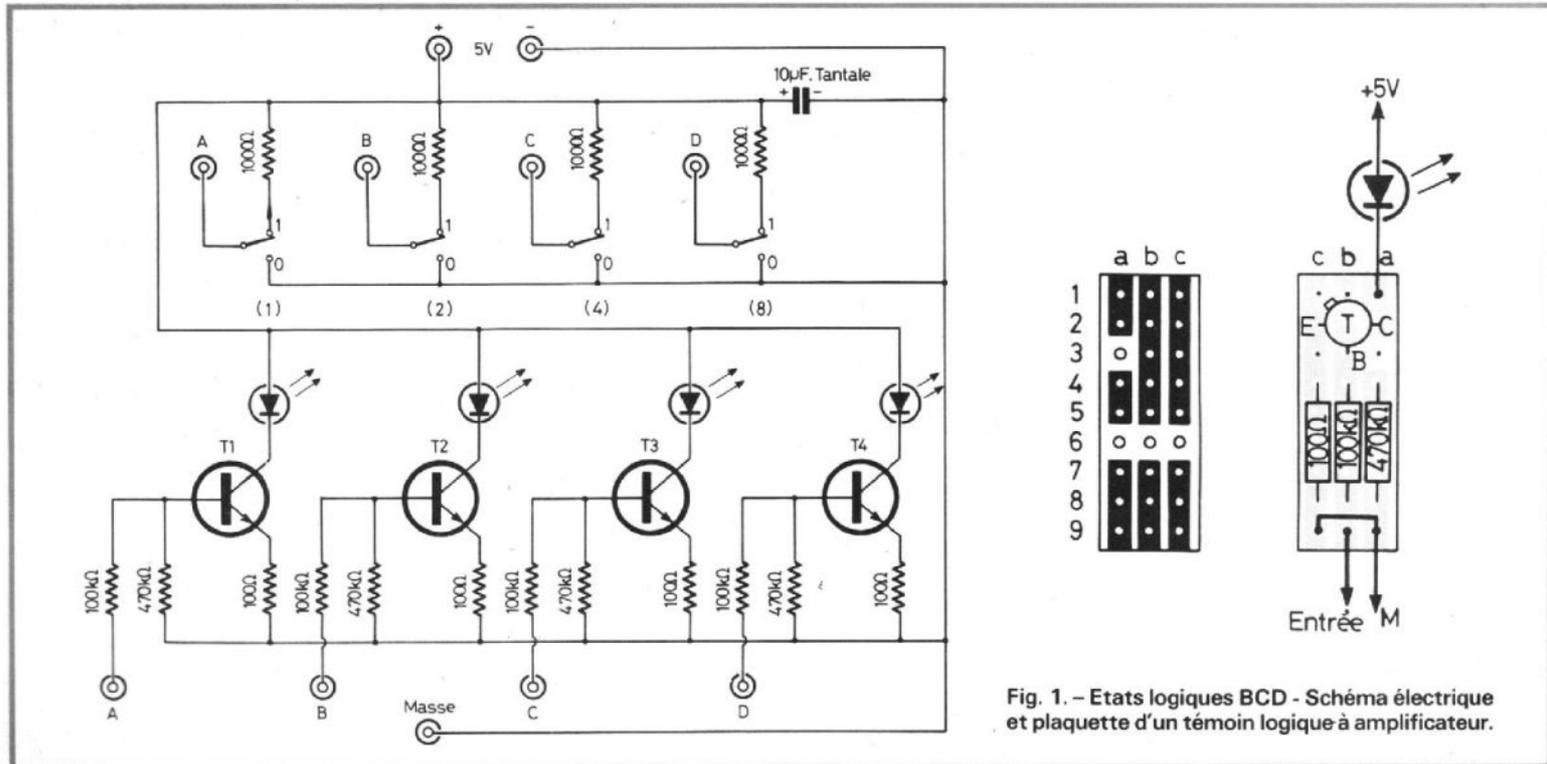


Fig. 1. - Etats logiques BCD - Schéma électrique et plaquette d'un témoin logique à amplificateur.

vérité, seront reproduits avec soin sur une étiquette auto-collante de 75 x 45 mm qui sera collée sur le fond du coffret.

Module 1 : Etats logiques BCD (*)

Ce premier module regroupe deux types de fonctions entièrement indépendantes :

- la génération d'états 0 ou 1 sur 4 bits,
- la visualisation de l'état d'un groupe de 4 bits.

(*) Le sigle BCD signifie Binary Voded Decimal (soit décimal codé en binaire).

On l'utilise pour représenter un nombre décimal quelconque par des groupes de 4 bits : l'un de ces groupes correspondant aux unités, l'autre aux dizaines etc. En fait, au moyen de 4 bits on peut représenter jusqu'à 16 combinaisons de 0 à 15, si l'on affecte à chaque bit un « poids » correspondant respectivement à 8, 4, 2 et 1. C'est ce que prétend réaliser notre petit module par sa génération de 4 états logiques.

Comme on peut le voir sur la partie supérieure du schéma

de la figure 1, ce générateur est extrêmement simple : il consiste à mettre chacune des sorties A, B, C ou D à l'état zéro en réunissant la sortie correspondante au commun ou à l'état 1 vers le + 5 V à travers une résistance de protection de 1 000 Ω . Il est donc fait appel à 4 simples inverseurs pour réaliser cette fonction.

Puisque l'on a ainsi créé 4 états logiques indépendants, il convient de réaliser le dispositif de contrôle qui permette de visualiser l'état logique de 4 fils sur un montage logique en essai. Cette opération doit se faire en prélevant le moins de courant possible pour ne pas perturber le circuit en investigation.

Une façon simple d'y parvenir est d'associer à chaque entrée A, B, C ou D une diode électroluminescente qui s'illuminera lorsque l'état qu'elle contrôle est 1 et restera éteinte pour l'état 0, ce qui évite la mobilisation de voltmètres, par exemple.

Ce dispositif, entièrement indépendant du précédent, comporte 4 amplificateurs de courant distincts qui présen-

tent une impédance d'entrée relativement élevée, ce qui permet de fonctionner avec un courant prélevé très faible.

Avec des NPN à grand gain (genre BC109C), on obtient un débit d'entrée inférieur à 50 μ A pour une tension d'entrée de + 5 V ce qui correspond à une impédance supérieure à 100 k Ω .

Le débit total sur l'alimentation varie entre 5 et 45 mA suivant que les diodes LED sont illuminées ou non.

Le fonctionnement de chaque amplificateur est très simple : si aucune tension n'est présente sur l'entrée, le transistor reste bloqué puisque sa tension base est maintenue à 0 par la résistance de 470 k Ω et aucun courant ne circule dans la diode. Si l'on augmente progressivement la tension d'entrée, un courant base s'établit à travers la résistance de 100 k Ω à partir d'une tension d'entrée de 0,8 V environ, la diode s'illumine alors et le transistor est ensuite très rapidement saturé : son courant ne varie plus guère même si la tension d'entrée augmente. Il reste protégé contre

les surtensions à l'entrée. La résistance de 100 Ω limite le courant collecteur et évite d'endommager la diode LED.

L'alimentation est découplée par un condensateur au tantale de 10 μ F afin que les manipulations sur un circuit ne se manifestent pas par des tensions indésirables sur un autre (couplage en mode commun).

La réalisation des circuits de contrôle est prévue sur un petit circuit Vero de 3 bandes de 9 trous. On veillera à ne pas oublier de souder un strap entre a₅ et b₅ avant de monter les résistances. Le fil d'entrée est constitué par l'extrémité de la résistance de 100 k Ω et celui du commun M correspond à celle de la résistance de 100 Ω qui repasse côté composants et réunit c₉ à a₉. On fera attention de ne pas court-circuiter l'entrée par ce fil.

La figure 2 montre les perçages et les marquages de la face avant ainsi que les détails de réalisation du câblage. Les plaquettes Vero sont maintenues perpendiculairement au panneau du coffret par leurs fils d'interconnexion rigides.

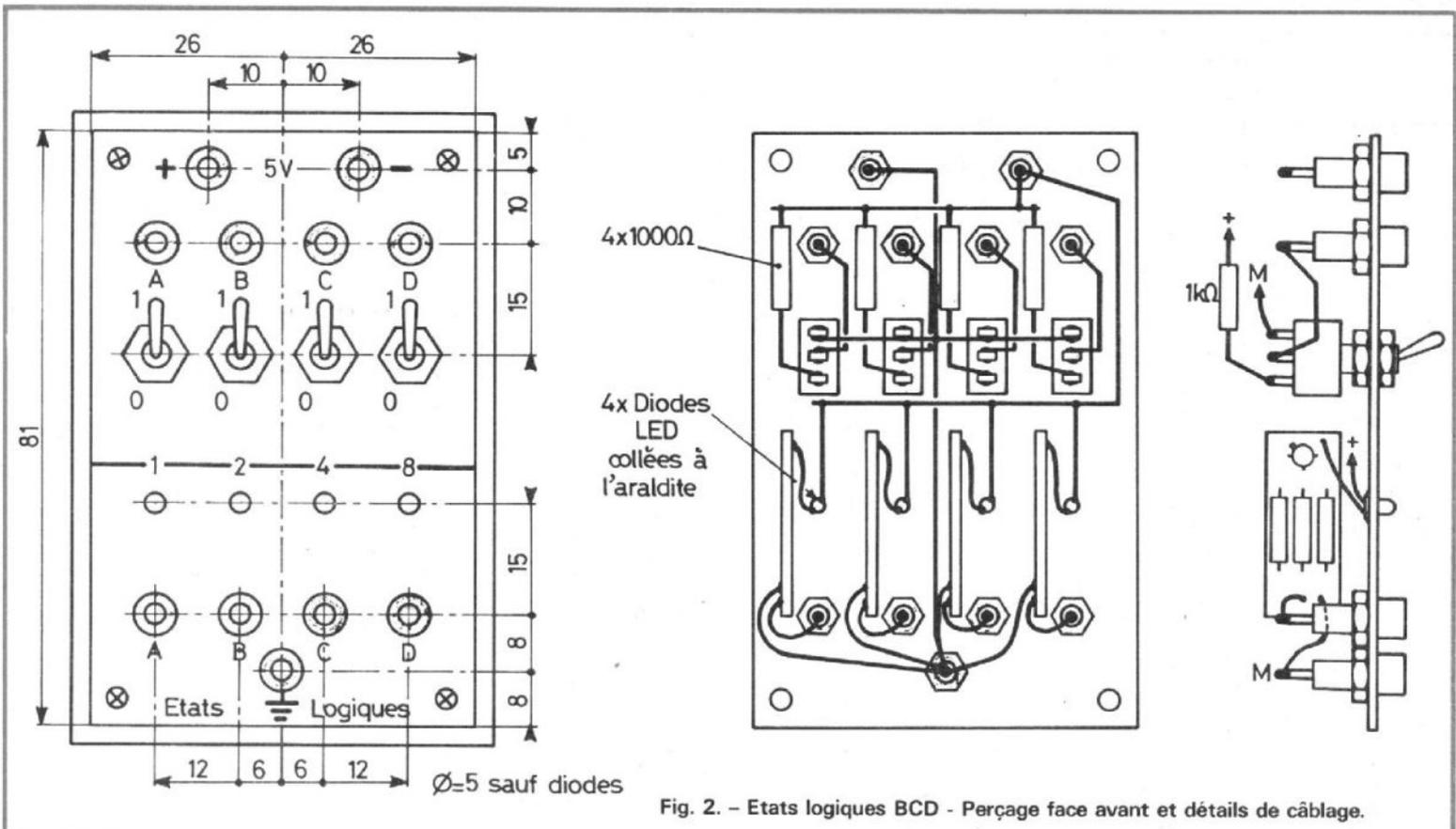


Fig. 2. - Etats logiques BCD - Perçage face avant et détails de câblage.

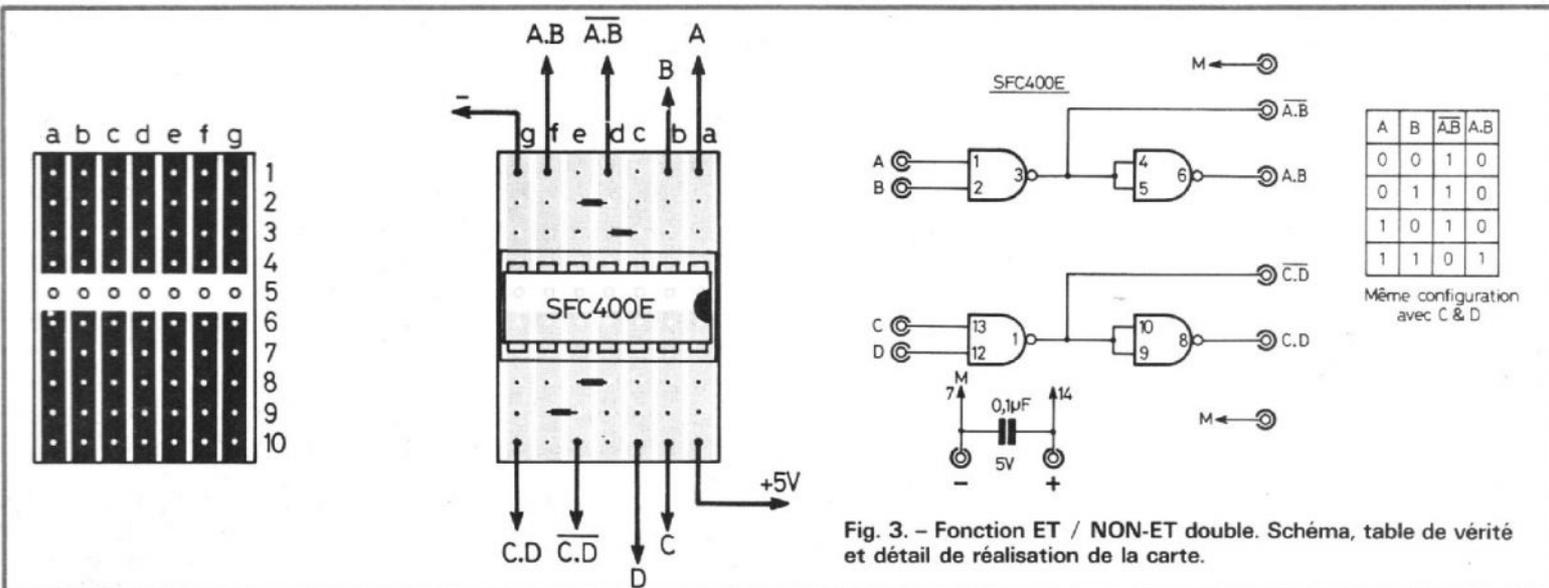


Fig. 3. - Fonction ET / NON-ET double. Schéma, table de vérité et détail de réalisation de la carte.

Les diodes LED (\varnothing 2,5 mm) sont enfoncées à force dans des trous calibrés et scellées, côté câblage, par une goutte d'araldite (voir figure).

Il est très facile de contrôler le fonctionnement :

- connecter le module à l'alimentation + 5 V,
- mettre tous les inverseurs sur la position 0,
- réunir les sorties et les entrées A, B, C et D respectivement,
- mettre l'inverseur A sur 1 : la diode A doit s'illuminer. Effectuer les mêmes opérations successivement sur B, C puis D.

Avec un seul module N° 1, on peut faire pas mal de contrôles sur des circuits logiques TTL courants. On notera que la manœuvre des inverseurs ne doit pas être utilisée avec des circuits impulsionsnels (bascules) car elle n'est pas réputée sans rebond : il existe pour cela un circuit particulier dans le module central.

Si l'on est ambitieux, avec 2 modules 1 (ou un module double dans un plus grand coffret) il sera possible de générer 8 états et, donc, de contrôler 8 bits en parallèle ce qui donne 256 combinaisons en binaire pur (2^8) ou 100 combinaisons en BCD (4 bits pour les unités et 4 bits pour les dizaines).

Module 2 : Double ET/NON-ET.

Avec ce deuxième module nous entrons plus avant dans

la logique puisque nous proposons de réaliser une double fonction ET ou son complément ET-NON (AND et NAND en anglais), ce qui correspond pour les initiés de l'algèbre de Boole, à un produit logique. Nous renvoyons les profanes à un bon cours de logique élémentaire qui les éclairera sur ce montage de base.

La figure 3 représente le schéma de ce montage et la table de vérité correspondante.

On utilise le circuit intégré le plus répandu : le quadruple circuit NAND SFC400E (ou SN7400), bien connu des logiciens, à partir duquel on peut réaliser une foule de combinaisons.

Chaque fonction fait appel à 2 portes : l'une en circuit NAND et l'autre en inverseur. Avec un seul circuit intégré on peut donc réaliser deux fois la fonction indiquée.

Le montage sur un petit circuit Vero de 7 bandes de

10 trous ne présente pas de difficultés. Tous les trous 5 seront fraisés et des straps seront posés en d_2-e_2 , c_3-d_3 , d_8-e_8 , e_9-f_9 .

Les sorties sont réalisées au moyen de fil rigide 8/10^e dont une extrémité sera repliée à 90° sur 2 mm avant sa soudure sur le circuit.

Le circuit intégré est monté sur un support. Il ne sera mis en place qu'après terminaison des opérations de câblage.

La figure 4 présente la dis-

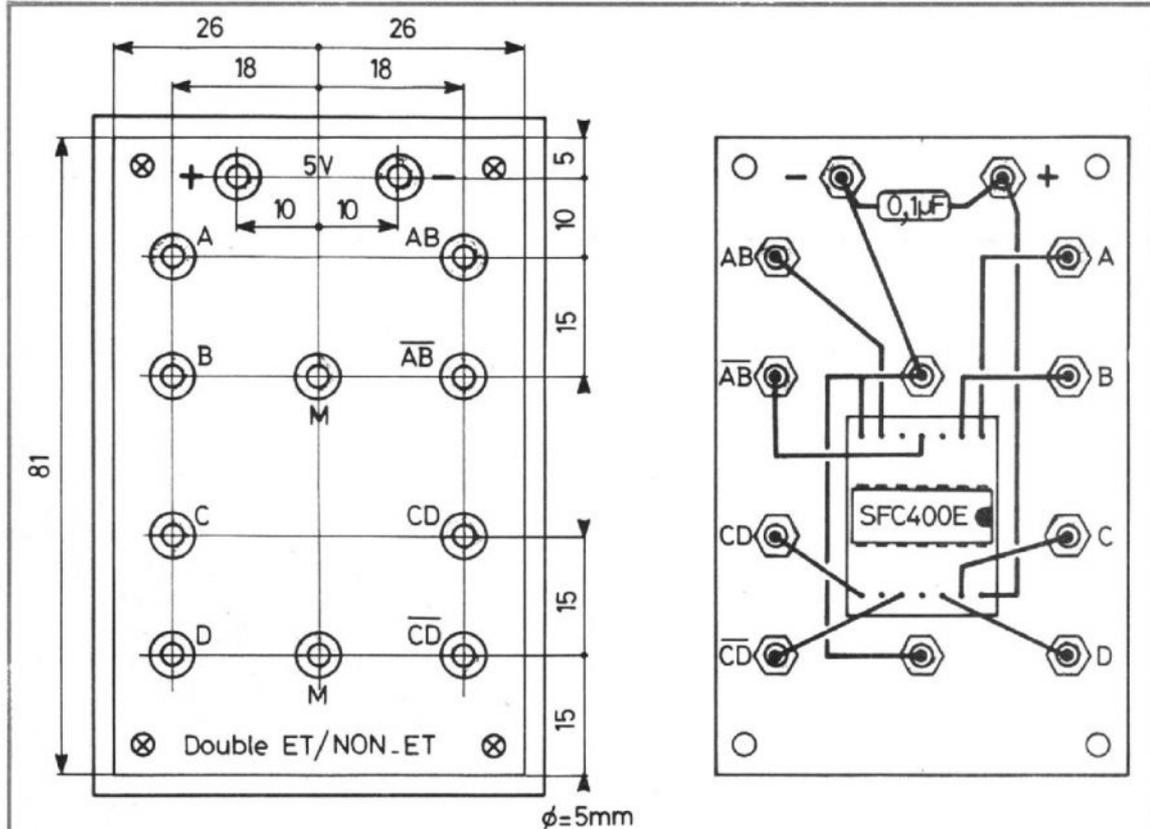
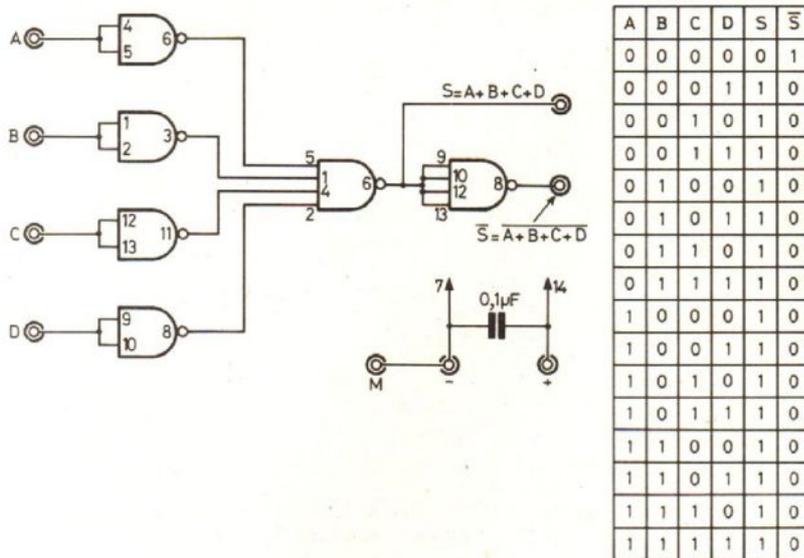


Fig. 4. - Fonction ET / NON-ET. Présentation et détails de réalisation du câblage.



A	B	C	D	S	\bar{S}
0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	1	0
0	0	1	0	1	0
0	0	1	1	1	0
0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	1	0
0	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0
1	0	0	1	1	0
1	0	1	0	1	0
1	0	1	1	1	0
1	1	0	0	1	0
1	1	0	1	1	0
1	1	1	0	1	0
1	1	1	1	1	0

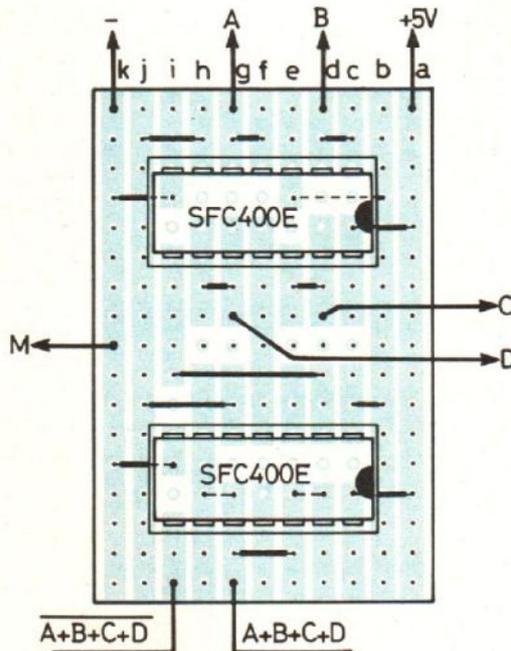
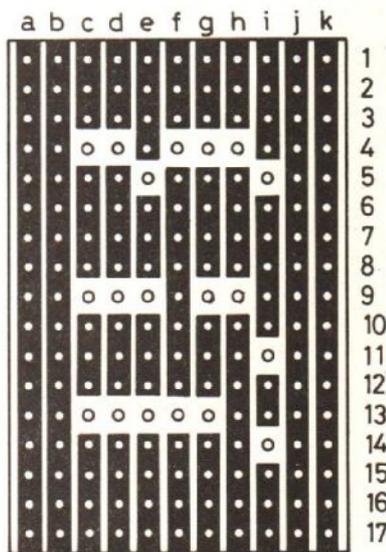


Fig. 5. - Circuit OU / NON-OU. Schéma table de vérité et carte imprimée.

position générale du câblage. Pour éviter un court-circuit des connexions, un isolant de mêmes dimensions (approximativement) que le circuit imprimé sera collé sur le panneau. Une solution heureuse sera constituée par un morceau de ruban adhésif garni de mousse. Le circuit Vero est maintenu en place par ses connexions d'entrée et de sortie.

Le test du circuit est réalisé au moyen du module 1 dont on branchera les sorties A, B, C et D respectivement aux mêmes entrées du module 2. Les sorties A.B. et C.D. seront réunies aux témoins

logiques A et B du module 1. Après mise en route de l'alimentation on devra observer que le témoin A s'allume si A et B sont à 1 et qu'il s'éteint pour toute autre combinaison. Le témoin B devra réagir de la même façon avec les entrées C et D.

Avec ce petit montage, il sera possible de réaliser des mises en forme diverses de signaux, des basculements sans rebond, des monostables, des circuits de sélection etc.

Module 3 : circuit OU/NON-OU à 4 entrées.

De même, nous proposons un autre circuit de base effec-

tuant la somme logique (ou son complément) de 4 paramètres A, B, C et D (voir figure 15).

Il s'agit donc d'un circuit OU/NON-OU (OR et NOR en anglais) dont la sortie $A + B + C + D$ est nulle si toutes les entrées sont nulles et égale à 1 si une ou au moins de ces entrées n'est pas nulle.

On obtient le résultat inverse avec la sortie $A + B + C + D$ qui est égale à 1 si toutes les entrées sont nulles et égale à 0 dans tout autre cas.

On utilise ici 2 circuits intégrés : un SFC400E (ou SN7400) quadruple NAND déjà cité et un SFC420E (ou

SN7420) double NAND à 4 entrées.

Afin d'obtenir une somme logique, chacune des 4 entrées A, B, C et D est inversée avant d'attaquer le NAND à 4 entrées. La seconde partie du SFC420E est utilisée en inverseur qui donnera le complément de la somme.

La réalisation pratique fait appel à un circuit Vero de 11 bandes de 17 trous dont les caractéristiques de fraisage et de câblage sont présentées sur la figure 5. Les 2 circuits intégrés sont montés sur des supports. On prendra garde à ne pas oublier les straps qui sont totalement ou partiellement recouverts par ces supports.

La présentation du câblage dans le coffret utilise le même principe que celui qui a été indiqué pour le module 2 : la figure 6 indique tous les détails à ce sujet.

Le contrôle du bon fonctionnement par le module 1 est simple : il consistera à vérifier que la sortie $A + B + C + D$ est égale à 1 lorsque toutes les entrées sont à 0 et qu'une seule des entrées portée à 1 amène la sortie à 0.

Module 4 : Double ou EXCLUSIF.

On ne serait pas complet dans l'énumération des circuits de base si l'on ne citait le circuit OU EXCLUSIF (en anglais EXCLUSIVE OR) qui a la propriété de donner une sortie nulle lorsque ses entrées sont de même niveau logique (0 ou 1) et une sortie égale à 1 dans le cas contraire.

On note $A \oplus B$.

Il existe, évidemment des portes ou EXCLUSIF intégrées. Nous avons préféré en réaliser, à moindre coût, au moyen de quadruples portes NAND SFC400E, comme l'indique la figure 7.

Le circuit Vero de 11 bandes de 8 trous est à reproduire 2 fois pour réaliser un double circuit.

L'installation de ces circuits sur le panneau du coffret est présentée sur la figure 8 qui n'attire pas de commentaires

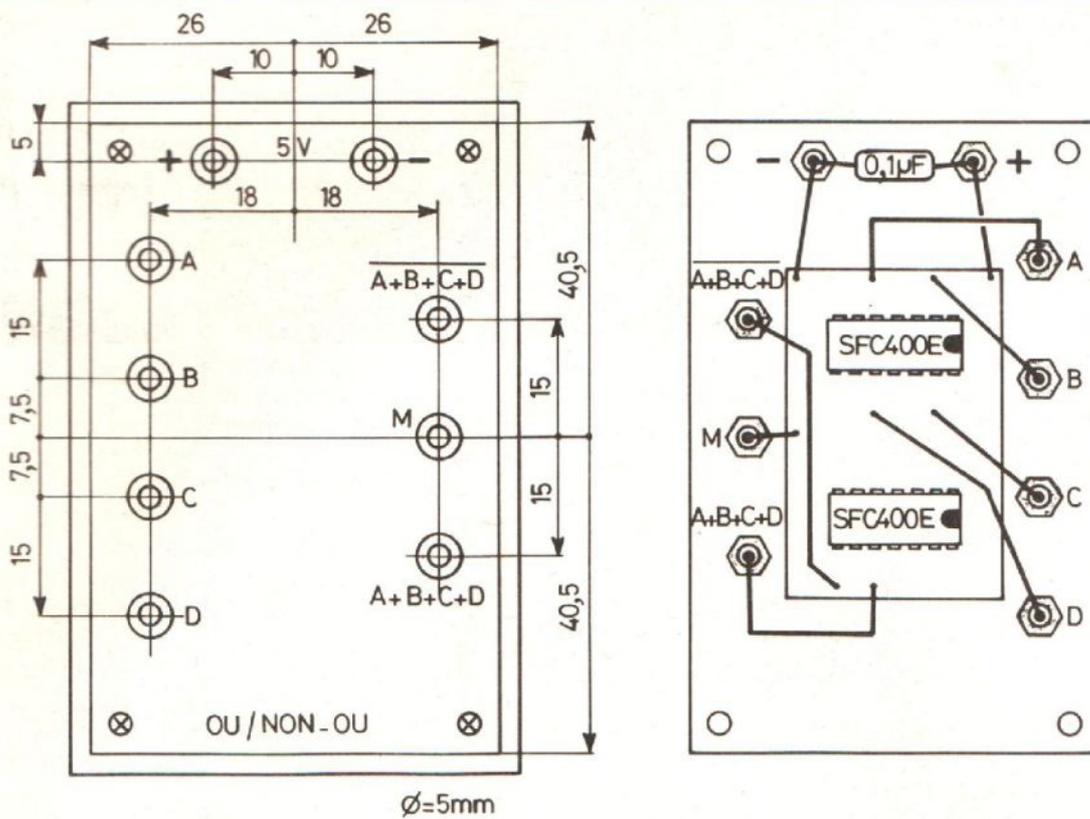


Fig. 6. - Fonction OU / NON-OU. Présentation générale et plan de câblage.

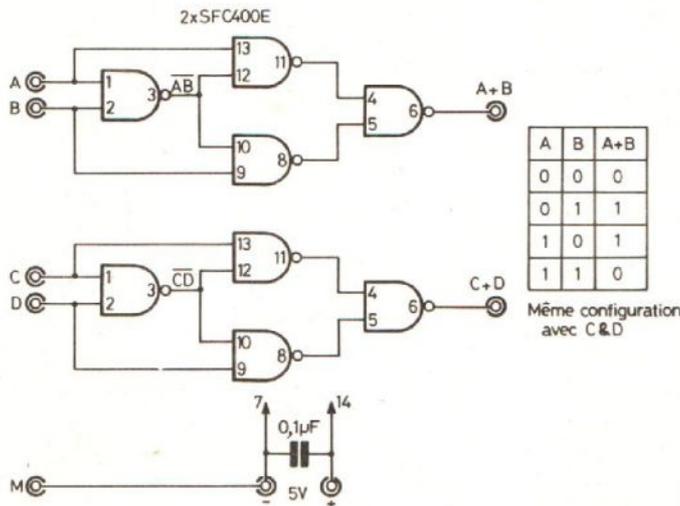


Fig. 7. - Double OU EXCLUSIF. Schéma, table de vérité et carte imprimée.

particuliers (voir les modules précédents). Là aussi, on se servira du module 1 pour tester la fonction en vérifiant sa table de vérité.

(à suivre)
J.C.

LISTE DES COMPOSANTS

Module 1

- 1 Coffret TEKO plastique P/1.
- 8 embases blanches pour fiche de 2.
- 2 Embases noires pour fiche de 2.
- 2 Embase rouge pour fiche de 2.
- 4 Simples inverseurs subminiature.
- 4 Diodes LED rouges \varnothing 2,5 mm.
- 4 Transistors NPN grand gain type BC109C ou équivalent.
- 4 Résistances de 1 000 Ω 1/4W.
- 4 Résistances de 100 Ω 1/4 W.
- 4 Résistances de 100 k Ω 1/4 W.
- 4 Résistances de 470 k Ω 1/4 W.
- 4 Circuits Vero pas de 2,54 mm (3 bandes de 9 trous).
- 1 Condensateur 10 μ F (15 V) tantale.

Module 2

- 1 Coffret TEKO plastique P/1.
- 8 embases blanches pour fiche de 2.
- 3 embases noires pour fiche de 2.
- 1 embase rouge pour fiche de 2.
- 1 circuit intégré SFC400 E ou équivalent.
- 1 support DIL 14 broches.
- 1 circuit VERO, pas de 2,54 mm (7 bandes de 10 trous).
- 1 condensateur de 100 nF plaque.

Module 3

- 1 coffret TEKO plastique P/1.
- 6 embases blanches pour fiche de 2.
- 2 embases noires pour fiche de 2.

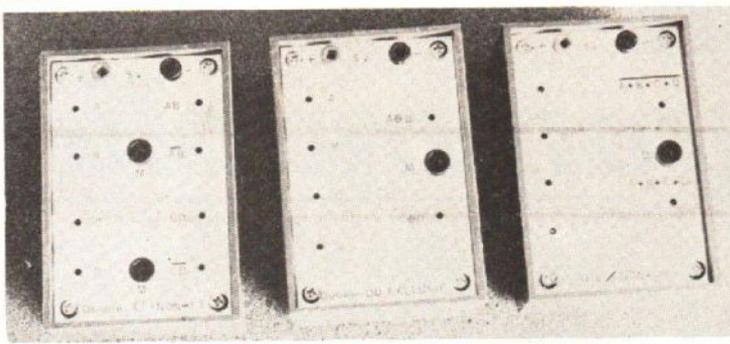


Photo 1. - Modules 2, 3, 4.

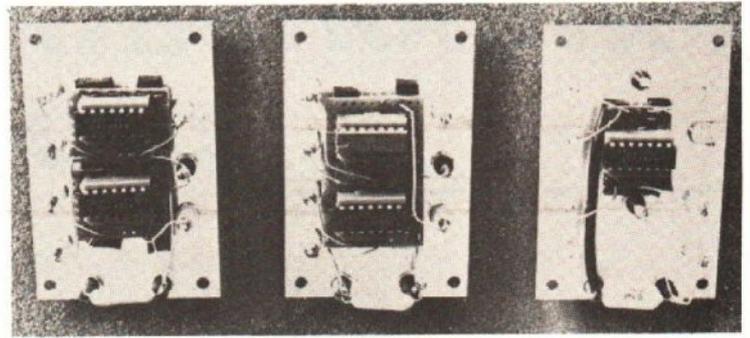


Photo 2. - Aspect du câblage des modules 2, 3, 4.

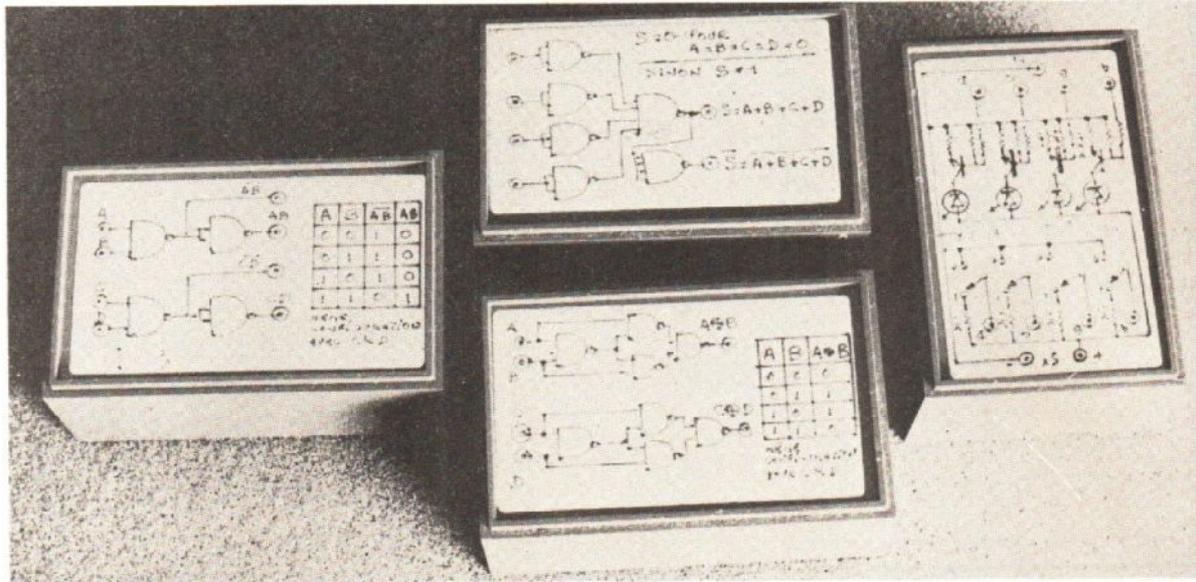


Photo 3. - Arrière des coffrets où sont autocollés les schémas électriques.

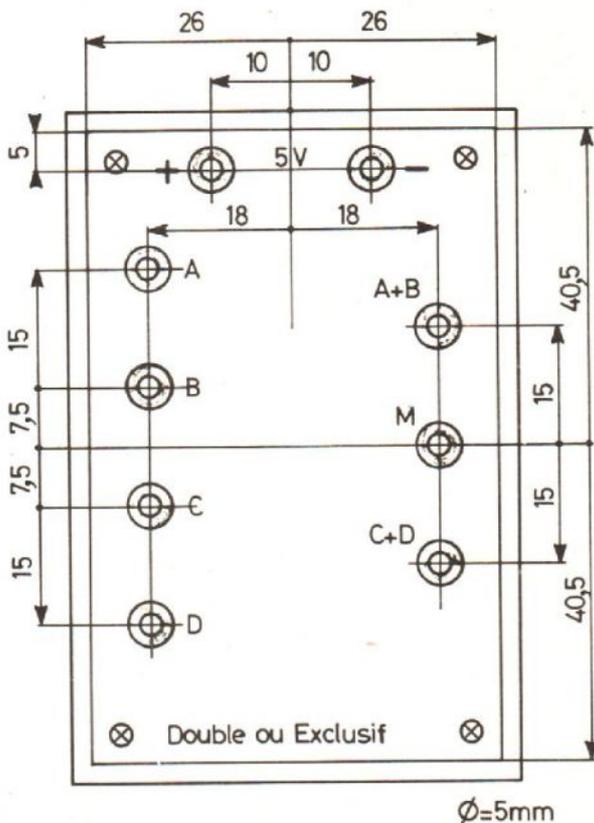
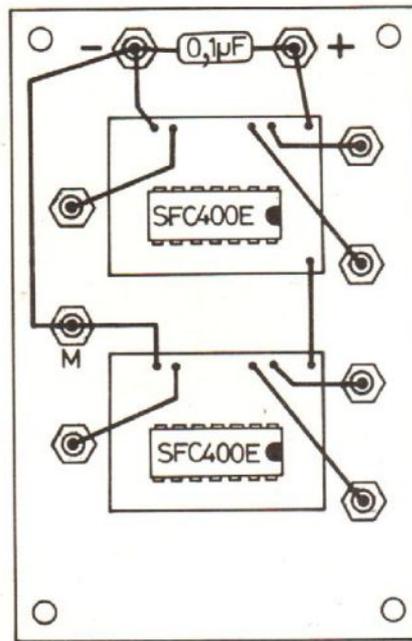


Fig. 8. - Double OU EXCLUSIF. Présentation et plan de câblage.



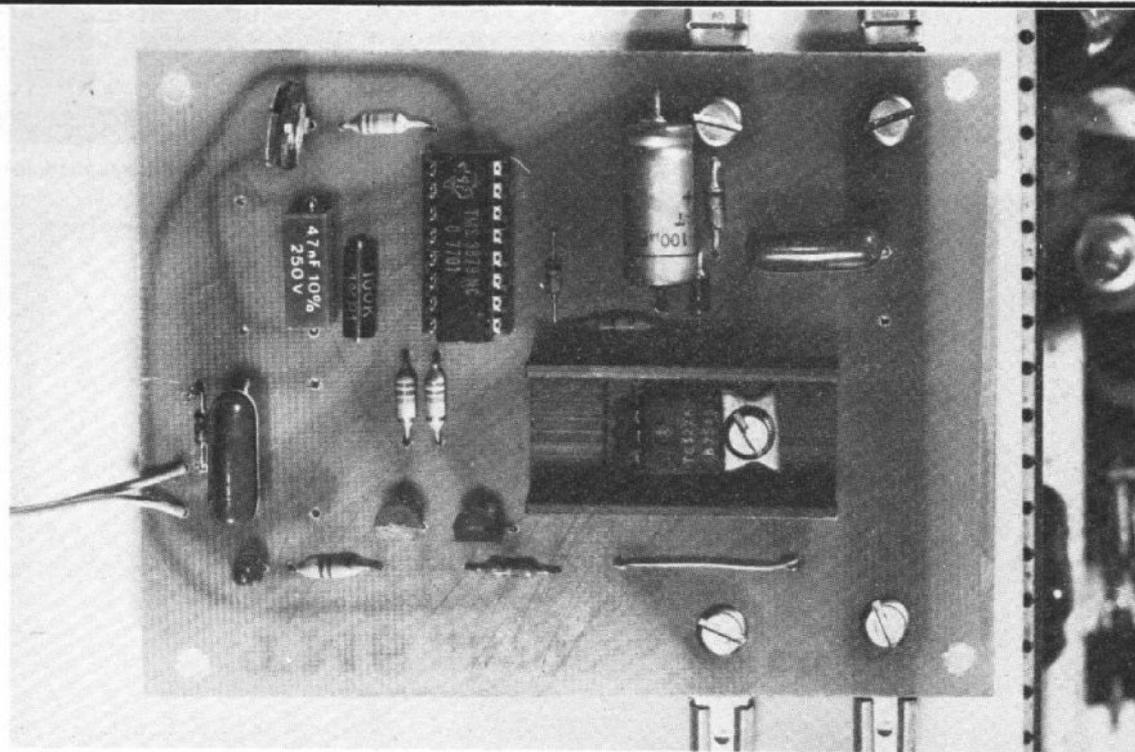
- 1 embase rouge pour fiche de 2.
- 1 circuit intégré SFC 400 E ou équivalent.
- 1 circuit intégré SFC420E ou équivalent.
- 2 supports DIL 14 broches.

- 1 Circuit Vero, pas de 2,54 mm (11 bandes de 17 trous).
- 1 Condensateur de 100 nF plaquette.

Module 4

- 1 Coffret TEKO plastique P/1.
- 6 Embases blanches pour fiche de 2.
- 2 Embases noires pour fiche de 1.
- 1 embase rouge pour fiche de 2.
- 2 circuits intégrés SFC400E ou équivalent.
- 2 Supports DIL 14 broches.
- 2 Circuits VERO, pas de 2,54 mm (11 bandes de 8 trous).
- 1 Condensateur de 100 nF plaquette.

Temporisation programmable



par circuits intégrés C.MOS TMS 3879 NC

La temporisation est une fonction qui peut être réalisée simplement par l'utilisation de circuits intégrés. Les circuits temporisateurs monostables sont aujourd'hui de deux types : à cycle unique, et à comptage. Le circuit TMS 3879 NC utilise un système de comptage. Les avantages d'une telle conception par rapport aux systèmes à cycle unique résident dans la réalisation économique de temporisations de longue durée, l'immunité au bruit, la facilité de programmation, et une plus grande précision. A la commande de départ, une logique de contrôle met en route un oscillateur ; le signal fourni attaque un compteur, tandis que la sortie change d'état.

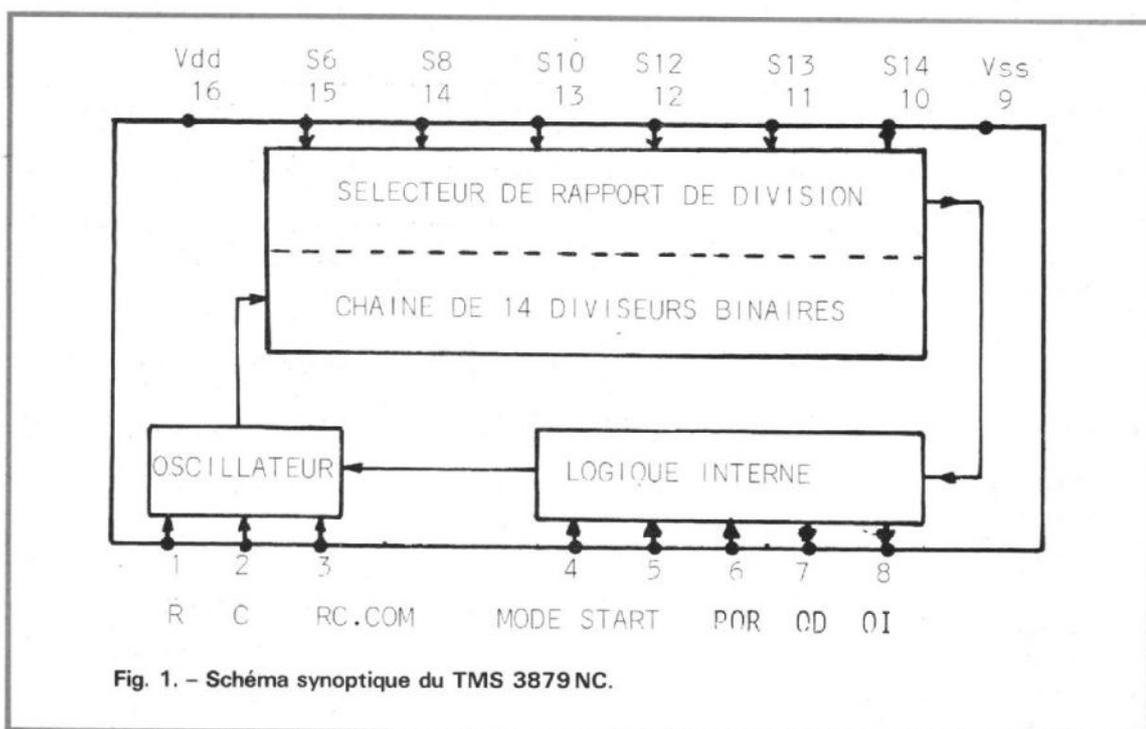


Fig. 1. - Schéma synoptique du TMS 3879 NC.

Lorsque ce compteur atteint une valeur programmée, la sortie est ramenée à l'état de repos, l'oscillateur s'arrête et le compteur est remis à zéro.

I - DESCRIPTION

Le circuit intégré TMS 3879 est un circuit à seize broches, réalisé en technologie C-MOS. La tension d'alimentation V_{dd} peut être comprise entre 4,75 et 8 V. Sa consommation au repos est d'un microampère environ, alors qu'en fonctionnement, elle dépend de la charge et de la décharge du condensateur d'horloge. Par exemple, si la résistance du circuit R.C. de l'oscillateur a une valeur de 80 k Ω la consommation est de l'ordre de 200 μ A. La figure 1 montre le schéma synoptique interne de ce circuit.

Il comprend :

- Une partie « logique interne » pourvue de trois broches de commande :
MODE : Choix du mode de fonctionnement.
START : Démarrage du comptage.
POR : Remise à zéro du compteur,
 et deux broches de sorties OI et OD.
- Un oscillateur programmable extérieurement par les broches R, C et RC COM.
- Une chaîne de quatorze diviseurs suivie d'un circuit de sélection du rapport de division muni de six broches à programmer, suivant le rapport désiré.

II - FONCTIONNEMENT

1) GÉNÉRALITÉS :

Il existe deux modes de fonctionnement suivant la commande à réaliser. Les figures 2 et 3 montrent l'allure

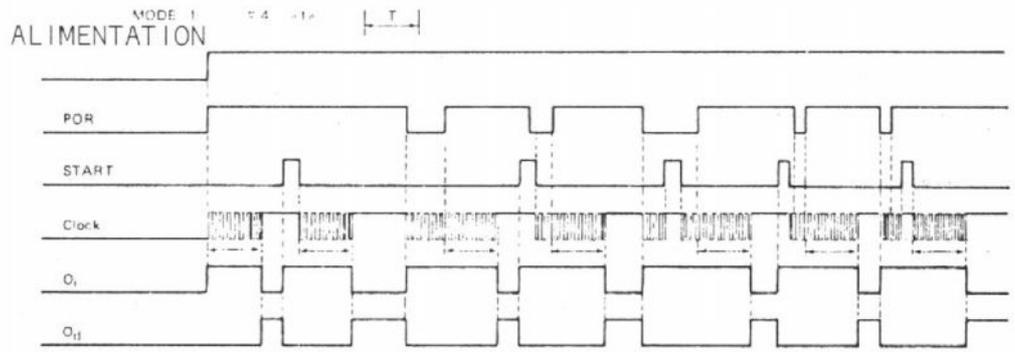


Fig. 2. - Allure des signaux en mode 1.

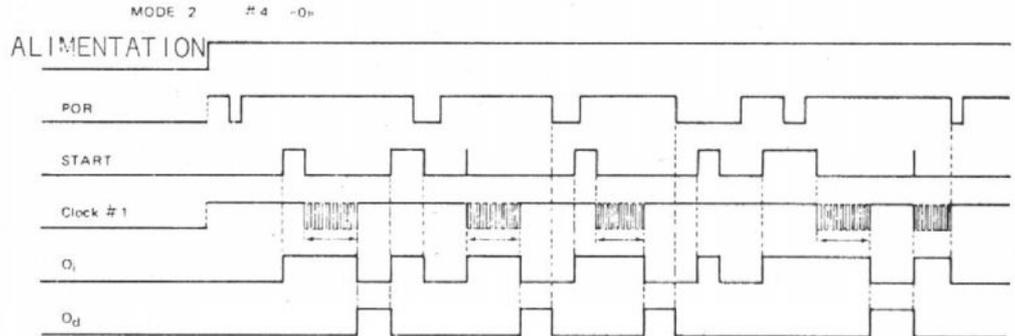


Fig. 3. - Allure des signaux en mode 2.

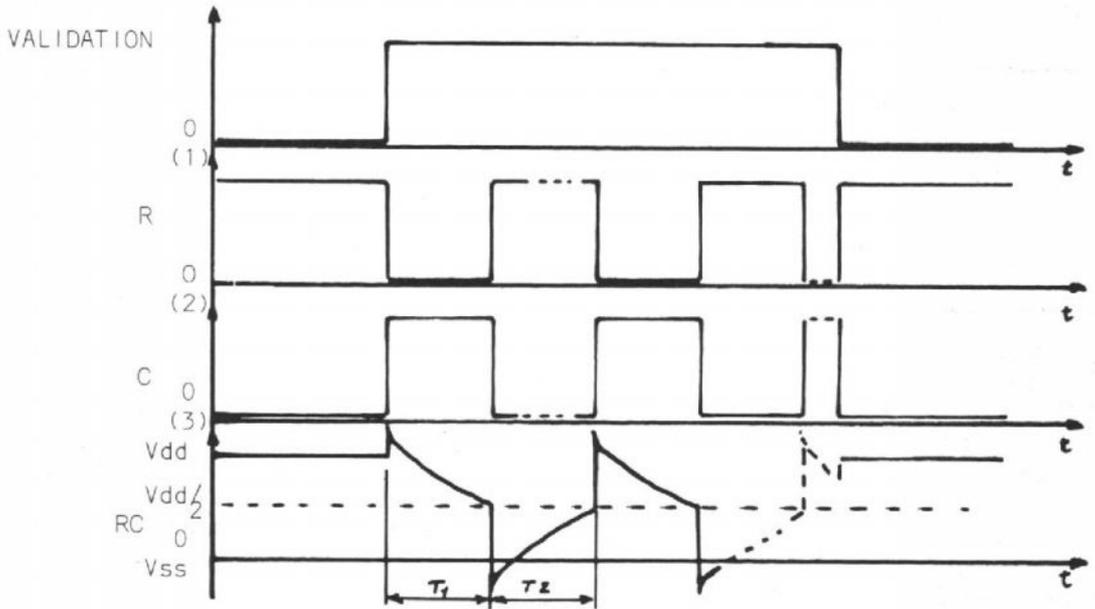
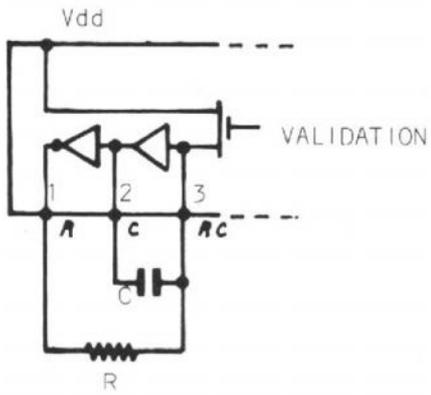


Fig. 4. Horloge interne.



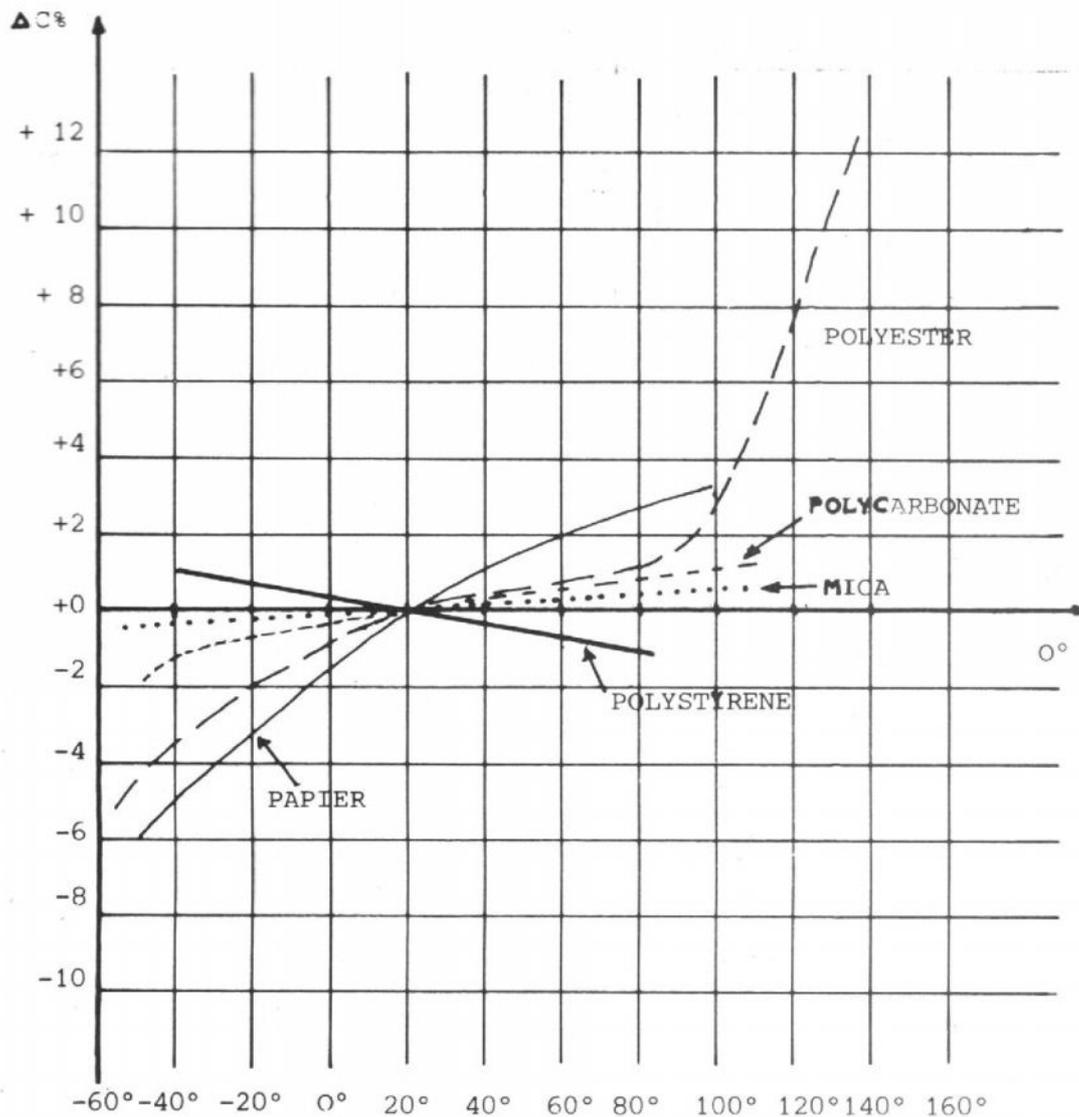


Fig. 5. - Variation de la capacité avec la température pour diverses technologies.

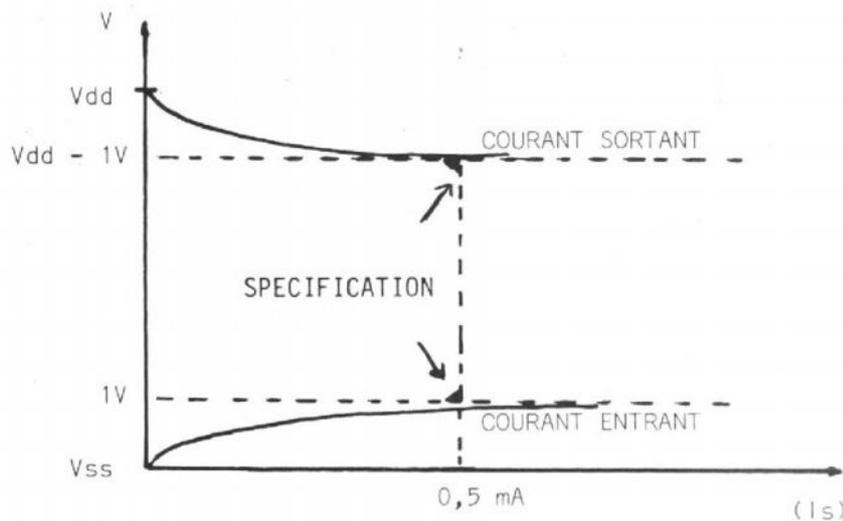


Fig. 6. - Courbes tension-courant des sorties OI et OD.

des signaux sur les broches de commande, ainsi que sur l'horloge et les niveaux de sortie correspondants pour les modes (1) et (2) respectivement.

En mode (1), c'est la mise sous tension du circuit qui démarre le comptage pour un cycle initial. Ensuite le comptage peut être à nouveau enclenché par les entrées « start » ou « por ». Une impulsion sur l'entrée « start » démarre le comptage sur son front descendant, et active les sorties sur son front montant.

Un passage de « 1 » à « 0 » sur l'entrée Por met l'oscillateur en route et le passage « 0 » à « 1 » met le compteur à zéro, et le cycle du comptage est établi.

En mode (2), rien ne se passe à la mise sous tension. Une action sur l'entrée « Por » est sans effet.

Le comptage ne démarre que sur le front descendant d'une impulsion sur l'entrée « Start ». On voit cependant sur la figure 3 que l'entrée « Por » doit être au niveau haut pendant le front descendant de l'impulsion sur l'entrée « Start » pour que le comptage s'établisse. Notons également que dans ce mode, la sortie O_i est à « 0 » à la mise sous tension et qu'elle passe à « 1 » sur le front montant de l'entrée « Start ».

Note : En mode (1), les sorties O_i et O_d sont complémentaires, tandis qu'en mode (2), leur état dépend des conditions sur « Por » et « Start » (voir fig. 3). Pour plus de détails, se référer à la feuille de spécification TMS 3879 NC.

L'oscillateur démarre soit par la mise sous tension, soit par une commande sur les broches « Start » ou « Por » et fournit un signal de fréquence prédéterminée par une résistance et un condensateur extérieurs au circuit. Ce signal attaque le diviseur binaire et quand le nombre d'impulsions atteint le nombre correspon-

... dant au rapport de division sélectionné, le sélecteur agit sur les sorties à travers la partie « logique interne » comme l'indiquent les figures 2 et 3 et remet le compteur à zéro.

2) HORLOGE :

L'oscillateur interne est composé de portes montées en relaxateur grâce à un circuit RC extérieur. La figure 4 montre la façon de connecter ces composants ainsi que l'allure des signaux obtenus sur les différentes broches pendant le comptage.

Dans cet oscillateur, la période est déterminée par la charge et la décharge du condensateur C dans la résistance R jusqu'à la tension de seuil de la porte d'entrée de l'oscillateur (environ V_{dd}/2).

Cette période se décompose en deux parties T₁ et T₂ pendant lesquelles les variations de tension sont des tronçons d'exponentielle (fig. 4), dont les équations s'écrivent :

$$T_1 = RC L_N \left(\frac{V_{dd} + V_s}{V_s} \right)$$

avec $V_s = \frac{V_{dd}}{2}$

$$T_1 = RC L_N \left(\frac{2 V_s + V_s}{V_s} \right)$$

$$= RC L_N (3)$$

et en remarquant que si :

$$V_s = \frac{V_{dd}}{2}, T_1 = T_2 :$$

$$\theta = 2 RC L_N (3) = 2,197 RC.$$

Cette dernière équation montre que la période dépend uniquement des éléments R et C extérieurs. En réalité, le gain des amplificateurs internes n'étant pas infini, il faut dépasser légèrement le seuil, ce qui allonge la période et pratiquement $\theta = 2,3 RC$.

Nous verrons plus loin comment choisir R et C pour obtenir la stabilité souhaitée. Il est possible d'utiliser une horloge extérieure au TMS 3879. Pour ce faire, les portes sont montées en « Trigger de Sch-

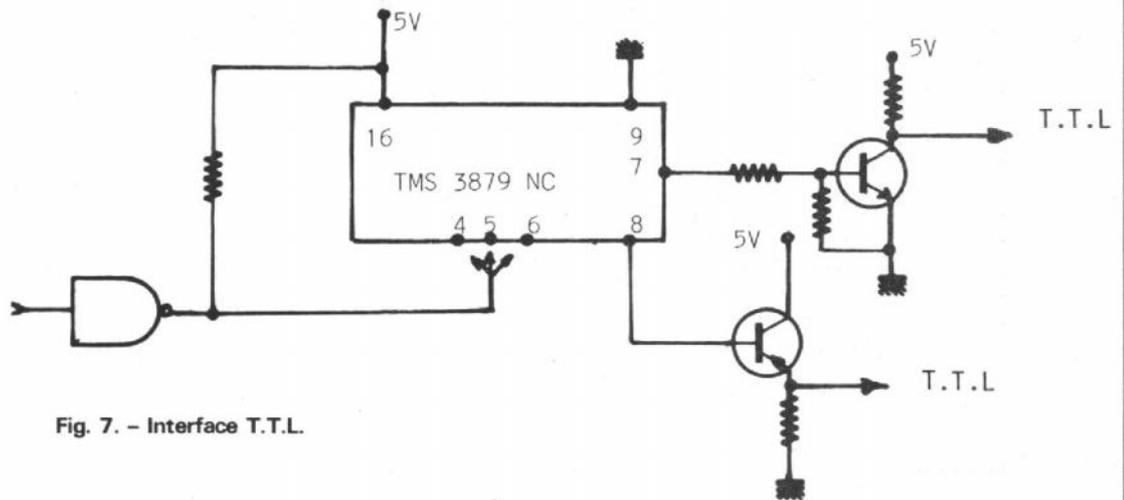


Fig. 7. - Interface T.T.L.

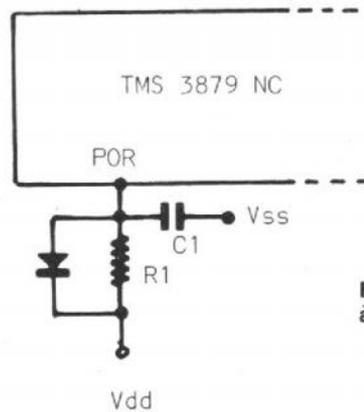


Fig. 8. - Branchement d'un circuit de remise à zéro sur l'entrée POR.

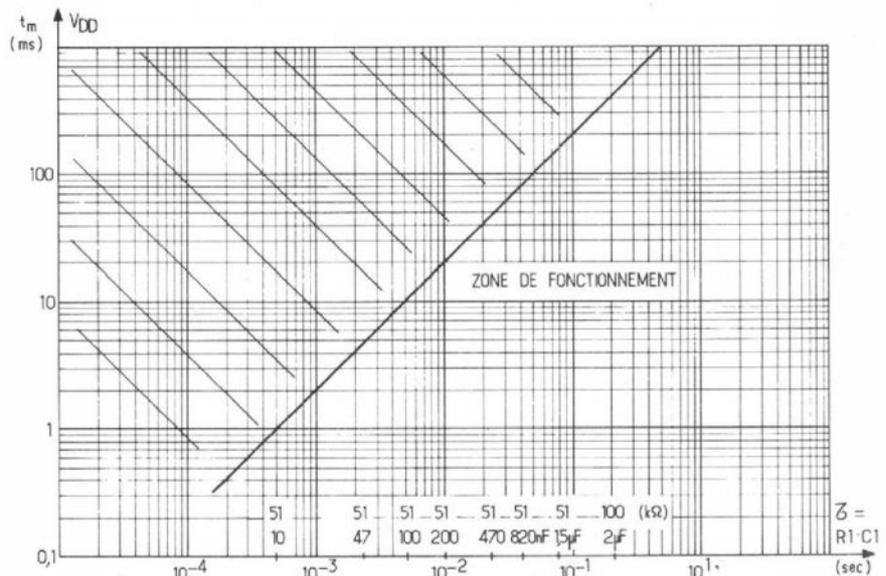


Fig. 9 - Temporisateur.

midt » à l'aide de deux résistances. Notons qu'il est possible d'inhiber le fonctionnement de l'horloge en court-circuitant la broche (3) au Vdd.

III - UTILISATION

1) PROGRAMMATION :

Le choix du mode de fonctionnement est fait sur la broche « Mode » (4).

Broche « Mode » au Vdd :
Mode 1

Broche « Mode » au Vss :
Mode 2

La durée de temporisation dépend de la période de l'oscillateur, ainsi que de la sélection du rapport de division.

La période de l'oscillation est :

$\theta = 2,3 RC$, θ en secondes ;
R en ohms ; C en farads. (R et C étant les composants extérieurs).

Le rapport de division est sélectionné en reliant une des broches (10) à (15) au Vdd. Le tableau 1 ci-dessous indique le rapport de division correspondant à chaque broche.

Et enfin le temps de temporisation vaut :

$$T(\text{sec}) = \theta \times N.$$

NOTE : Dans le cas d'ambiances exceptionnellement parasitées, il est conseillé de relier à Vss les broches (10) à (15) inutilisées.

2) COMPOSANTS EXTÉRIEURS :

Comme dans tout circuit de temporisation, le choix des

composants extérieurs conditionne la précision et la stabilité de la temporisation, vis-à-vis du temps et de la température, mais intervient aussi et le plus souvent d'une façon prépondérante, dans le coût du montage. Un des avantages clé du circuit intégré TMS 3879 NC est de réduire considérablement le coût des composants extérieurs de toute temporisation d'une durée de plus de 100 ms. Les composants R et C de l'oscillateur doivent être choisis en fonction des performances demandées au montage.

Les limites de valeurs des composants à connecter sur le circuit pour contrôler la fréquence de l'oscillateur sont :

- $100 \Omega < R < 10 M\Omega$ pour la résistance,
- $C > 10 \text{ pF}$ pour le condensateur.

Dans les applications critiques où une stabilité et une précision meilleures que $\pm 1 \%$ sont exigées, il convient de limiter les valeurs des composants à :

$20 \text{ k}\Omega \leq R \leq 200 \text{ k}\Omega$ pour la résistance,
 $C \geq 1000 \text{ pF}$ pour le condensateur.

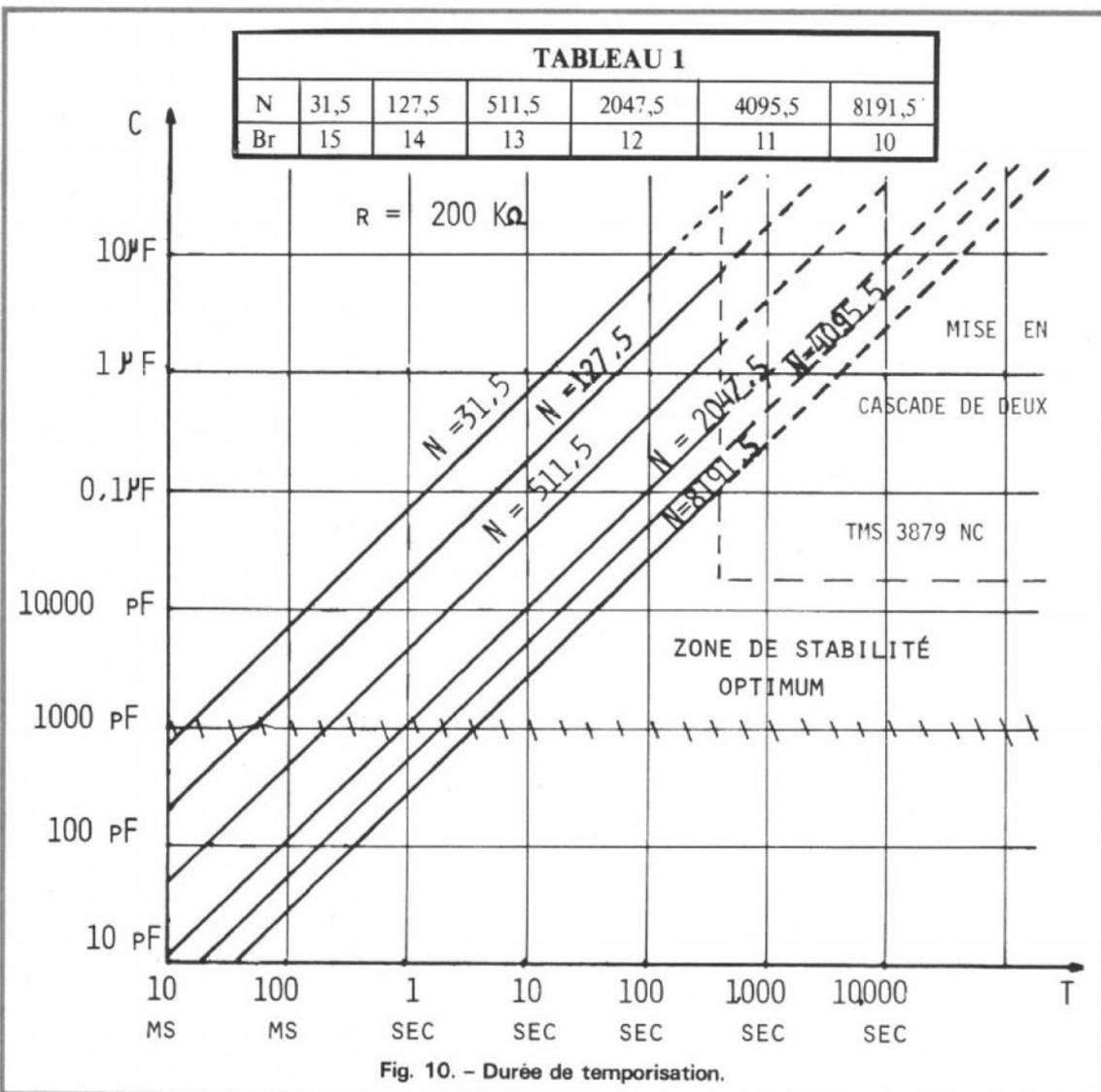
D'autre part, ces composants doivent être choisis dans une technologie dont la dérive en température et la stabilité dans le temps soient compatibles avec la spécification du montage. La figure 5 représente la dérive de la capacité en fonction de la température pour différentes technologies de condensateurs.

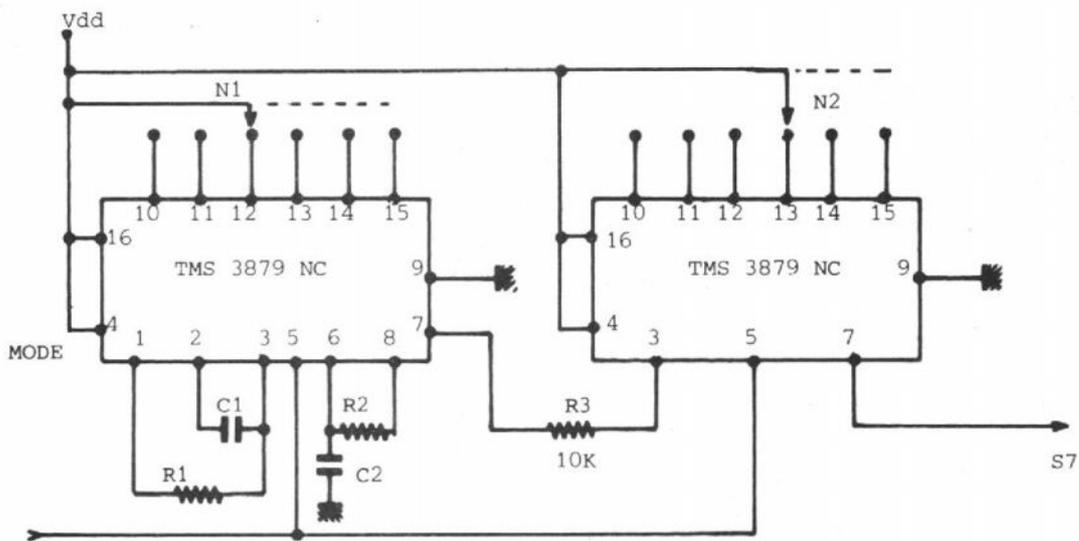
Rappelons que les condensateurs au mica ont une dérive en température très faible et qu'on les trouve dans des tolérances étroites sur la valeur ($\pm 1 \%$ à $\pm 0,5 \%$). Malheureusement, leur prix est élevé. On trouve également de bons condensateurs céramiques, répondant à ces deux critères pour de faibles valeurs de capacités (jusqu'au millier de picofarads).

Les condensateurs à film plastique sont généralement fabriqués dans de larges tolérances ($\pm 20 \%$) et présentent des coefficients de température plus élevés. Les condensateurs au polycarbonate font exception à cette règle. Notons que les condensateurs électrolytiques sont à proscrire dans cette application pour leur très mauvaise stabilité dans le temps, ainsi que pour leur tolérance et leur coefficient de température, et leur courant de fuite qui est variable et important. Pour les résistances, la technologie à couche métallique (métal-film) présente une faible dérive thermique et des tolérances très serrées. Les résistances à couche de carbone ont des coefficients de température beaucoup plus élevés et des tolérances plus relâchées.

3) INTERFACES D'ENTRÉE ET DE SORTIE :

Les niveaux logiques à appliquer sur les entrées sont





EX: $R_1 = 200 \text{ K } \Omega$

$C_1 = 1 \text{ } \mu\text{F}$

$R_2 = 100\text{K}$

$C_2 = 10 \text{ nF}$

$N_1 = 8191,5$

$N_2 = 8191,5$

$T = 400 \text{ Jours}$

VALIDATION

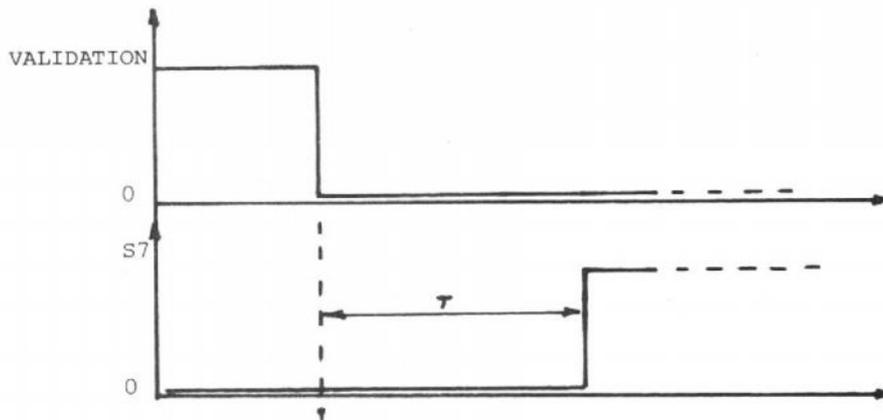
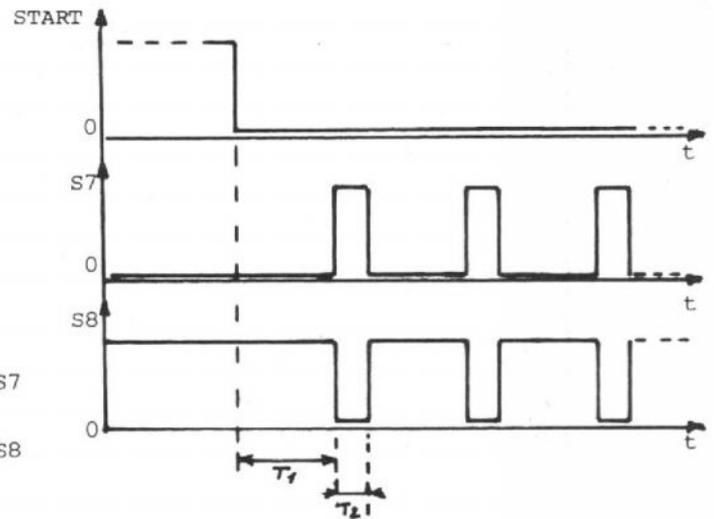
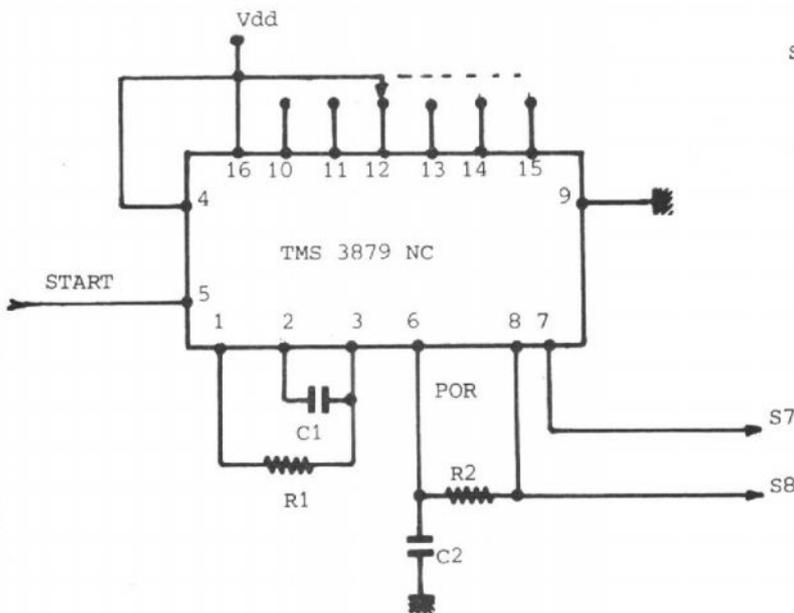


Fig. 11. - Mise en cascade de deux TMS 3879NC.



EX: $R_1 = 22 \text{ K}$

$C_1 = 12 \text{ nF}$

$T_1 = 19 \text{ ms}$

$T_1 = N\theta = 2,3 R_1 C_1 N$

$R_2 = 150 \text{ K}$

$C_2 = 17 \text{ nF}$

$T_2 = 1 \text{ ms}$

$T_2 \approx 0,37 R_2 C_2$

$N = 31,5$

AVEC $T_2 \leq \frac{T_1}{5}$

Fig. 12. - Multivibrateur astable.

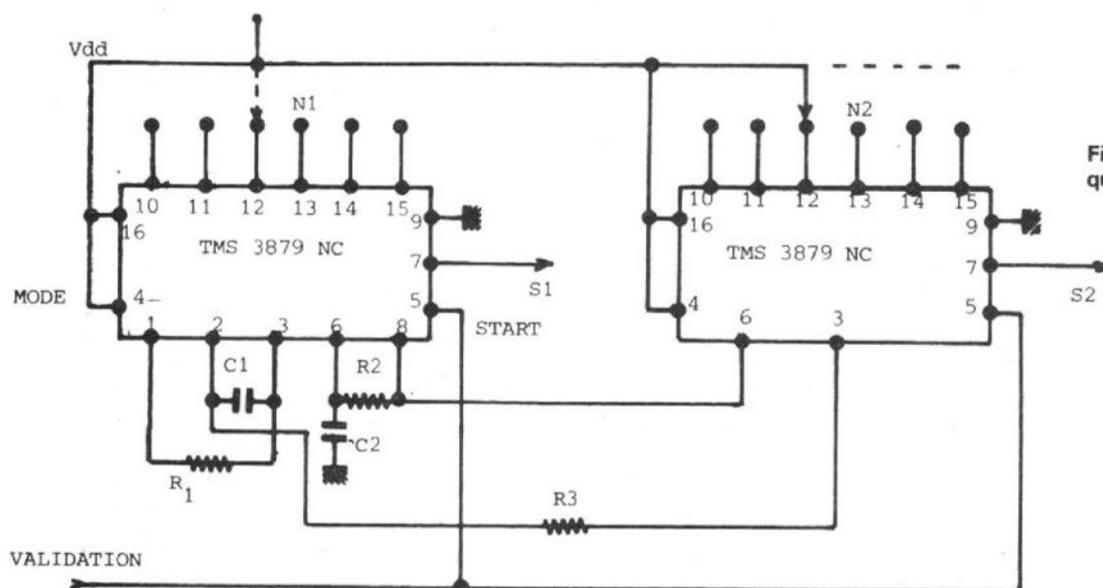
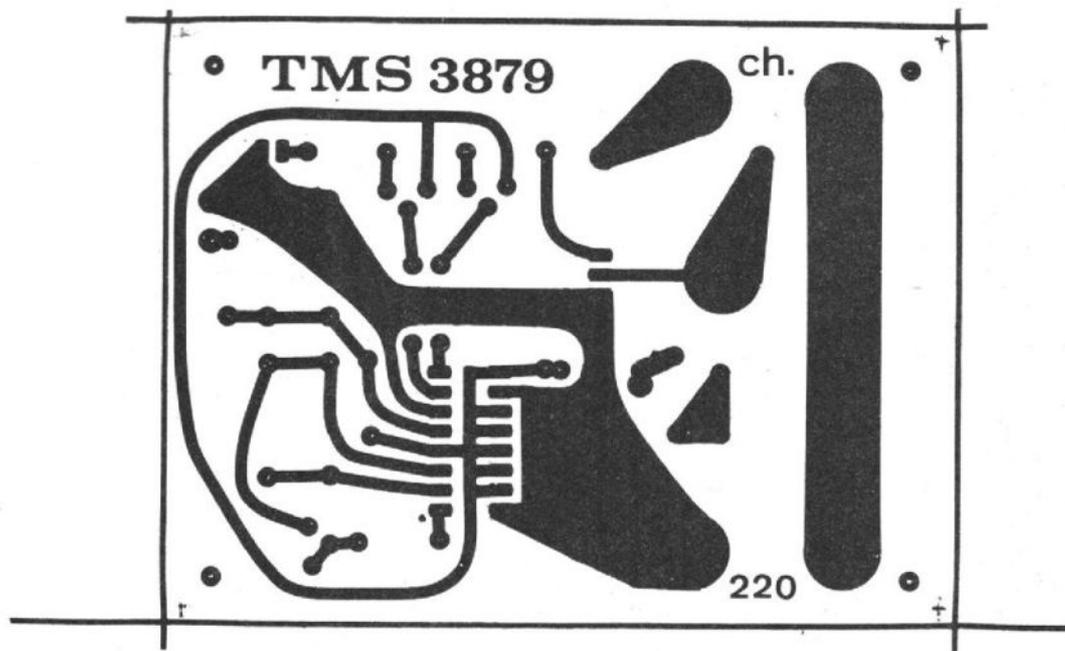
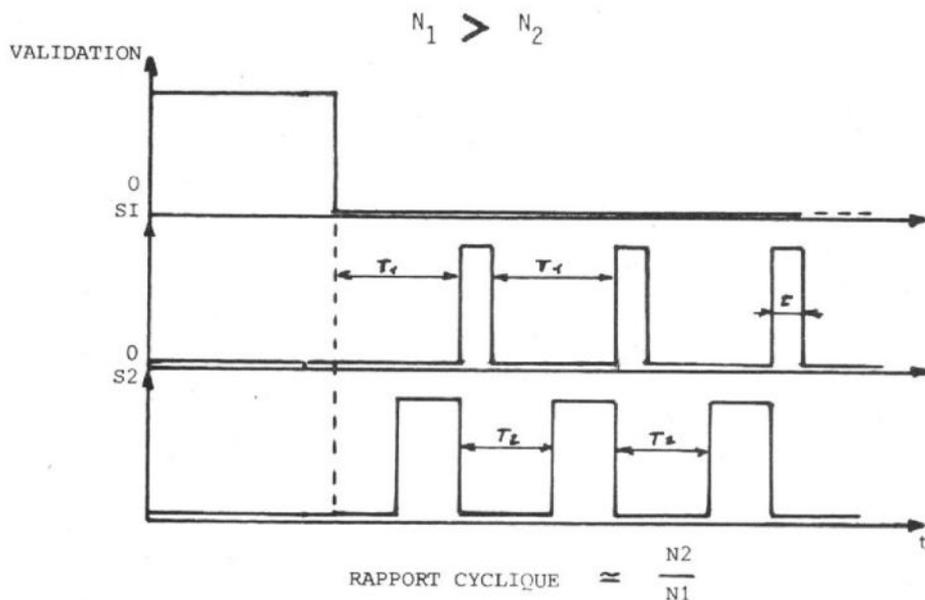


Fig. 13. - Générateur à rapport cyclique variable.

$R_1 = 20 \text{ K}$
 $R_2 = 10 \text{ K}$
 $R_3 = 10 \text{ K}$



$$\theta = 2,3 R_1 \cdot C_1$$

$C_1 = 1000 \text{ pF}$
 $C_2 = 10 \text{ nF}$
 $N_2 = 31,5 (15)$
 $N_1 = 127,5 (14)$

$$T_1 = N_1 \theta$$

$$T_2 = N_2 \theta$$

$T_1 = 5,7 \text{ ms}$
 $T_2 = 4,2 \text{ ms}$

au niveau bas : Vss, et au niveau haut : Vdd, ce qui permet le branchement d'interrupteurs de photo-transistors, ou de circuits intégrés T.T.L. à l'aide d'une simple résistance de rappel. Les sorties Oi et Od présentent une tension de déchet de 1 V maximum pour un courant de 0,5 mA (fig. 6). Il est donc indispensable de prévoir une interface de sortie.

Pour commander un élément de puissance, un transistor NPN ou PNP peut être utilisé monté en émetteur ou en collecteur commun (fig. 7).

A partir de ce transistor, il est possible de commander un triac, une diode électroluminescente, un circuit T.T.L. ou un transistor Darlington de puissance.

4) ENTRÉE « POR » :

Cette broche est utilisée pour positionner le compteur à la mise sous tension du circuit. Si le temps de montée de l'alimentation est long, il peut être nécessaire de prolonger l'action du RC interne en plaçant sur cette entrée une résistance connectée au Vdd et un condensateur au Vss (fig. 8). La figure 9 donne les valeurs de R₁ et C₁ à placer sur cette broche en fonction de ces temps de montée. Une diode en parallèle sur la résistance permet une décharge rapide du condensateur à la coupure de l'alimentation. En mode 2, si on recherche une immunité au bruit particulièrement élevée, on peut relier l'entrée « Por » au Vdd, ce qui supprime son action.

Vdd = 6,2 V
 R₁ = 22 K
 C₁ = 1000 nF
 N = 511,5

$$T = 25,8 \text{ ms} + t_{\text{rebonds}}$$

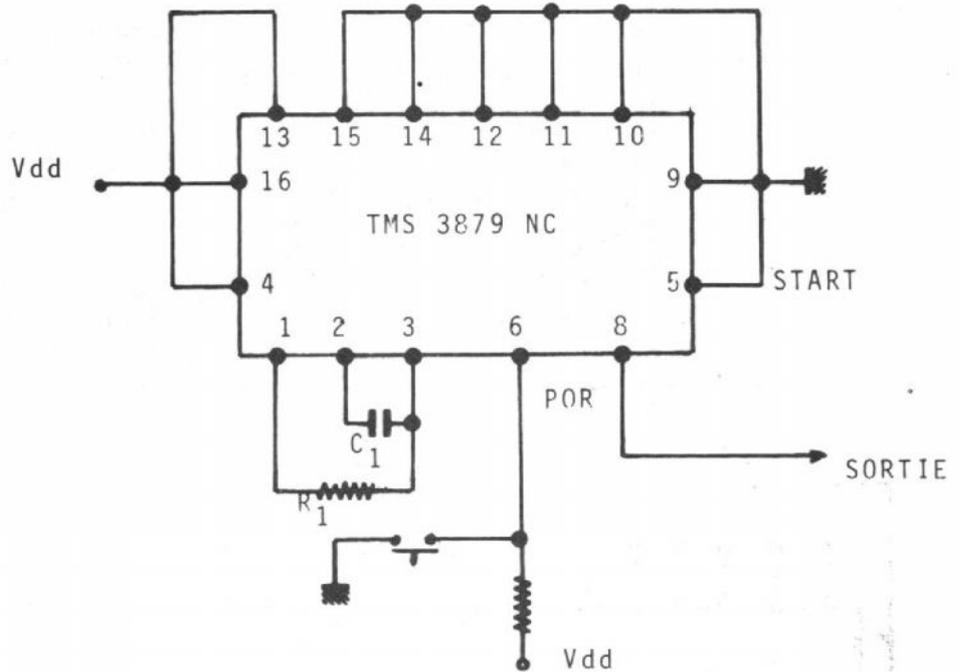


Fig. 13 bis. - Circuit anti-rebonds.

C₁ = 47000 pF T = 20 à 240 SEC.

TEMPORISATION :

C₁ = 0,47 μF T = 3 à 30 Mn .

IV - APPLICATIONS

1) TEMPORISATION :

C'est l'utilisation la plus courante de ce circuit. La figure (10) montre que le 3879 NC peut contrôler des durées de 10 ms à plusieurs

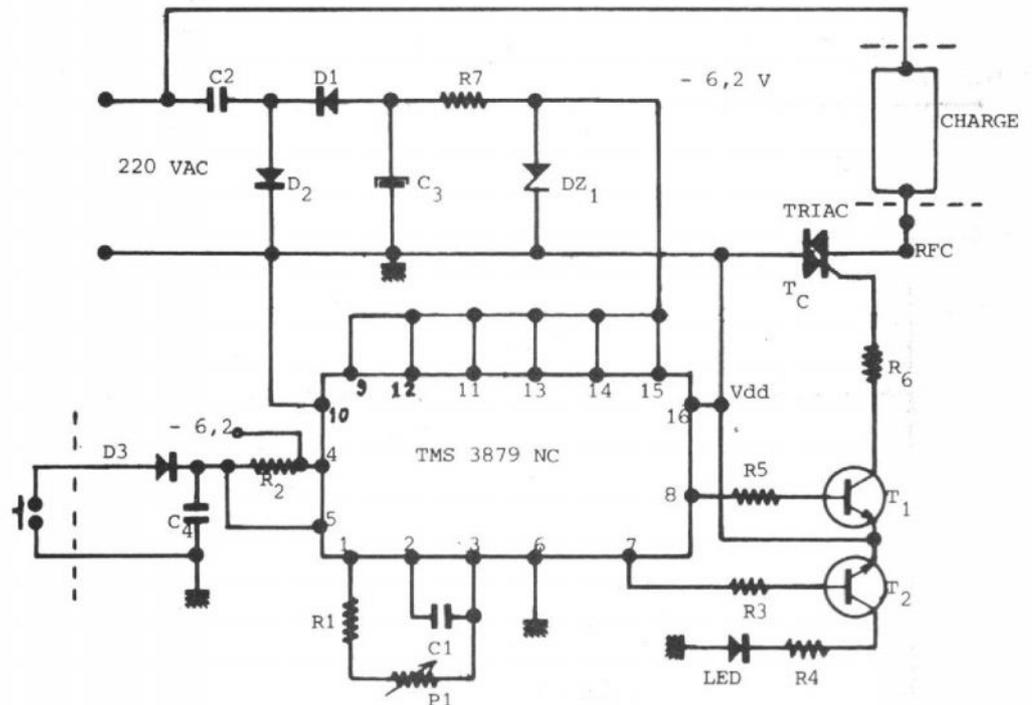


Fig. 14. - Schéma d'une minuterie.

FIGURE 14

N°	Description	Valeur (tol)	
R ₁ , R ₄ , R ₅	Résistances	22 kΩ 1/4 W ± 5 %	
R ₂	Résistance	10 kΩ 1/4 W ± 5 %	
R ₃	Résistance	910 kΩ 1/4 W ± 5 %	
R ₆	Résistance	820 Ω 1/4 W ± 5 %	
R ₇	Résistance	33 Ω 1/4 W ± 5 %	
D ₁ , D ₂	Diodes (SI)	1N4006	Texas-Inst.
C ₁	Capacité	47 000 pF ou 0,47 μF 25 V	
C ₂	Capacité	0,22 μF, 400 V	
C ₃	Capacité	100 μF, 25 V	
C ₄	Capacité	0,1 μF, 63 V	
T ₁ , T ₂	Transistors	BC182	Texas-Inst.
T _C	Triac	TIC 216	Texas-Inst.
	Dissipateur	SK 13	Fischer Electronics
P ₁	Potentiomètre	220 kΩ	
CI ₁	Circuit intégré	TMS 3879 NC	Texas-Inst.
D _Z	Diode zener	1N754	Texas-Inst.

heures de façon pratique. Cependant pour l'obtention de très grandes durées de temporisation, il est plus économique de connecter deux TMS 3879 NC en cascade comme le montre la figure 11. Dans ce montage, si N₁ et N₂ sont les rapports de division choisis sur les circuits (1) et (2) respectivement et θ₁ la période d'oscillation du circuit (1), la durée de temporisation est de :

$$T \text{ (sec)}$$

$$= N_1 \cdot N_2 (\theta_1 + 0,37 \cdot 10^{-3})$$

2) MULTIVIBRATEUR ASTABLE :

La figure 12 montre comment monter un TMS 3879 NC de façon à obtenir un signal rectangulaire récurrent. Un changement d'état de « 1 » à « 0 » sur la sortie (8) en fin de comptage, produit un niveau bas sur l'entrée « Por » à travers le circuit R₂, C₂. Dès que C₂ est suffisamment déchargé pour que le POR agisse, la sortie 8 repasse à « 1 » ce qui relance un nouveau cycle de comptage complet.

Dans le même genre d'applications, on peut monter deux circuits TMS 3879 NC de la façon indiquée sur la figure (13) pour obtenir un signal rectangulaire à rapport cyclique variable. Le rapport cyclique est alors :

Rapport cyclique

$$= \frac{N_2 \theta + T}{N_1 \theta + T} \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

3) CIRCUIT ANTI-REBOND (fig. 13 bis) :

La figure 2 montre qu'il est possible d'utiliser le circuit TMS 3879 NC en mode (1) de façon à obtenir un circuit anti-rebond. Le signal fourni par un bouton poussoir, un interrupteur ou les contacts d'un relais peut être envoyé sur l'entrée « Por » et tant qu'il y a un rebondissement mécanique, c'est-à-dire passage du

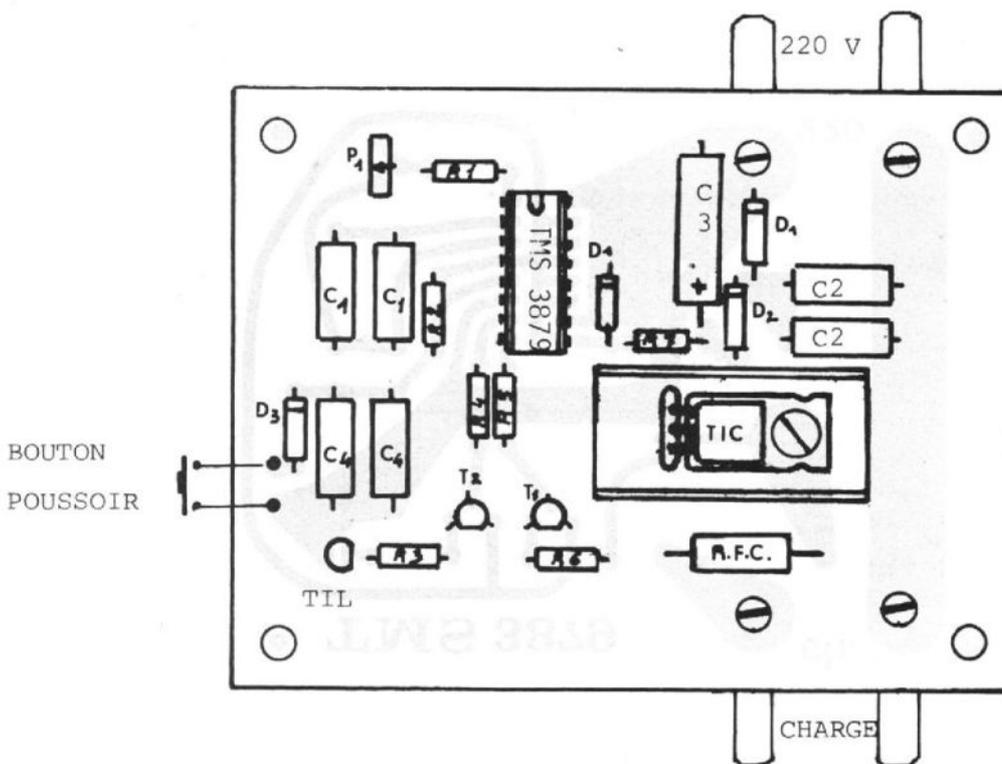


Fig. 15. - Circuit imprimé de la minuterie (côté cuivre).

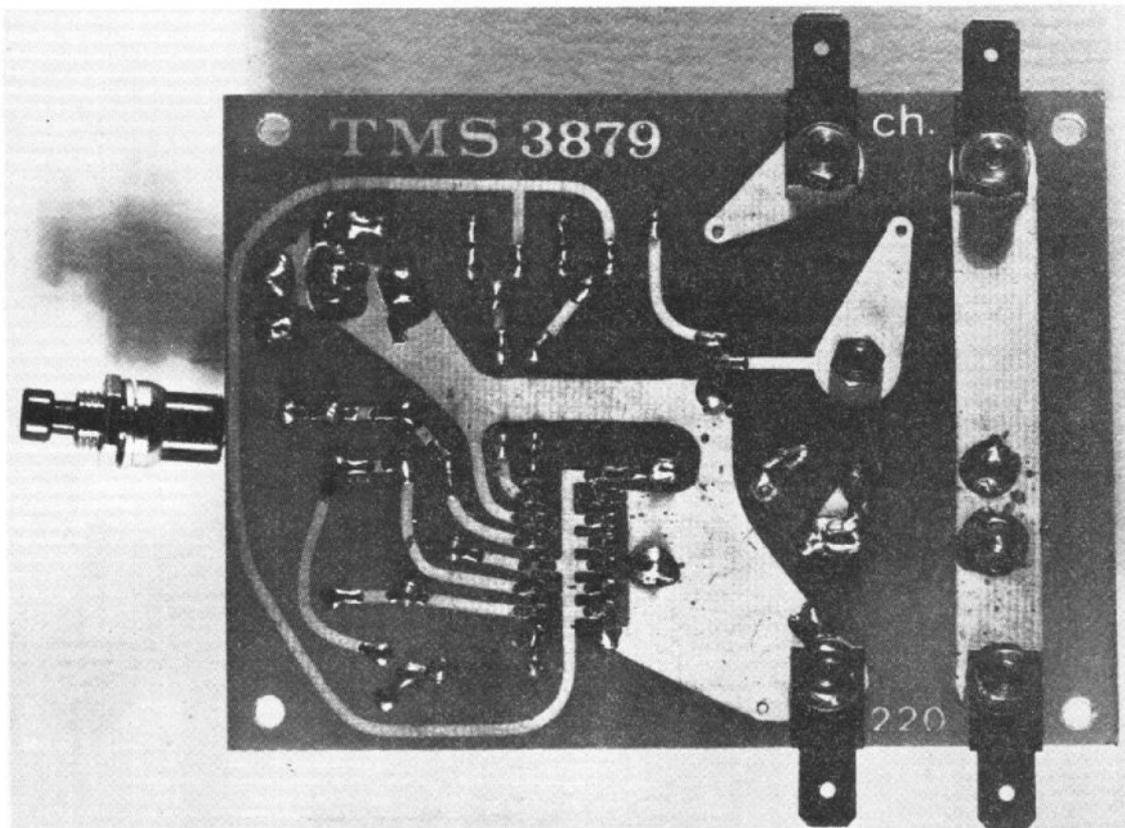


Fig. 16. - Implantation des composants de la minuterie.

niveau haut au niveau bas, le compteur commence à compter, puis est remis à zéro. Les sorties changent d'état au premier enclenchement du comptage, mais ne reviennent à l'état initial qu'à la fin du comptage, et fournissent ainsi une seule impulsion.

4) MINUTERIE :

La figure 14 représente le schéma d'une minuterie capable d'actionner un élément de puissance pendant un temps programmé.

L'alimentation du TMS 3879 NC est fournie à partir du secteur (220 V) à travers un condensateur de 0,22 μ F. Deux diodes de redressement, D_1 et D_2 , un condensateur de filtrage C_3 et la tension est stabilisée à 6,2 V par un circuit résistance diode zener R_7 - Dz_1 .

Le circuit intégré TMS 3879 NC est monté en mode (2) (broche 4 au V_{ss}). La période de l'oscillateur est déterminée par les compo-

sants R_1 et C_1 et ajustée par le potentiomètre P_1 .

La commande de démarrage se fait par un bouton poussoir qui met l'entrée « Start » au V_{dd} par l'intermédiaire d'une diode et d'un condensateur C_4 d'anti-parasitage. La base d'un transistor T_1 est connectée sur la sortie O_d et son collecteur fournit le courant de gachette d'un triac qui est placé en série avec la charge. Ce triac est du type TIC 216 et autorise le passage d'un courant permanent de 6 A.

Le transistor T_2 , placé sur la sortie O_i , sert à maintenir une consommation constante sur l'alimentation 6,2 V et à allumer une diode électroluminescente en position d'attente.

La figure 15 montre le circuit imprimé correspondant à ce montage. Les entrées 220 V et les sorties vers la charge se font sur des cosses de type « Fast-on ». Le triac est monté sur un petit radiateur. Dans le cas de l'alimen-

tation de plusieurs ampoules électriques, le courant d'allumage des filaments peut être très important et excéder la valeur maximum admissible dans le triac. Il faut donc, dans ce cas, placer en série avec la charge une self-induction, de façon à ce que la valeur crête du courant ne soit pas destructive. Un emplacement est prévu à cet effet, (marqué RFC). La figure 16 montre l'implantation des composants. L'emplacement de certains condensateurs a été doublé pour permettre une éventuelle mise en parallèle.

convient pour de nombreuses applications : (temporisations de relais, contrôles industriels, bases de temps, minuterie domestiques). Il peut aussi être employé avantageusement dans d'autres fonctions grâce à sa faible consommation, sa stabilité et sa facilité de montage.

Ces caractéristiques font de ce circuit la solution de très nombreux problèmes dans lesquels elles sont recherchées.

Gérard SCHERB

V - CONCLUSION

Le circuit intégré TMS 3879 NC présente des possibilités de temporisation très étendues, soit avec un seul circuit, soit avec deux circuits en cascade. La précision obtenue

les sonospheres

UN NOUVEAU STYLE DANS LA REPRODUCTION SONORE

La qualité des enceintes closes actuelles est largement due aux exceptionnelles performances des haut-parleurs modernes. Les coffrets très généralement en usage, de forme parallélépipédique, doivent nécessairement présenter une grande rigidité et de sévères dispositions sont respectées afin d'éviter toute résonance perturbatrice. Or la sphère, de par ses propres caractéristiques, est l'enceinte close idéale, gage d'exceptionnelles performances.

SPR 20

Les qualités acoustiques de cette enceinte close sphérique lui permettent de prendre place dans la gamme Hi-Fi auprès des grands coffrets. Deux voies : 1 Boomer + 1 Tweeter. Permet d'équiper des chaînes de 20 watts RMS. Performances incomparables. 80 à 18.000 Hz. 20 watts maxi. 4-5 ohms. 2.700 kg. Cordon à fiche DIN de 4 m. Finition : noir (laque Epoxyde).

SPR 16

Modèle d'une présentation et d'une finition luxueuse. Cette sonosphère est munie du nouveau haut-parleur HD-11-P25 à suspension extra-souple, large bobine et circuit magnétique sur-dimensionné. Utilisation : stéréo, ambiance musicale, extension d'installations Hi-Fi, etc. 100 à 16.000 Hz. 15 watts maxi. 4-5 ohms. 1.200 kg. Cordon à fiche DIN de 2,50 m. Finition : noir, coq-de-roche, blanc, chrome.

S 12S

Haut-parleur sphérique particulièrement destiné à être encastré dans un plafond ou une paroi; grande facilité d'orientation par rotule; projection de l'onde sonore dans la direction désirée. A utiliser pour toute installation de sonorisation nécessitant une présentation impeccable. 10 watts maxi. 4-5 ohms. 0,700 kg. Finition : chromé.

SP 12

Haut-parleur sphérique à pied magnétique orientable. Utilisations multiples: posé, accroché ou suspendu. Pour petites chaînes, magnétophones, sonorisation d'ambiance, source sonore additionnelle pour TV, ampli... 130 à 16.000 Hz. 10 watts maxi. 4-5 ohms. 0,700 kg. Finition : noir, coq-de-roche, blanc, chrome.

SPR 12

Même modèle que ci-contre mais avec socle plastique, orientable et non séparable. Conseillé pour voiture, camping, marine, etc.

S 12

Haut-parleur semi-sphérique, à fixer dans l'orientation voulue sur toute paroi ne permettant pas d'encastrement. Facilité d'installation. Présentation très soignée. Pour voiture, ambiance, appels sonores. 6 watts maxi. 4-5 ohms. 0,500 kg. Finition : noir (Epoxy).

AUDAX

- SOCIÉTÉ AUDAX - 45, Av. Pasteur, 93106 MONTREUIL
Tél. : 287.50.90 - Télex : AUDAX 22.287 F
Adr. Télég. : OPARLAUDAX PARIS
- SON-AUDAX LOUDSPEAKERS LTD
- AUDAX LAUTSPRECHER GmbH
- POLYDAX - SPEAKER CORP

COMPRENEZ LE FONCTIONNEMENT des circuits intégrés logiques, en réalisant...

UNE MINI-CENTRALE DE SECURITE POUR AUTOMOBILE

(Suite voir N° 1596)

L'EXTENSION « MÉMOIRE » DE LA MINI-CENTRALE DE SÉCURITÉ

Afin d'inciter nos lecteurs à utiliser des circuits intégrés d'un emploi moins fréquent bien que leur coût ne soit pas du tout prohibitif, nous avons incorporé à notre montage une carte « mémoire » qui sera capable de recevoir les « données » issues des circuits « acquisition », la mémoire étant capable de stocker 16 mots de 4 bits chacun. Par exemple, cette mémoire pourrait recevoir les informations correspondant à 16 circuits constitués par quatre ampoules chacun étant capable d'enregistrer l'état de chaque ampoule. Le schéma

de ce circuit est indiqué sur la figure 87 tandis que l'implantation des composants est donnée sur la figure 88. Nous pouvons remarquer sur ces dessins que nous avons réservé la possibilité de câbler deux types de circuits intégrés multiplexeurs CI₁₀ à CI₁₃. Nous pourrions ainsi multiplexer jusqu'à 16 voies avec ce circuit imprimé. Pourquoi avons-nous choisi cette configuration. D'abord, la mémoire utilisée, le SFC 80101 de Sescosem est une mémoire RAM organisée en 16 mots de quatre bits chacun. Nous nous référons utilement à la description de la structure d'une mémoire telle que nous l'avons exposée à propos des figures 60 et 61 de notre article dans le numéro 1579. Ensuite, les « paramètres » que nous aurons à traiter ne comportent pas, en règle générale, plus de

quatre variables. Enfin, nous avons prévu d'incorporer, plus tard, des circuits d'acquisition de paramètres comme la vitesse du véhicule dans la mémoire, information que nous pourrions traiter avec 4 bits avec une résolution suffisante (précisons que 4 bits nous permettront de « distinguer » 16 vitesses différentes soit, pour une plage de 120 kilomètres par heure, une « résolution » de 15 kilomètres par heure). En mémorisant 2 bits supplémentaires, en alternance avec les quatre autres, nous aurons une résolution de l'ordre de 2 kilomètres par heure pour la même plage de mesure. Cette application fera l'objet d'une étude ultérieure.

Les informations issues des circuits d'acquisition vus plus haut sont donc introduites sur les entrées homologues des

circuits intégrés CI₁₀ à CI₁₃ qui sont des multiplexeurs 8 voies (ou 16 voies) vers une ce qui, en d'autres termes signifie qu'ils transmettent, à tour de rôle, les informations présentes sur les entrées vers la sortie en fonction de « l'adresse » qui est présente, c'est-à-dire l'état des entrées de sélection. Nous avons également noté ces circuits P, Q, R et S sur le schéma de la figure 86 et l'implantation de la figure 88. Nous réaliserons le multiplexage des « données » présentes sur S_a, S_b, S_c, et S_d de la figure 79 en les reliant aux entrées Po, Qo, Ro et So des circuits de la figure 86, des informations S'_a, S'_c, et S'_d étant envoyées sur P1, Q1, R1 et S1. Il en sera de même pour des informations analogues qui seront envoyées sur les entrées suivantes des multiplexeurs.

Comme nous l'avons dit, nous pourrions utiliser des circuits à 16 voies vers une avec les SFC 4151 ou à 8 voies vers une avec les SFC 4150. Ces circuits comportant une logique interne de décodage de la voie à sélectionner en fonction de « l'adresse », nous les commanderons à l'aide de CI₇, oscillateur, pilotant CI₁₄, compteur par 16 (SFC 493) dont les sorties A, B, C et D constitueront « l'adresse ». Ces mêmes informations commandant la mémoire permettront de placer au bon

endroit les renseignements à mémoriser, la même voie étant toujours sélectionnée pour une adresse donnée, de même que cela correspond à la même position mémoire. La logique interne de décodage est basée sur le principe que nous avons exposé à propos de la figure 61 dans le numéro 1579.

Examinons maintenant le diagramme de la figure 89 qui représente le fonctionnement du circuit de commande multiplexeurs et mémoire, ou encore les signaux d'adresse

de ces circuits dans le cas de l'acquisition de 16 paramètres. Nous retrouvons le diagramme, maintenant classique, correspondant à un compteur par 16, son entrée T étant pilotée par les signaux de CI₇. Sur ce diagramme, nous voyons que les signaux WE semblent correspondre au complément de ceux présents en T, mais, si nous examinons un « agrandissement » d'une partie de ce diagramme, l'échelle des temps étant dilatée, comme le montre la figure 90, nous voyons que le passage des signaux par les deux autres portes de CI₇, lorsque l'entrée LEC est au niveau logique haut, engendre un retard dû à la structure même de la TTL, retard qui n'autorisera l'écriture dans la mémoire que lorsque les adresses auront été bien établies. Le fait de placer l'entrée LEC au niveau bas entraîne le maintien de la commande WE au niveau bas ce qui place la mémoire en position de lecture seule et nous offre la possibilité de ne pas altérer les informations qu'elle contient mais de pouvoir les lire à volonté.

symbolisant les fonctions correspondant aux numéros que nous avons affecté aux circuits intégrés. Nous n'avons représenté que les acquisitions de données relatives aux fonctions « clignotants » et « feux de position » afin de ne pas encombrer inutilement le schéma, considérant que l'acquisition des données s'effectue de façon analogue. Nous ajouterons que, dans le cas de fonctions ne comportant pas quatre variables, nous avons relié les entrées inutilisées des CI multiplexeurs, au niveau logique bas c'est-à-dire à la masse. On pourrait également utiliser plusieurs entrées pour un seul paramètre, cas de l'éclairage de la plaque minéralogique arrière ou on peut choisir de n'allumer qu'une seule diode LED pour signaler un défaut ou bien d'allumer les quatre à la fois.

Sur la figure 91, CI₁ et CI₂ ont un fonctionnement identique à celui décrit à propos de la figure 72. Les quatre sorties respectives de ces circuits sont inversées par CI₃ et CI₄, le circuit imprimé correspondant comportant des « straps » au lieu de résistances comme nous l'avons dit précédemment, voir figure 79. Les sorties inversées sont reliées sur les entrées de CI₅, double porte NAND à quatre entrées dont nous avons également vu le rôle précédemment. Un éventuel passage au niveau logique 1 d'une sortie de CI₅ entraîne le basculement de la partie correspondante de CI₆ qui joue le rôle de mémoire intermédiaire. Les sorties des opérateurs OU-EXCLUSIFS sont également envoyées, via les points S_a, S_b, S_c, S_d, S'_a, S'_b, S'_c, S'_d (voir toujours figure 79) aux entrées homologues de CI₁₀ à CI₁₃, qui sont dans notre cas des multiplexeurs à huit voies vers une SFC 4151 E. Les autres entrées reçoivent les informations correspondant aux autres paramètres.

Les quatre sorties de CI₁₀ à CI₁₃ sont reliées aux quatre entrées de la mémoire SFC 80101 (CI₉).

Les adresses sont obtenues

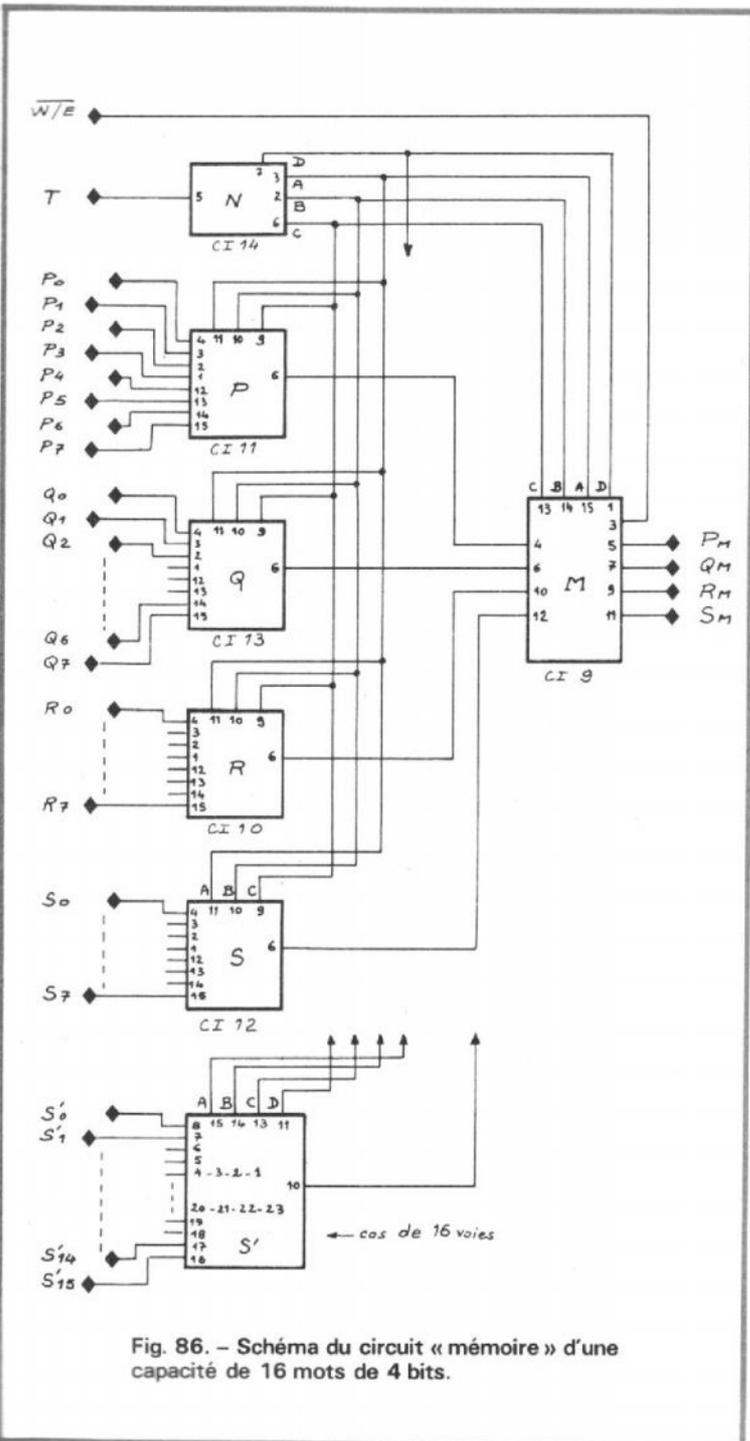


Fig. 86. - Schéma du circuit « mémoire » d'une capacité de 16 mots de 4 bits.

NOTRE MINI-CENTRALE DE SÉCURITÉ

Notre mini-centrale de sécurité va comporter, dans un premier temps, 8 voies permettant de « tester » 8 fonctions de quatre paramètres chacune au maximum. Nous testerons en particulier les feux de position, les clignotants. Par contre, il nous a paru inutile de tester les phares et les codes, d'abord en raison de la puissance relative importante qui serait dissipée dans la diode à mettre en série, mais aussi parce que cela se voit quand un phare ne fonctionne pas alors qu'un feu arrière !...

La figure 91 indique l'organisation de notre mini-centrale de sécurité, les chiffres inscrits dans les rectangles

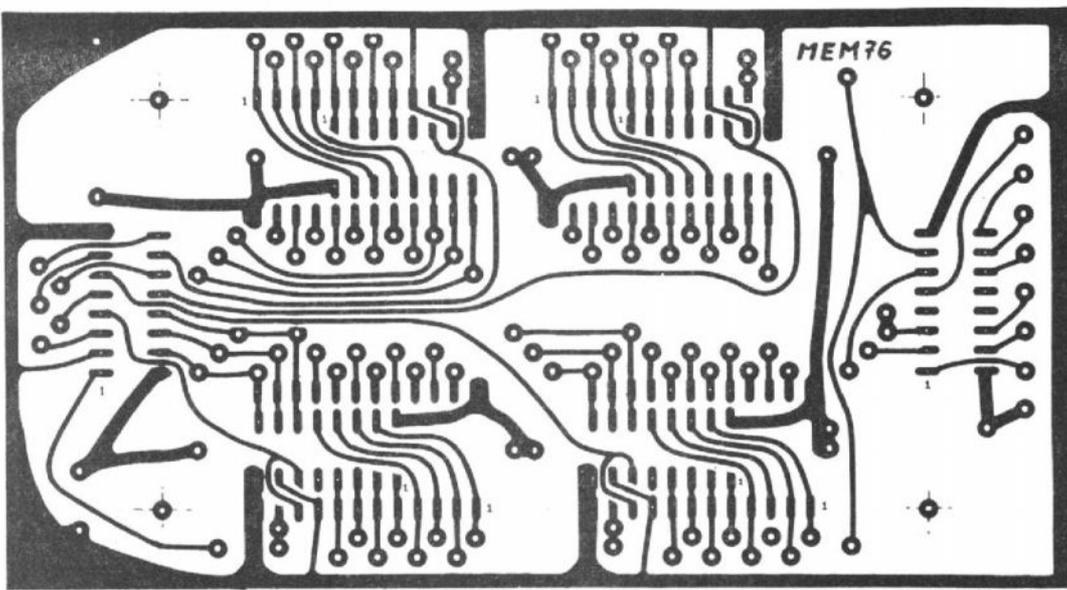


Fig. 87. - Dessin du circuit imprimé « mémoire » capable de recevoir des multiplexeurs à 8 ou à 16 voies.

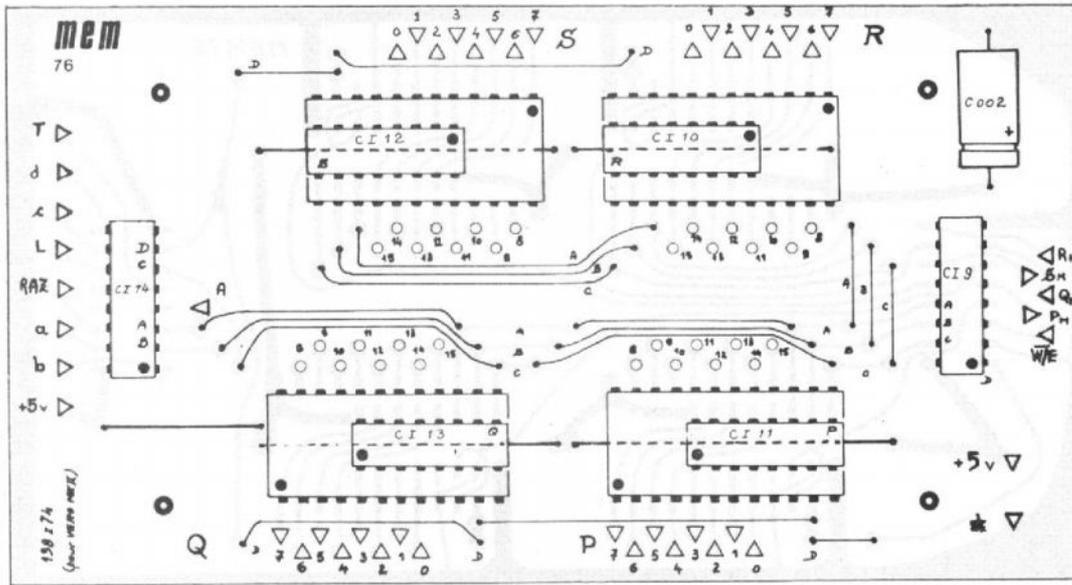


Fig. 88. - Implantation des composants sur le circuit de la figure 87.

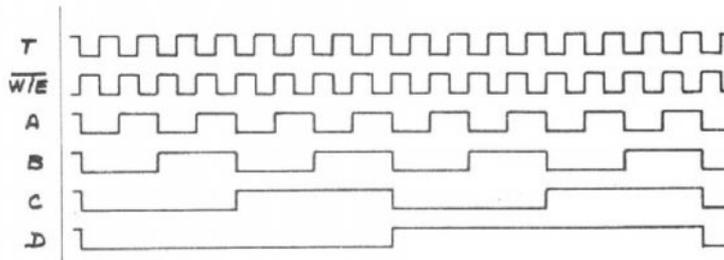


Fig. 89. - Diagramme des signaux générés par CI7 et CI14.

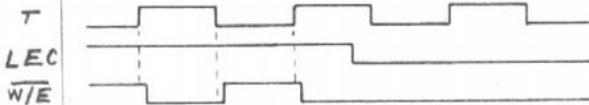


Fig. 90. - Diagramme « dilaté » des signaux permettant l'écriture et la lecture de la mémoire.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

— Circuits intégrés Sescosem :

- CI₁, CI₂ : SFC 486
- CI₃, CI₄ : SFC 404
- CI₅ : SFC 420 (ou 440)
- CI₆ : SFC 473
- CI₇ : SFC 4132 (ou 400)
- CI₈ : SFC 404
- CI₉ : SFC 493
- CI₁₀, CI₁₁, CI₁₂, CI₁₃ : SFC 4151 (ou 4150)
- CI₁₄ : SFC 80101 équivalent du DM 7489 National Semiconductor
- CI₁₅ : SFC 442 (ou 4154)
- CI₀ : SFC 2805

— Résistances RTC :

- R₁₀₁, R₂₀₁ : 270 Ω
- R₁₁₂, R₁₂₂, R₁₃₂, R₁₄₂, R₂₁₂, R₂₂₂, R₂₃₂, R₂₄₂ : 4,7 kΩ
- R₁₁₁, R₁₂₁, R₁₃₁, R₁₄₁, R₂₁₁, R₂₂₁, R₂₃₁, R₂₄₁ : 200 Ω
- Toutes R₈₀₀ : 4,7 kΩ
- R₇₀₁ : 200 Ω
- R₀₀₁ : 100 kΩ
- R₀₀₂ : 200 Ω
- R₀₀₃ : 200 Ω

(Résistances série CR 25)

— Diodes Sescosem :

- D en série avec lampe : 1N 5624 ou 42 R 2
- Toutes diodes 100 et 200 sauf D₁₀₂ et D₂₀₂ : 1N 4148 (ou équivalent)
- D₁₀₂, D₂₀₂ : BZX 85 C4V7
- Toutes diodes 800 : 1N 4148 (ou équivalent)

— Diodes LED RTC :

- Rouges : CQY 24A
- Vertes : CQY 94
- Jaunes : CQY 96

— Condensateurs RTC :

- C₀₀₁ : 10 μF 25 V série CO 25
- C₀₀₂ : 10 μF 25 V série CO 25
- C₀₀₃ : 330 μF 16 V série CO 25
- C₀₀₄ : 0,1 μF série C 347
- C₇₀₁ : 0,47 μF série C 347

— Accessoires :

- Coffret Vero MK II, référence selon taille (voir fig. 101)
- Refroidisseur pour TO 220 (SFC 2805) : Thermalloy référence 6045 B distribué par CCI

Circuits imprimés des figures 80, 84, et 87 gravés par la Société Primelec.

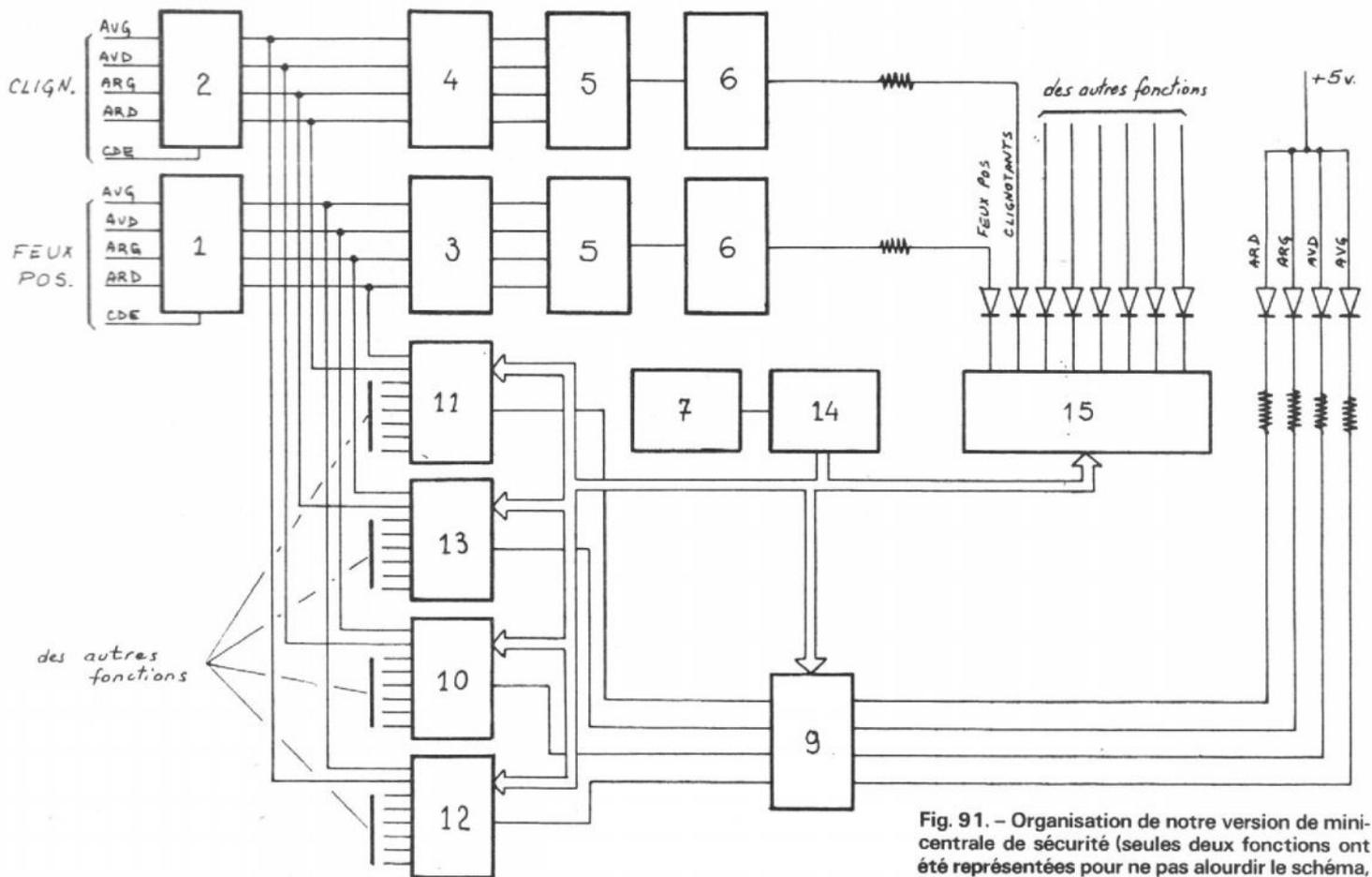


Fig. 91. - Organisation de notre version de mini-centrale de sécurité (seules deux fonctions ont été représentées pour ne pas alourdir le schéma, la numérotation des CI est celle des schémas précédents).

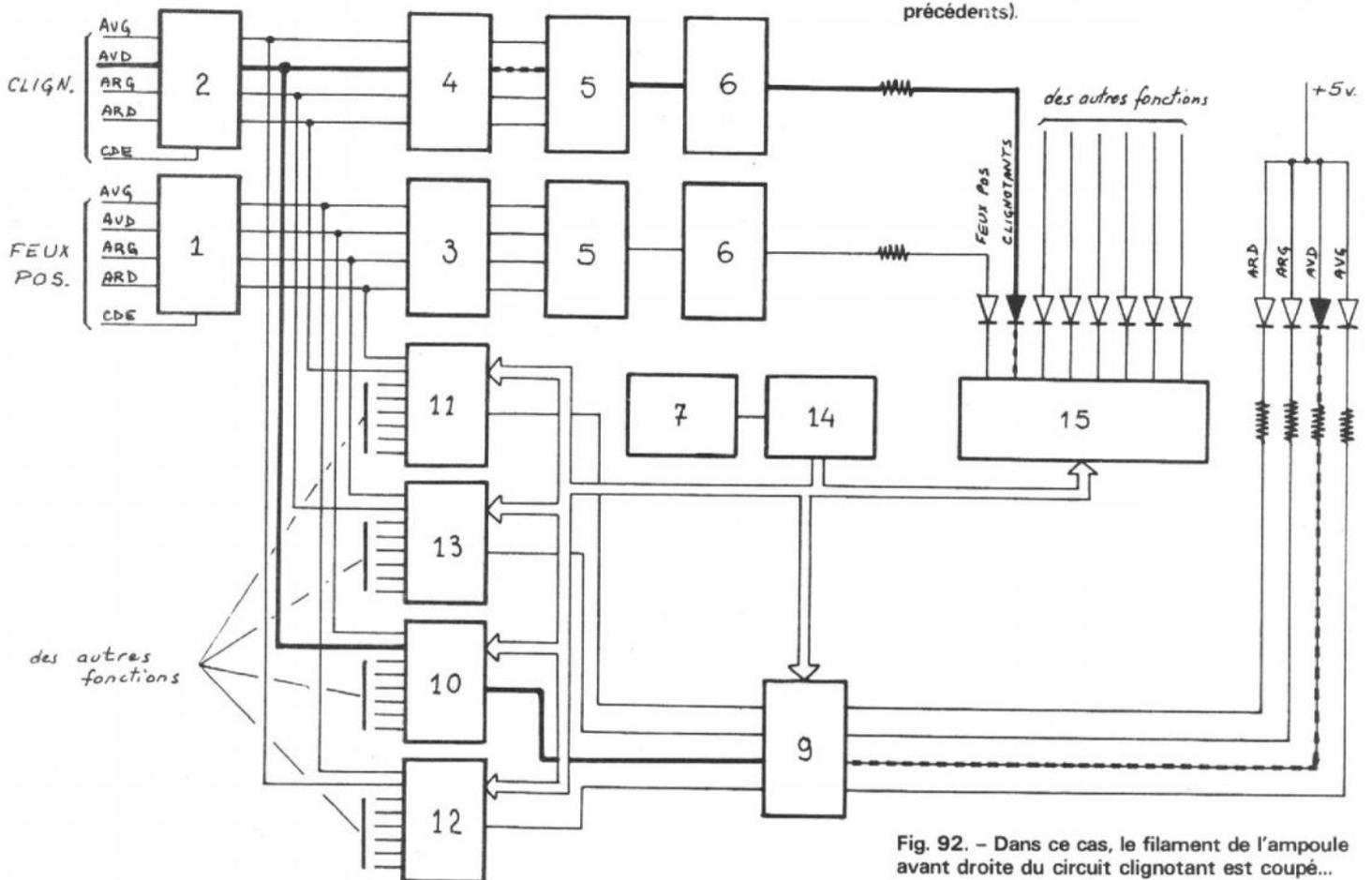


Fig. 92. - Dans ce cas, le filament de l'ampoule avant droite du circuit clignotant est coupé...

par CI_{14} , piloté par l'oscillateur CI_7 , et sont envoyées simultanément sur les quatre multiplexeurs et sur la mémoire. Dans notre cas, la sortie D du générateur d'adresse CI_{14} ne sera pas utilisée pour commander les multiplexeurs et elle fera en sorte que nous inscrirons les huit informations deux fois dans la mémoire, par exemple, l'information inscrite à l'adresse DCBA = 0110 se retrouvera à l'adresse DCBA = 1110, seules les valeurs de C, B et A étant significatives.

Ces mêmes adresses seront également envoyées sur CI_{16} , SFC 442 décodeur BCD/décimal qui jouera le rôle de circuit décodeur d'adresse et dont nous verrons l'utilisation ci-dessous. Si nous traitions 16 paramètres, il faudrait utiliser le SFC 4154 E, décodeur/démultiplexeur de 4 voies vers 16.

A ce stade de la description, il nous paraît nécessaire de prendre deux exemples pour

que nos lecteurs comprennent pourquoi nous avons cette organisation qui peut paraître bien compliquée a priori.

Ces exemples sont représentés sur les figures 92 et 93 sur lesquelles certains traits ont été renforcés en trait plein ou en pointillé. Nous adopterons la convention suivante pour la signification de ces traits :

- un trait plein renforcé indique la présence d'un niveau logique 1 sur la liaison concernée ;
- un trait pointillé renforcé indique la présence d'un niveau logique 0 sur la liaison concernée ;
- les autres traits non renforcés n'ont pas de signification en niveau logique et correspondent à des liaisons non concernées par nos exemples.

Premier exemple :

Sur la figure 92, nous avons représenté, suivant les conventions ci-dessus, la panne suivante : « ampoule

avant droite du circuit des clignotants grillée ». Conformément au raisonnement tenu à propos de la figure 72, nous retrouvons le cas numéro 3 vu plus haut et nous aurons la sortie correspondante de CI_2 au niveau logique 1 quand la commande des clignotants entraînera un niveau logique 0 (clignotants éteints). Ce niveau logique est envoyé, d'une part sur CI_4 qui va effectuer l'inversion, et d'autre part sur CI_{10} qui « transmettra » ce niveau logique 1 quand « l'adresse » que nous aurons affectée à la fonction « clignotants » de CI_2 sera présente.

Donc la sortie de CI_4 est au niveau logique 0 et est représentée en pointillé renforcé sur la figure 92. Cette figure étant reliée à une des quatre entrées de la partie correspondante de CI_5 , opérateur NAND à quatre entrées, la sortie de ce circuit sera au niveau logique 1. En effet, rappelons encore que l'équation logique de CI_5 qui est $Y = \overline{A.B.C.D}$ peut également s'écrire en application des théorèmes de Morgan : $Y = \overline{A+B+C+D}$. Cela peut s'énoncer de la façon suivante :

— pour que la sortie Y de ce circuit soit au niveau logique 0, il faut que les quatre entrées soient toutes au niveau logique 1,

— pour que la sortie de ce circuit soit au niveau logique 1, il suffit qu'une seule entrée soit au niveau logique 0.

Dans notre cas, la sortie de CI_5 passant au niveau logique 1 entraînera le basculement de CI_6 qui lui est associé, CI_6 étant une double bascule JK maître-esclave qui fonctionnera dans les mêmes conditions que le circuit de la figure 43 dont nous avons expliqué le fonctionnement dans le numéro 1570. La sortie Q de CI_6 passant au niveau logique 1 pourra donc commander la diode LED qui lui est reliée à la condition que la cathode de celle-ci soit reliée à

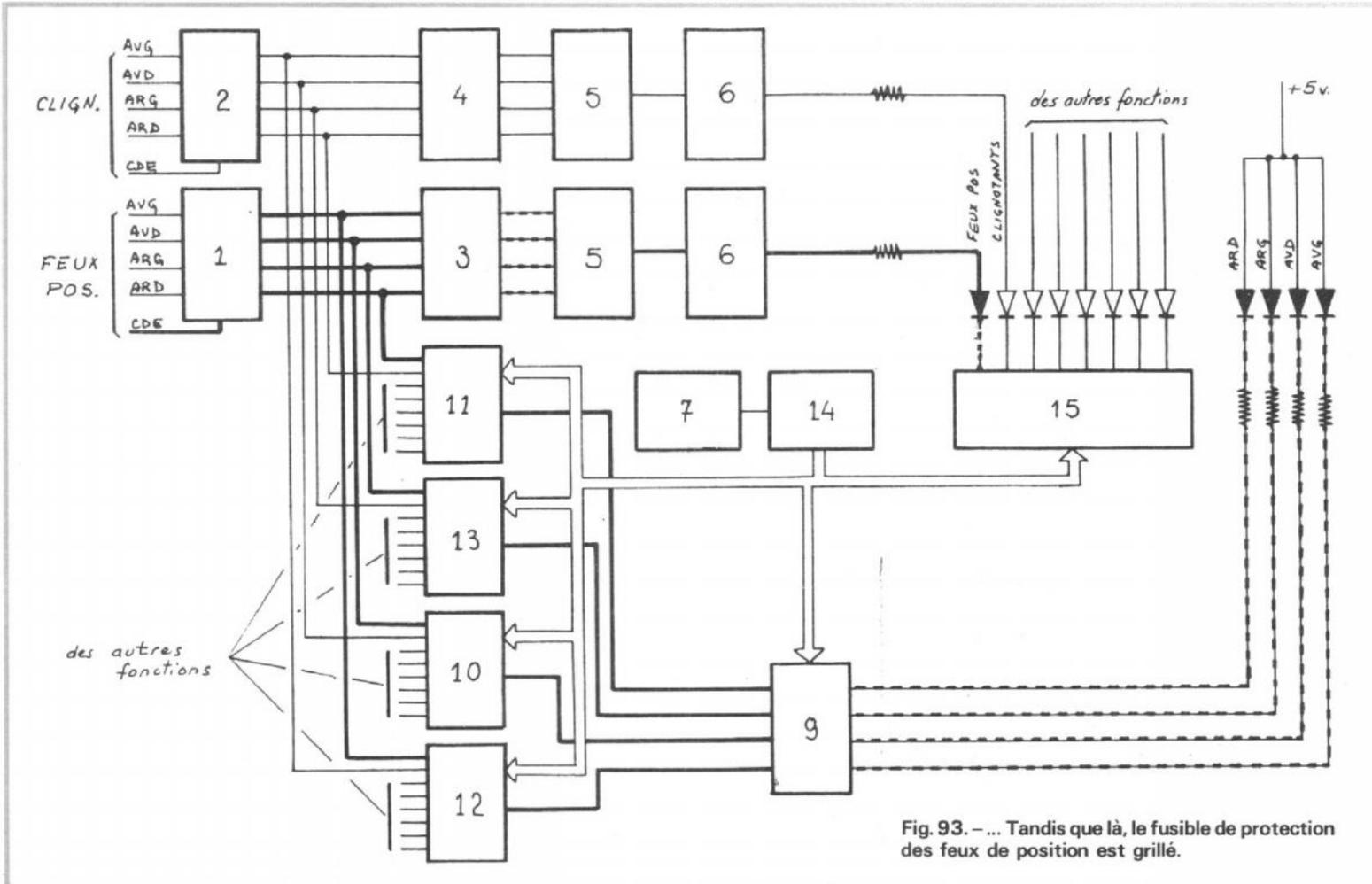


Fig. 93. — ... Tandis que là, le fusible de protection des feux de position est grillé.

FONCTIONS	ADR.			AR	AV	CDE	DIODES LED															
	C	B	A	D	G		D	G	0	1	2	3	4	5	6	7	P	Q	R	S		
FEUX DE POSITION	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0		
CLIGNOTANTS	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0		
----	0	1	0	X	X	X	X	X	0	0	X	0	0	0	0	0	0	0	0	0		
----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----		
----	1	1	1	X	X	X	X	X	0	0	0	0	0	0	0	0	0	X	X	X	X	

Fig. 94. - Table des états logiques résumant les exemples des figures 92 et 93 (* correspond à un niveau logique indéterminé).

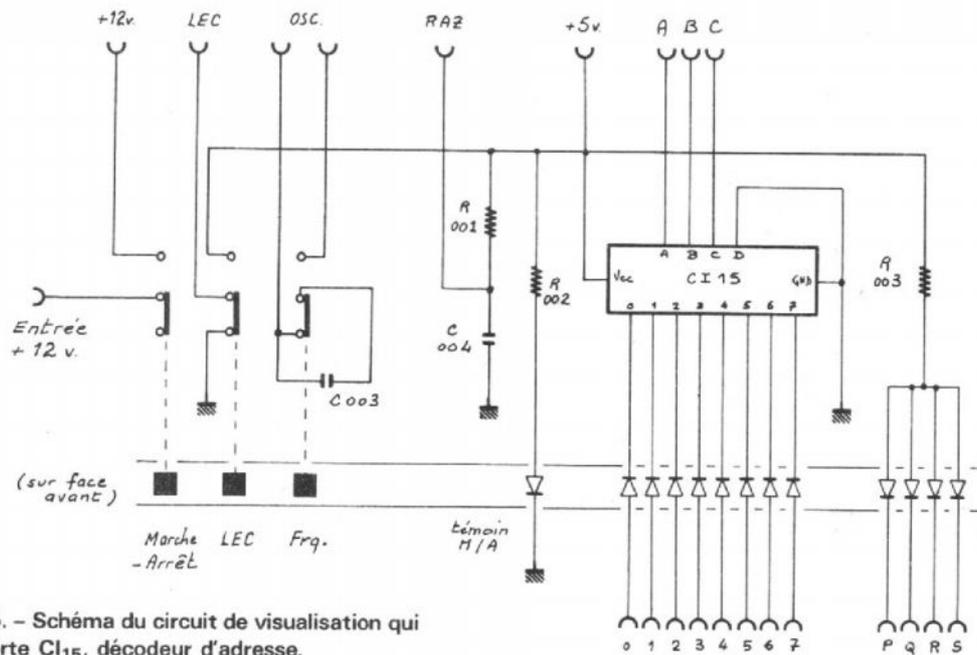


Fig. 95. - Schéma du circuit de visualisation qui comporte CI₁₅, décodeur d'adresse.

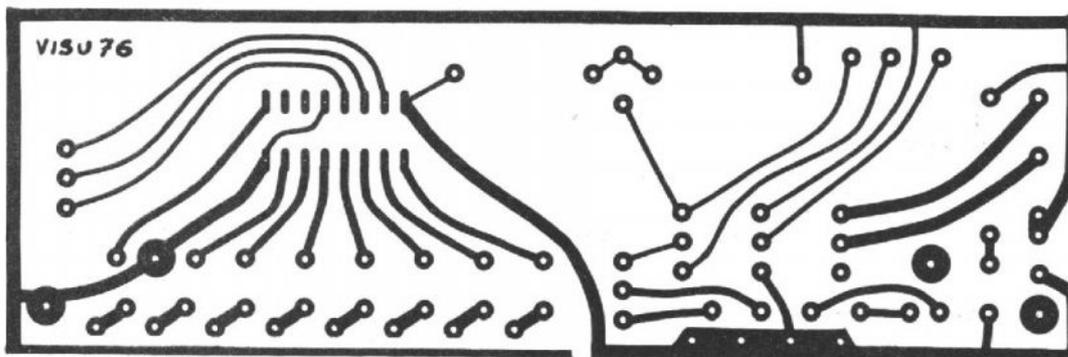


Fig. 96. - Dessin du circuit imprimé du circuit de la figure 95.

un niveau logique 0 issu de CI₁₅, décodeur BCD/décimal SFC 442. Cette condition ne sera réalisée que pour l'adresse correspondant à la fonction clignotante. Lorsque cette adresse sera présente, la diode LED s'allumera et indiquera l'existence d'un défaut dans le circuit clignotant. Par contre, elle ne pourra pas préciser où se situe le défaut et c'est là que va intervenir l'autre partie du montage.

Nous avons vu que la sortie de CI₂ au niveau logique 1 est reliée à CI₁₀, multiplexeur qui transmettra ce niveau logique sur sa sortie pour l'adresse correspondant à la fonction clignotants. Cette sortie est reliée à une des entrées de données de la mémoire et se trouvera écrite au niveau logique 1 dans la mémoire et bien sûr à l'adresse clignotants. L'entrée de sélection de boîtier CS de la mémoire étant placée au niveau logique bas autorise la lecture des sorties qui sont le complément des informations mises en mémoire. Donc, à l'adresse clignotants, nous aurons, sur la sortie correspondante de la mémoire, un niveau logique 0 qui autorisera l'allumage de la diode LED qui lui est reliée et qui indiquera « avant droit ».

En résumé, quand nous aurons l'adresse clignotants, nous aurons simultanément l'indication de l'existence d'un défaut et sa localisation.

Deuxième exemple :

Ce deuxième exemple est illustré par la figure 93 en utilisant toujours les mêmes conventions et montre la panne suivante : « fusible du circuit des feux de position coupé ». Cette fois-ci, nous nous trouvons dans le cas numéro 2 vu plus haut et, les filaments des ampoules étant réputés non coupés dans notre exemple, les quatre sorties de CI₁ seront toutes au niveau logique 1 quand la commande des feux de position fournira un niveau logique 1.

En suivant le même raisonnement que dans l'exemple

précédent, nous pourrions dire que :

— comme il suffit qu'une seule sortie de CI₁ soit au niveau logique 1 pour que la sortie de CI₅, porte NAND à quatre entrées, passe au niveau logique 1, et que la sortie Q de la bascule de CI₆ qui est associée à cette porte, recopie l'état de la sortie de cette porte, nous aurons Q = 1 et la diode LED pourra s'allumer lorsque l'adresse « feux de position » sera décodée par CI₁₅.

Les quatre multiplexeurs CI₁₀ à CI₁₃ verront des niveaux logiques 1 sur les entrées correspondantes et, pour l'adresse feux de position, transmettront ces niveaux sur les entrées de la mémoire qui les prendra en compte à cette même adresse. Toujours à cette adresse, nous aurons, en sortie de la mémoire, les compléments des niveaux mis en mémoire, c'est-à-dire, dans notre cas, des niveaux logiques 0 et les quatre diodes LED s'allumeront. La signification étant « défaut sur les quatre ampoules », et comme il est peu probable que les quatre ampoules aient leur filament coupé, nous en déduisons que la panne provient d'un élément qui leur est commun, en l'occurrence le fusible.

Nous avons résumé le fonctionnement dans le cas de nos deux exemples sous la forme d'une table des états logiques de la figure 94. On remarque que le défaut « fusible » du circuit des feux de position n'apparaîtra que si ce circuit est commandé (niveau logique 1 sur Cde), et que le défaut « ampoule grillée » du circuit des clignotants apparaîtra sans qu'il soit nécessaire de le mettre sous tension (niveau logique 0 sur Cde).

Cette disposition nous permet de dire que, à la mise en service de la mini-centrale de sécurité, nous « testerons » en statique les circuits alors que le test pourra être qualifié de dynamique lorsque les circuits seront mis sous tension. Un test complet du circuit des

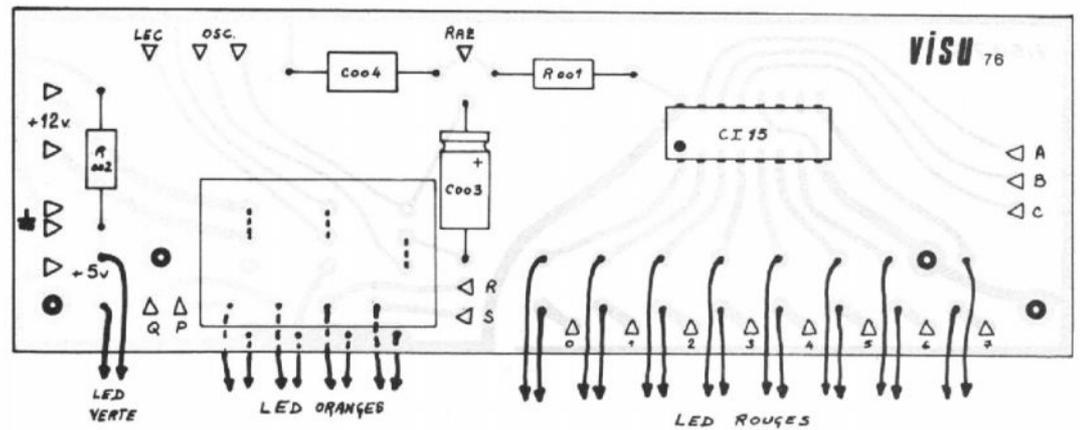


Fig. 97. - Implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 96. Les diodes LED oranges sont soudées côté cuivre. La face avant sera fixée au circuit imprimé par deux petites équerres à l'aide des deux trous prévus dans les angles.

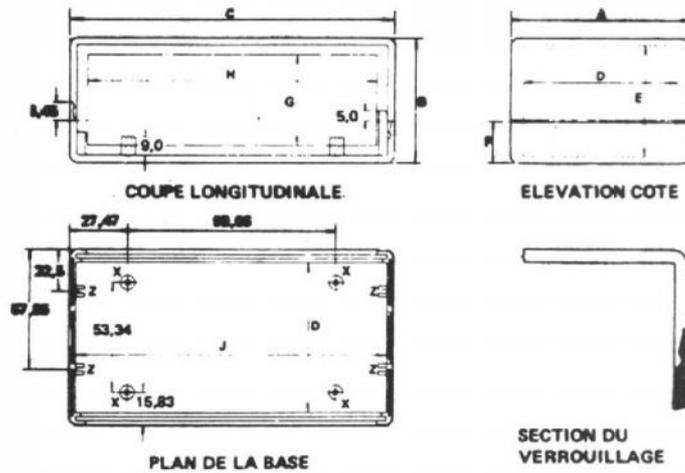


Fig. 98. - Le coffret Vero MK II (extrait de la documentation Vero).

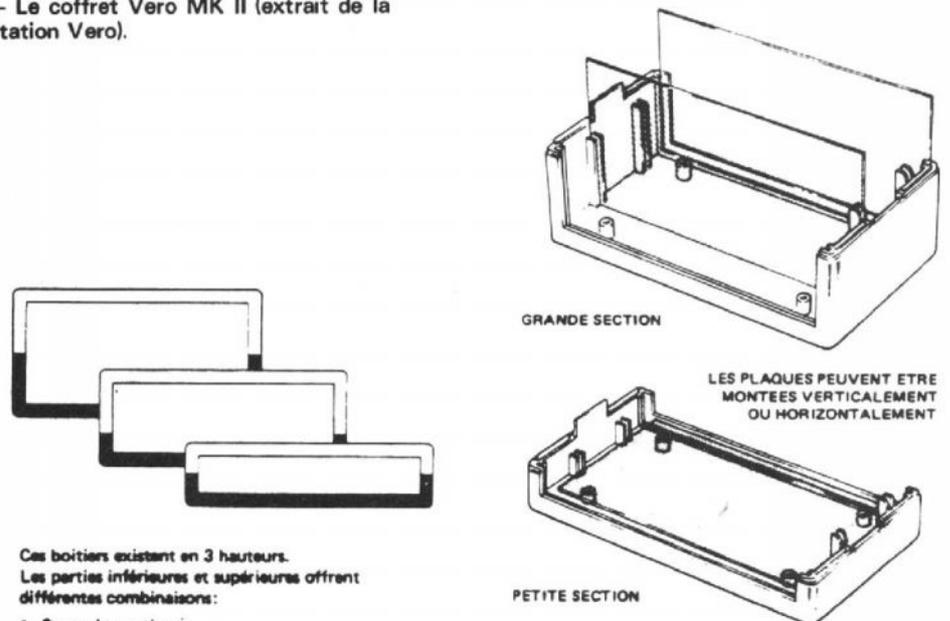


Fig. 99. - Ces boîtiers existant en 3 hauteurs.

Les parties inférieures et supérieures offrent différentes combinaisons :

- 2 grandes sections
- 2 petites sections
- 1 grande et 1 petite section

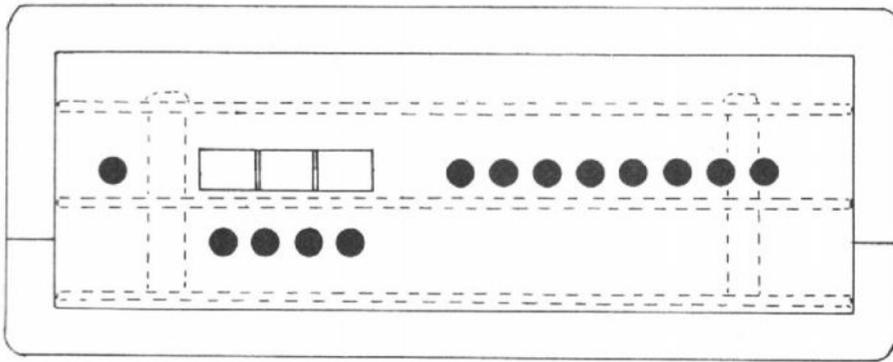


Fig. 100. - Disposition d'ensemble des circuits dans le coffret.

REF.	DIMENSIONS									
	A	B	C	D	E	F	G	H	J	
75-1237 J		40,0			34,0	20,0	24,0			
75-1238 D	85,0	60,0	154,0	77,20	54,0	20,0	44,0	138,0	148,0	
75-1239 K		80,0			74,0	40,0	64,0			

Nota : X - Montants pour circuit avec vis auto taraudeuses (livrées avec le boîtier).
Z - Découpes dans guide moulé pour montage vertical des circuits.

Fig. 101. - Tableau récapitulatif des dimensions du coffret selon sa taille.

Fig. 103. - Brochages des circuits intégrés utilisés (vus de dessus) : a - SFC 400, b - SFC 4132, c - SFC 486, d - SFC 404, e - SFC 493, f - SFC 89191, g - SFC 4151, h - SFC 4150, i - SFC 473, j - schéma logique de la mémoire DM 7489, équivalent au SFC 80101 que l'on pourra comparer au schéma théorique de la figure 60 (numéro 1579).

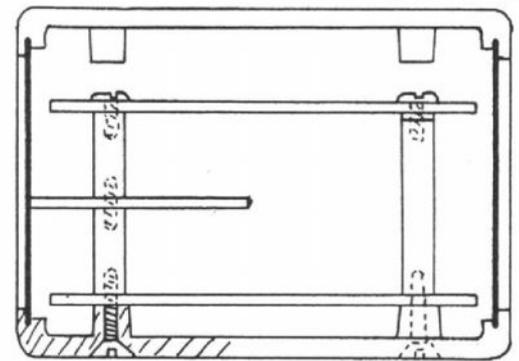
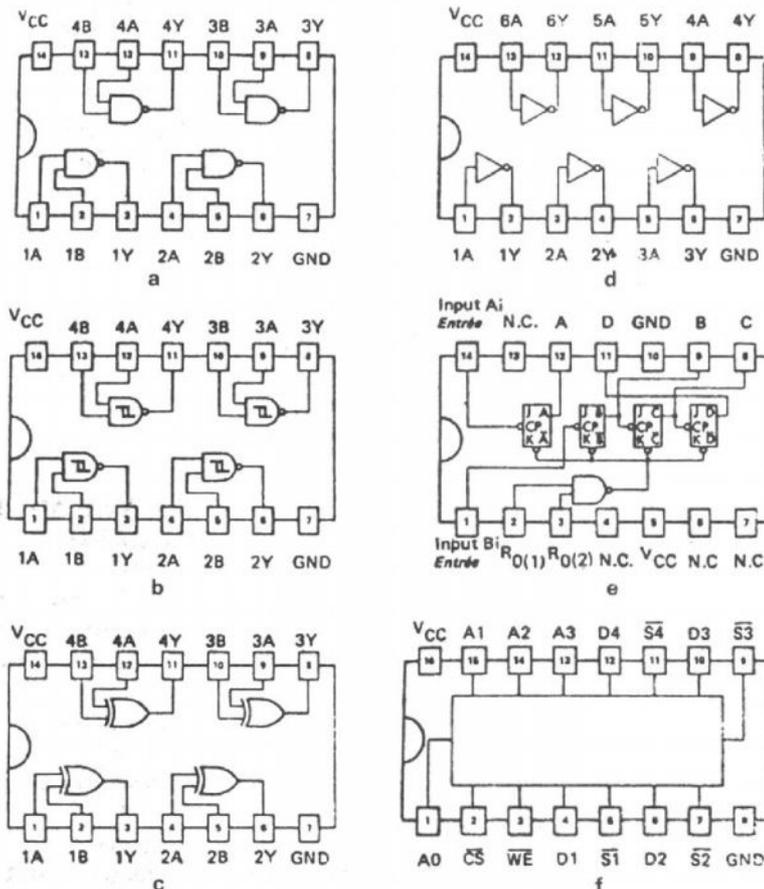
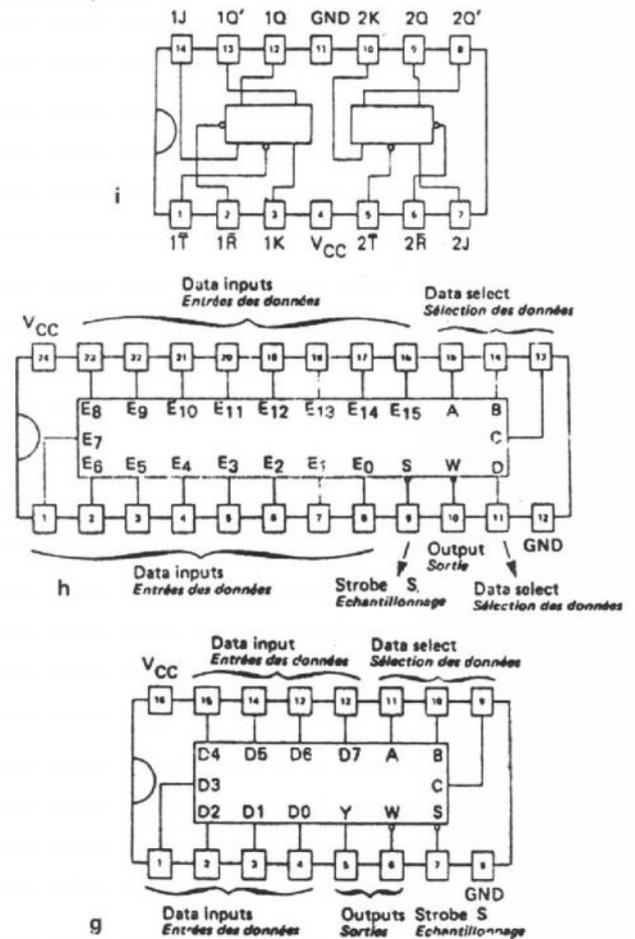
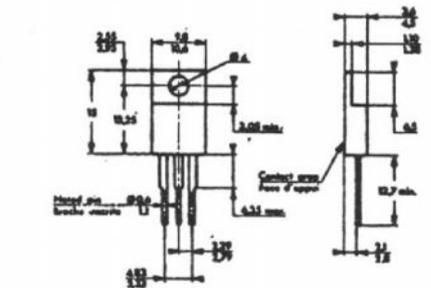
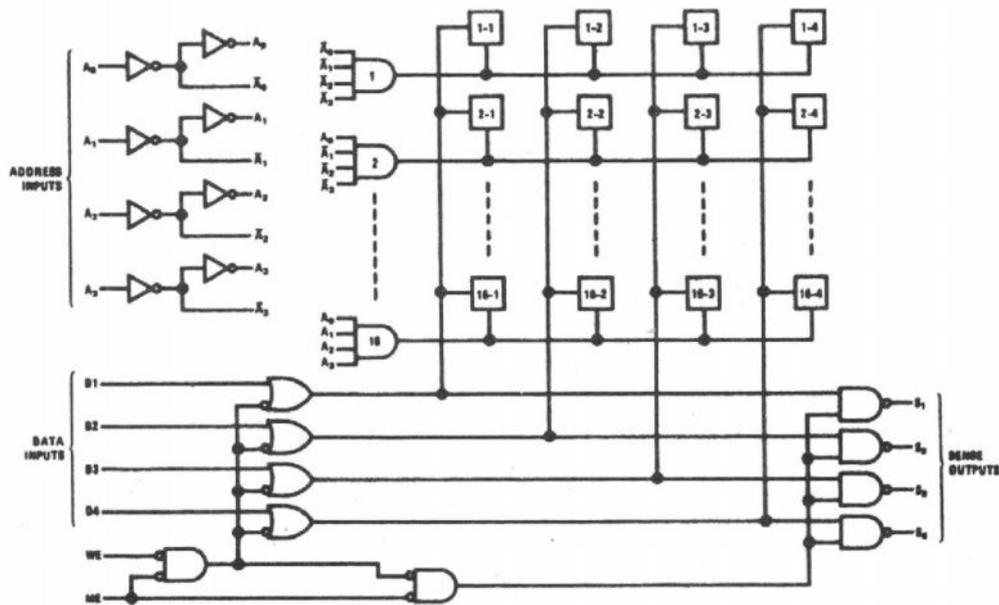
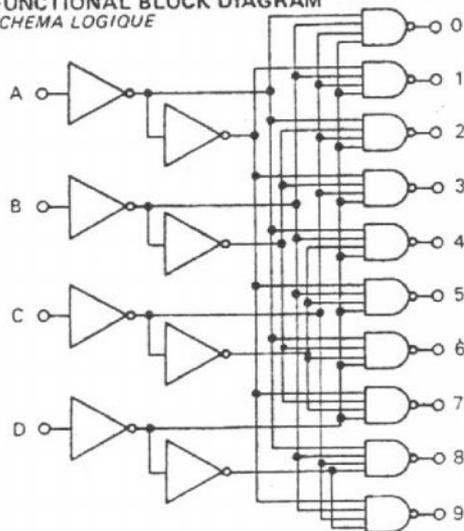


Fig. 102. - Dimensions du circuit monolithique régulateur de tension +5 volts SFC 2805 en boîtier TO 220.





FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM
SCHEMA LOGIQUE



FUNCTIONAL TABLE
TABLE DE FONCTIONNEMENT

Inputs Entrées				Outputs Sorties									
D	C	B	A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H
L	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H
L	H	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H
L	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H
L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H
L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H
H	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H
H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
H	L	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
H	H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H

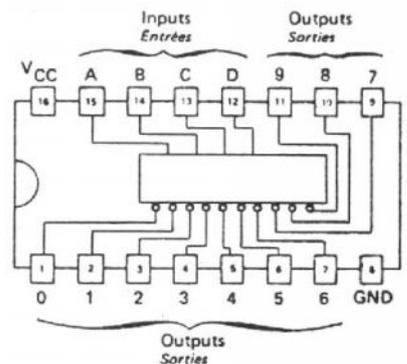


Fig. 104. - Brochage (vu de dessus), schéma logique et table de fonctionnement du SFC 442.

clignotants sera effectué de façon très simple en faisant fonctionner, un court instant, les feux détresse (warning) qui utilisent, en général le même circuit.

LA MISE EN COFFRET

Avant de parler du coffret lui-même, nous allons donner des précisions à propos du cir-

cuit de visualisation. Nous ne l'avons pas décrit en même temps que les autres circuits car, alors que ces circuits présentent un certain caractère standard, celui de visualisation découlera directement du type de fonctions que nos lecteurs voudront vérifier. Nous avons réalisé ce circuit sous la forme d'une carte imprimée dont le dessin est donné sur la figure 96 selon le schéma de la figure 95. L'implantation des

composants est indiquée sur la figure 97. Cette carte imprimée est rendue solidaire de la face avant du coffret comme nous le verrons plus loin et c'est sur elle que seront câblées les diodes LED ainsi que le commutateur de fonctions. Ce circuit comprendra également le circuit intégré CI₁₅, décodeur d'adresse.

Nous avons défini les dimensions de nos cartes imprimées pour les incorporer

dans un coffret Vero MK II que nous avons choisi pour les avantages suivants :

- faible coût, le prix du modèle le plus grand étant de l'ordre de 25 francs hors taxes,
- trois tailles disponibles permettant d'adapter le coffret au type de fonctions à tester,
- face avant constituée d'une simple plaque d'aluminium facilement interchan-

LA NOUVELLE TECHNOLOGIE des composants électroniques

la fiabilité et les essais des composants

(Voir N° 1596)

LES ESSAIS MÉCANIQUES ET LES MATÉRIELS UTILISÉS

Les essais mécaniques consistent d'abord dans des essais de chocs ; ils consistent à soumettre les composants à des chocs mécaniques produits par un dispositif convenable, en définissant le signal par l'amplitude et par un gabarit, dans lequel doit s'inscrire l'image de l'onde de choc relevée au voisinage d'un point de fixation du composant.

Les essais des secousses sont des essais de fatigue réalisés en appliquant sur les composants un ou plusieurs milliers de chocs mécaniques, définis par la valeur de l'amplitude, le nombre approximatif de secousses par seconde, le gabarit de l'onde de choc et le nombre de secousses appliquées.

La machine à secousses employée dans les laboratoires L.C.I.E., par exemple, permet ainsi de produire des secousses de 40 g 7 ms et d'exciter des éléments dont la masse est de 25 kg.

Les essais de vibrations offrent une très grande importance ; la fatigue mécanique n'est pas le seul effet, puisque la structure peut être détériorée pour d'autres raisons. Une défaillance peut être provoquée par des variations d'amplitude excessives à la suite de ruptures ou de chocs, ou par un certain niveau de vibrations qui a été dépassé pendant une durée trop importante.

Les conditions de l'essai peuvent être diverses ; mais on prévoit généralement un déplacement sinusoïdal de l'élément considéré ; on définit la gamme de fréquences, la loi de variation de la fréquence en fonction du temps, l'amplitude du déplacement et de l'accélération et la durée de l'essai.

Pour les fréquences faibles, on peut ainsi utiliser des machines électromécaniques pouvant assurer des essais dans la gamme de 0 à 100 Hz, et, pour une gamme plus étendue, des excitations électrodynamiques de 5 Hz à 3000 Hz.

Il y a encore des essais d'accélération constante pratiqués spécialement sur les dis-



**tournez
la page**

**infra
vous
informe**

The advertisement features a black and white photograph of a man in profile, wearing a suit and tie, holding a mobile phone to his ear. To his right is a piece of electronic equipment, possibly a vibration testing machine, with a circular dial and various controls. The background is dark with several small 'infra' logos scattered around. The text 'tournez la page' is written in a stylized font above the equipment, and 'infra vous informe' is written in a bold, sans-serif font below it.

positifs à semi-conducteurs et les circuits intégrés, en faisant tourner le composant en essai à une certaine vitesse et en le soumettant ainsi à une force centrifuge pendant un temps déterminé. On peut soumettre ainsi les petits composants à des accélérations comprises entre 1 000 g et 60 000 g ou même 100 000 g.

Il y a, enfin, des essais importants de robustesses de sorties destinés à contrôler la qualité des fils de connexion et de leur fixation sur le composant. Ces fils sont ainsi soumis à des contraintes analogues à celles produites au cours des opérations de montage et de démontage, de traction, de pliage, de poussée, de torsion et de coupe, choisies suivant les types de sortie considérés. L'essai optimal est ainsi étudié pour chaque composant ; il est réalisé sans appareillage complexe, mais avec de petits équipements établis facilement et reproductibles.

On peut encore noter l'essai de soudure destiné à vérifier l'aptitude des composants à résister aux chocs thermiques résultant des opérations de soudure au montage, l'essai de soudabilité destiné à vérifier l'aptitude des sorties à s'éta-mer convenablement dans un bain ou au moyen d'un fer dans des conditions déterminées. Tous ces essais sont, d'ailleurs, effectués dans des conditions indiquées dans la norme française ou UTE NF C 93 001.

LES CONTRÔLES ÉLECTRIQUES ET ÉLECTRONIQUES

Ces contrôles sont effectués sur les composants passifs et actifs au moyen des appareils de mesure habituels constamment améliorés comportant, en particulier, la plupart du temps, l'affichage numérique, voltmètres, ampèremètres, ohmmètres, ponts de mesure pour résistances, condensateurs et impédances et, d'autre part, lampemètres et transistormètres générateurs de signaux. Ces appareils de

mesure présentent des caractéristiques plus spécialement adaptées aux conditions d'utilisation et peuvent être combinés pour constituer des bancs d'essais.

Les essais électriques sont exécutés dans des conditions atmosphériques spécifiées à température normale dans des salles climatisées à 20° ou 25° \pm 1 °C, avec une humidité relative de 65 % \pm 5 % ou 50 % \pm 5 % ou à haute ou basse température, sur la gamme de -65° à +400 °C.

Les résistances sont essentiellement caractérisées par leur résistance nominale et les tolérances associées, la puissance nominale, la tension maximale de service, éventuellement le coefficient de tension facteur de bruit, le coefficient de température les courbes de réduction de la puissance dissipable en fonction de la température ambiante, le comportement en fréquence.

Les contrôles effectués consistent généralement dans un essai en contraintes échelonnées en température, l'étude des dérivés en essais de moyenne durée, l'étude des mécanismes de défaillance, le contrôle des résistances effectué en courant continu de 10 M Ω à 10 M Ω en hautes fréquences jusqu'à 1 000 MHz sur une gamme de valeurs variant suivant les fréquences. Ils consistent également en contrôles de résistance d'isolement en courant continu jusqu'à 10⁷ m Ω et en résistance de contact en courant continu ou alternatif.

Le principal objectif des données élaborées est de fournir des taux de défaillance cataleptique ou catastrophique et des caractéristiques de dérive au cours des temps ; ces données ne sont, en réalité, valables que pour un fabricant donné, une usine et une tranche de temps déterminée.

D'une manière générale, les défaillances cataleptiques ou brutales sont surtout prises en considération, puisque les dérives ne répondent pas à des lois d'usure et sont plutôt des

évolutions réversibles liées à divers paramètres, dont il faut cependant tenir compte dans l'établissement du schéma.

Pour le contrôle des condensateurs, les principes sont les mêmes et ces composants sont caractérisés par leur capacité nominale et les tolérances associées ; la tension nominale, la tangente de l'angle des pertes, la résistance d'isolement, la rigidité diélectrique, l'évolution des caractéristiques en fonction de la température dans la plage d'utilisation, le comportement en fréquences.

Les contrôles portent donc pour les capacités et les angles de pertes sur une gamme de fréquences de 50 Hz avec éventuellement superposition de tension continue, pour les valeurs de 1 à 120 000 μ F à 10 000 Hz jusqu'à 1 μ F et à 1 MHz de 1 à 1 000 pF.

Les capacités entre électrodes sont contrôlées sur une gamme de 1 kHz ou 1 MHz pour des valeurs de 1 mpF à 100 pF et les impédances complexes sont vérifiées en haute fréquence jusqu'à 1 000 MHz pour des gammes de valeurs variant suivant la fréquence.

Pour les condensateurs électro-chimiques, les phénomènes d'usure et de dégradation sont liés au temps de service et à la température ; il est ainsi possible d'augmenter la température des essais pour réduire la durée de vie des pièces à des temps accessibles à l'expérimentation. Le contrôle des bobinages porte sur les impédances, les capacités réparties, les essais d'isolement, le vieillissement des isolants, l'influence de la température et de l'humidité, l'endurance mécanique.

En ce qui concerne les éléments actifs, les mesures sur les tubes électroniques sont déterminées par les spécifications C.C.T. U. 16-01-MIL EIE ; ils concernent les caractéristiques statiques et dynamiques.

Le contrôle des tubes cathodiques-images, de prises de vues et à mémoire comporte des essais mécaniques et cli-

matiques, l'étude des claquages en basse pression et le contrôle sous l'effet des vibrations. Les essais de réalisation comportent l'examen de l'écran et des particules de position du spot, de vide, de largeur de ligne, de dimensions du spot, de caractéristiques d'écran, de magnétisation, des essais d'inscription et d'effacement pour les tubes à mémoire. De même, pour les tubes d'affichage on vérifie le flux lumineux, la visibilité, l'uniformité de l'éclairage, l'illumination parasite.

Les mesures sur les dispositifs à semi-conducteurs sont indiquées par les spécifications C.C.T.U. ; elles portent ainsi sur les diodes avec leurs caractéristiques statiques et dynamiques et leurs paramètres de commutation.

L'étude des transistors, en particulier, a pour but de déterminer les paramètres les plus significatifs de la dégradation des pièces et le comportement à long terme pendant 10 000 heures des éléments considérés. Les pièces sont essayées à puissance nominale en montage à base commune dans un local climatisé à 21 °C ; les paramètres mesurés sont le gain statique à fort et faible courants, les tensions de saturation avec gains forcés, les tensions de claquage et les courants de fuite. Les paramètres les plus sensibles à la dégradation sont la tension de saturation collecteur-émetteur à faible courant, le gain statique en émetteur commun mesuré à faible courant.

Certaines défaillances sont dues à la dégradation des soudures et des connexions ; de là, l'intérêt des essais des transistors montés sous boîtier spécial ou enrobés dans de l'époxy, les essais mécaniques climatiques en chaleur humide et de stockage à 120 °C, ce qui permet de déterminer les proportions des défauts cataleptiques.

Les mesures effectuées sur les différents types de composants peuvent être aussi divers, d'ailleurs, que les caractéristiques des compo-

sants eux-mêmes. Il y a ainsi les caractéristiques des isolants et des diélectriques, des câbles coaxiaux, des matériaux spéciaux, tels que les ferrites et les céramiques, les essais particuliers de rigidité diélectrique, qui s'effectuent en courant continu ou industriel jusqu'à 25 kV en haute fréquence, de 0,1 à 3 MHz jusqu'à 10 kV à 40 kV, suivant la fréquence.

LES ESSAIS D'AMBIANCE ET D'ENVIRONNEMENT

Les épreuves climatiques consistent à exposer les composants à des conditions artificielles, telles que l'on puisse préjuger de leurs performances dans des conditions naturelles d'utilisation de transport ou de stockage. Le but de ces essais est orienté vers l'étude de la fiabilité des matériels ; l'estimation, le perfectionnement et le contrôle des caractéristiques sont obtenus grâce aux essais « d'environnement ».

Les essais fondamentaux sont ainsi basés sur les facteurs usuels climatiques, tels que : froid, chaleur sèche, chaleur humide, en essais continus ou cycliques, stockages, moisissures, atmosphère corrosive et saline, vents de poussières et de sable, vide, surpression, variations de températures, inflammabilité, étanchéité, rayonnement, etc. Les méthodes d'essai et leur degré de sévérité peuvent être précisés par des recommandations spéciales de la marine, des P.T.T. et de l'E.D.F., etc. En tenant compte de la finalité du composant, on adapte à partir des documents officiels les conditions d'essai d'environnement aux conditions réelles d'exploitation.

Les essais climatiques sont, en principe, ceux spécifiés par les spécifications générales N.F.C 93 001 C.C.T.U., O.I.O.I.A., M.I.L. S.T.D. 202 D, BS 2011 et C.E.I. 68.

Les dimensions des enceintes utilisées sont de l'ordre de

0,2 à 0,8 m³ ; elles assurent la réalisation d'essais sur les composants, les petits matériels ou des sous-ensembles, elles permettent l'application de tensions, la mise en fonctionnement mécanique et les mesures sur les pièces en cours d'épreuves.

Les essais de froid sont effectués de - 10 °C à - 65 °C, les contrôles de l'influence et de la chaleur sèche de + 40 °C à + 400 °C. Pour les effets de la chaleur humide, on effectue des essais continus à + 40 °C à 90 ou 95 % d'humidité, pendant 4, 10, 21 ou 56 jours ; les essais cycliques sont réalisés à 25 °C ou 55 °C avec humidité de 95 à 100 %, avec 1, 2 ou 6 cycles de 24 heures, tandis que les essais cycliques combinés à 65 °C à 90 ou 95 % d'humidité, sont effectués à - 10 °C et sous l'influence des vibrations en 10 cycles de 24 heures. Les essais divers s'effectuent à des températures de 25 °C et à des taux d'humidité supérieurs à 80 %.

Pour contrôler l'effet de variations rapides de température et des chocs thermiques, on utilise des froids jusqu'à - 65 °C et des échauffements jusqu'à + 400 °C, tandis que les contrôles en basse pression s'effectuent jusqu'à 20 mbars et à froid jusqu'à 33 mbars.

Les contrôles d'immersion sont réalisés dans des solutions d'eau pure ou saline à toutes températures ; le contrôle d'étanchéité s'effectue sur les passages et les parois des boîtiers, l'herméticité est contrôlée par un gaz traceur ; l'influence du brouillard salin est déterminée par une solution à 5 % à une température de 35 °C et les contrôles de soudure et de soudabilité sont réalisés au bain de soudure ou au fer à souder.

Les essais combinés de températures et de vibrations sont particulièrement efficaces : ils n'ont pas un but destructif ; ils servent à éliminer les « défauts de jeunesse » structurels et technologiques, qui ne peuvent être mis en évidence par des contrôles classi-

ques. Ils ont nécessité la création de nouveaux appareils combinés appelés « enceintes de déverminage », formés par des caissons pour essais de température avec table vibrante.

Ces essais qui constituent, en fait, un vieillissement accéléré, permettent de diminuer dans un rapport de 1 à 5 environ le taux de déficiences, de diminuer le nombre des interventions du service après-vente, d'allonger la période de garantie des appareils testés. L'analyse des résultats permet également de situer les défauts dans le temps, c'est-à-dire pendant ou après la période de garantie.

Ces essais d'environnement peuvent constituer des essais de recherche, principalement dans les laboratoires officiels ou privés des essais d'étalonnage, pour déterminer la tenue des matériels ou des appareillages dans différentes conditions d'utilisation ou, enfin, des essais comparatifs basés sur la reproduction de conditions de fonctionnement identiques, de façon à obtenir les caractéristiques de matériels différents.

La production du froid est obtenue, dans la plupart des cas, par détente directe avec machine frigorifique intégrée dans l'ensemble de la chambre d'essais. Les moyens de chauffage varient suivant la nature des essais ; ils sont généralement électriques et l'humidité est fournie par injection de vapeur d'eau ou injection d'air préalablement étudié en température et en humidité.

Les essais aux moisissures sont réalisés avec des enceintes construites avec des précautions particulières et qui ne sont pas ventilées ; les essais au brouillard salin sont effectués généralement dans des enceintes en polyester. Pour contrôler l'effet de rayonnement solaire, on utilise des lampes à vapeur de xénon après filtration de l'excédent du rayonnement infrarouge ; pour contrôler l'action des atmosphères poussiéreuses,

des grains de poussières, ou de sable sont véhiculés en circuit fermé, à des vitesses données et projetés autour des composants à essayer.

LES MACHINES D'ESSAIS AUTOMATIQUES

Dans le domaine du contrôle des composants, comme dans d'autres branches de la technique et de l'industrie, l'automatisation s'impose souvent ; elle permet d'effectuer les très nombreuses mesures nécessaires dans un minimum de temps.

Les systèmes de « testeurs » automatiques destinés à fournir des indications efficaces sur la fiabilité des composants ou des sous-ensembles doivent ainsi permettre l'analyse des défauts avec efficacité et rapidité, effectuer le traitement et le stockage des informations recueillies, pour permettre toutes les opérations et mesures correctrices utiles. Ils doivent, enfin, assurer une réduction réelle du coût des études de fiabilité.

Ces dispositifs automatiques de contrôle sont des ensembles électroniques, qui exécutent en séquences un certain nombre de tests en un temps très court par rapport au temps qui serait nécessaire pour une exécution manuelle. Ces tests peuvent être des mesures statiques caractérisant l'état du matériel étudié, ou des contrôles dynamiques correspondant à une simulation du fonctionnement du matériel étudié.

Il y a, ainsi, des appareils automatiques destinés particulièrement au contrôle d'un matériel déterminé et de conception identique. Une deuxième catégorie d'appareils étudiée spécialement pour des équipements spécifiques présente le résultat sous forme de rapport, en indiquant l'écart réel significatif de la mesure effectuée et l'écart permis.

Enfin, les appareils les plus récents et les plus élaborés

sont des systèmes programmables commandés par ruban perforé et à tendance universelle. Ils peuvent être utilisés aussi bien pour le contrôle des pré-séries, de la production, au moment de la pré-recette et de la réception des pièces fabriquées, que pour effectuer les contrôles de qualité et de fiabilité, ainsi que de la maintenabilité.

Il y a ainsi des testeurs automatiques de composants conçus pour permettre pendant le contrôle d'entrée d'effectuer les nombreuses mesures dans un minimum de temps ; ils ne comportent plus de boutons de réglage, et affichent la valeur du composant dans un délai de l'ordre de la seconde. Ces appareils utilisant des techniques digitales sont prévus pour fournir les résultats de mesure en signaux logiques, et permettent ainsi d'utiliser des dispositifs comparateurs de tolérance avec décision « bon ou pas bon ». Ils permettent également l'inscription des résultats sur machines imprimantes ou le transfert de ces résultats sur des appareils d'acquisition de données plus ou moins sophistiqués.

Il y a ainsi des impédancemètres, des ponts automatiques de capacité, et des ponts résistance-impédance-capacité.

Les méthodes de mesure utilisant des fréquences wobulées permettent d'obtenir des gains de temps importants pour l'étude et la mise au point des circuits HF, VHF ou même à hyperfréquences. Les analyseurs de réseaux utilisant les perfectionnements des anciens appareils à wobulateurs associés avec les oscilloscopes cathodiques, permettent des mesures de transmission de réflexion ou d'impédance sur une gamme de fréquences très étendue de 400 kHz à 500 MHz. Ces appareils permettent l'étude des filtres, des câbles et des amplificateurs, des transistors et des antennes.

Les essais par comparaison offrent de grandes possibilités

de contrôle rapide et efficace pour les composants passifs, pour l'essai des câbles téléphoniques ; l'ajustage des résistances, mais ce sont sans doute les systèmes de contrôle automatique programmables et non plus spécifiques à un type de matériel, qui sont aujourd'hui les plus remarquables pour les essais, la surveillance automatique et la maintenance.

Avec pilotage par ruban perforé, un des intérêts majeurs de ces machines réside dans la possibilité d'élaboration d'un ou plusieurs programmes par type de matériel, ce qui justifie son emploi à tous les stades de la fabrication. Le passage d'un équipement à un autre s'effectue par simple changement de programme, et il devient possible de multiplier les essais en fonction des contrôles à effectuer.

Il est possible, d'autre part, de relancer automatiquement la séquence des contrôles après enregistrement des défauts sur une machine imprimante et d'assurer la continuation automatique d'un programme complet sans aucune intervention humaine, de façon à obtenir un moyen rapide et répétitif à volonté de la vérification permanente des performances d'un matériel. Les imperfections ou pannes fugaces, irrégulières, ou intermittentes, peuvent ainsi être plus facilement décelées ou localisées par la répétition un grand nombre de fois d'une séquence complète, jusqu'à l'enregistrement de défauts qu'on aurait peu de chance de déceler avec les moyens ordinaires et dans les délais généralement disponibles.

Ces tests automatiques d'appareils électroniques, sinon électriques, exigent les mêmes éléments fonctionnels que les systèmes d'essais manuels, c'est-à-dire, effets de stimulation sur les appareils en essai, mesure des réponses correspondantes, commutation, contrôle, évaluation des données, enregistrement des résultats.

Dans les essais automatiques, comme dans les essais manuels, les effets d'excitation comme les mesures sont assurés par des instruments convenables : oscillateurs, générateurs de signaux, sources d'alimentation, etc.

Les appareils de mesure comportent des voltmètres, des compteurs, des wattmètres, et dispositifs analogues ; la commutation, le contrôle, l'évaluation et l'enregistrement sous la forme manuelle peuvent être encore effectués par un opérateur. La commutation des connexions entre les matériels d'essais et les appareils à essayer est réalisée par des câbles de connexion ou des fiches d'essai.

Le contrôle des appareils d'essai est effectué par l'opérateur au moyen de boutons ou de curseurs disposés sur les tableaux de bord. Dans les appareils simplifiés, le contrôle des séquences d'essais est également effectué par l'opérateur d'après un programme établi à l'avance ; l'évaluation des résultats est également assurée par l'opérateur, qui compare les limites des résultats à des limites établies à l'avance ; l'enregistrement des résultats est généralement effectué sur une carte perforée.

Dans les modèles complètement automatisés, l'intervention humaine est réduite et même complètement éliminée, puisque la plupart des opérations de contrôle sont effectuées automatiquement sous l'action d'un calculateur d'après un programme établi à l'avance et mis en mémoire. La commutation est effectuée automatiquement par des contacteurs automatiquement contrôlables, tels que des relais et des matrices ; l'enregistrement des résultats est effectué dans un système automatique à téléimprimeur, à imprimeur digital, inscrit sur une bande perforée ou une bande magnétique, et la machine inscrit également les noms des paramètres et l'indication des résultats qui dépassent les tolérances admissi-

bles. Certains types de résultats sont présentés sous la forme de graphiques montrant deux ou plusieurs paramètres pouvant être étudiés en comparaison.

Un dispositif de contrôle entièrement automatique se présente ainsi sous la forme d'une armoire standard avec systèmes d'essais reliés par un cordon approprié à l'équipement à vérifier, des alimentations extérieures alimentant ce matériel en essai, une machine imprimante couplée directement à la machine d'essai pour l'enregistrement des défauts et, enfin, une perforatrice destinée à l'établissement des programmes, par exemple, au moment de la perforation du ruban.

Un essai correspondant à un numéro d'ordre consiste en une série de petites opérations réglementaires destinées à envoyer simultanément sur les points choisis de l'équipement un ensemble de signaux de commande et permettre en réponse l'analyse d'un paramètre ou d'une configuration du matériel concerné.

Dans une première phase statique, toutes les informations nécessaires à l'exécution de l'essai sont lues par le lecteur du ruban et stockées dans une mémoire-tampon à accès rapide. Dans une phase dynamique, l'ensemble des signaux de contrôle est envoyé vers l'équipement par l'intermédiaire du bloc de commutation et, à la fin d'une certaine temporisation produite par le programmeur, le paramètre désiré est transmis au bloc de mesure.

Enfin, le bloc de calcul traite directement sous la forme digitale le résultat de cette mesure pour le comparer à la valeur nominale, en tenant compte de la tolérance introduite et le bloc de commande décide de l'impression ou non du résultat. Les essais sont ainsi effectués les uns après les autres et les résultats sont présentés sous la forme d'un nombre algébrique ou d'un pourcentage.

R. S.

NOUVEAUX MONTAGES B.F. HI-FI

À CIRCUITS INTÉGRÉS

ON trouvera dans cet article l'analyse des schémas de plusieurs appareils utilisables en basse fréquence à haute fidélité, susceptibles de diverses applications comme les suivantes : interphone, enregistrement magnétique, amplificateur avec trémolo, générateur de bruit etc.

Voici d'abord l'interphone.

INTERPHONE A DEUX CORRESPONDANTS

Son schéma est donné à la figure 1. Utilisant un LM 388 National, cet interphone ne nécessite que peu de composants. Il n'y aura que deux correspondants, le correspondant principal possédant l'initiative de la conversation et un correspondant distant. L'amplificateur possède une entrée non inverseuse broche 8 (+) et une entrée inverseuse, broche 7 (-). Un dissipateur de chaleur doit être prévu.

Le commutateur est à la disposition du correspondant principal. Placé en position P,

ce correspondant parle devant le HP-LOC qui sert de microphone.

On voit qu'une borne du HP est à la masse et l'autre reliée au point 8, entrée non inverseuse de l'amplificateur.

Le signal amplifié est obtenu au point 13 d'où il est transmis par C₅ et par l'inver-

seur I₂ au haut-parleur « HP-DIST » qui fonctionne effectivement comme tel, pour le correspondant éloigné. Ensuite, pour écouter la réponse, le correspondant principal place I₁ - I₂ en position E (écoute).

Dès lors, le « HP-DIST » sert de microphone pour le

correspondant éloigné et « HP-LOC » de HP pour le correspondant principal.

Dans ce cas, le Hp distant est connecté par I₁ - I₂, à l'entrée point 8 de l'amplificateur et le HP local est connecté par l'intermédiaire de C₅, à la sortie 13 de l'amplificateur.

Le HP distant est représenté dans un rectangle pointillé. Ses deux conducteurs de branchement sont réalisés avec un câble blindé à un conducteur intérieur, la tresse servant de fil de masse. De ce fait, l'installation d'un appareil de ce genre est aisée car tout, sauf « HP-DIST », se trouve près du correspondant principal.

On effectuera les connexions aboutissant aux haut-parleurs, au commutateur I₁ - I₂ et à l'entrée 8 et sortie 13, en fils blindés avec tresse à la masse aux points 3, 4, 5, 10, 11, 12. Il peut être utile de connecter la masse à la terre. Dans ce montage, on trouve des circuits correcteurs comme C₆ R₃ et C₇ R₄. L'alimentation sera de 12 V connectée entre V_s (+) et masse (-).

C₂ est un condensateur de

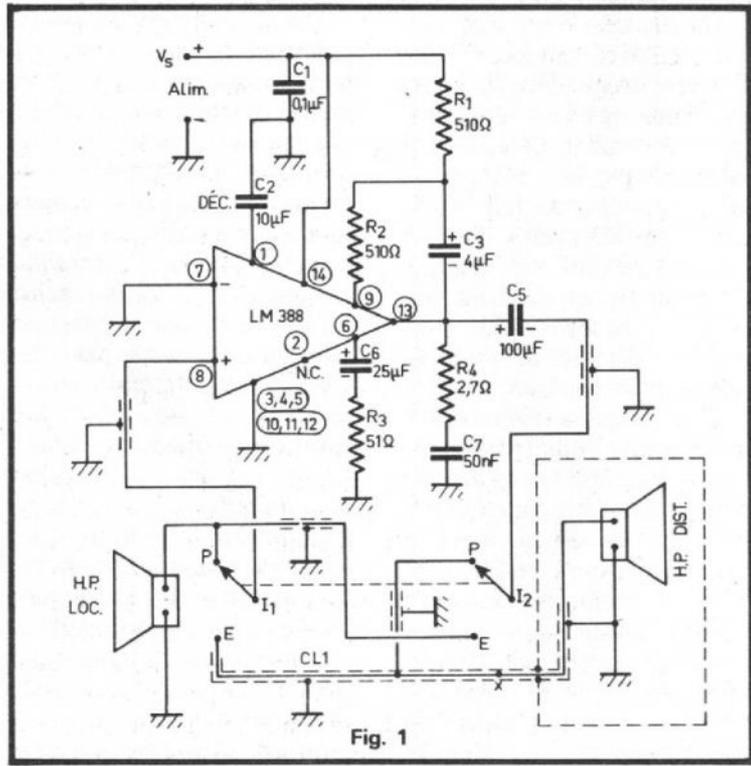


Fig. 1

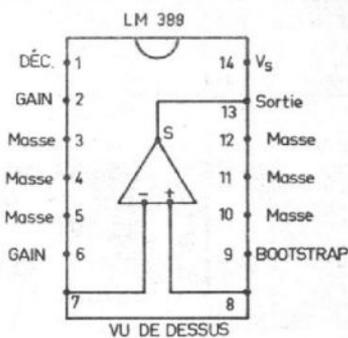


Fig. 2

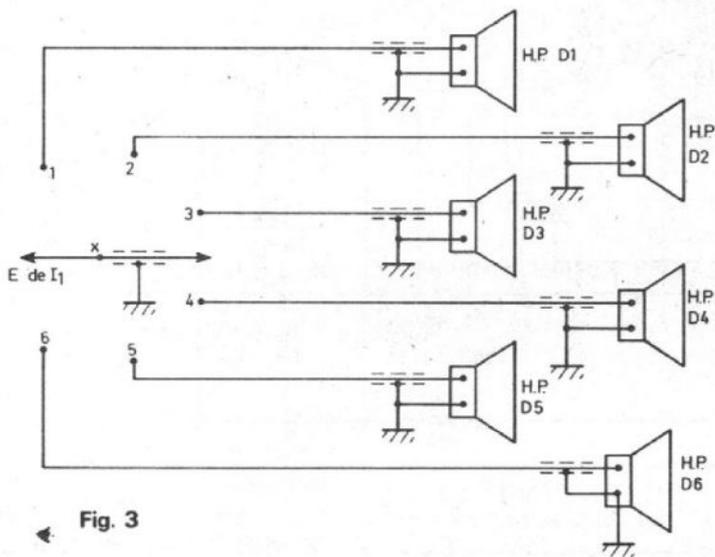


Fig. 3

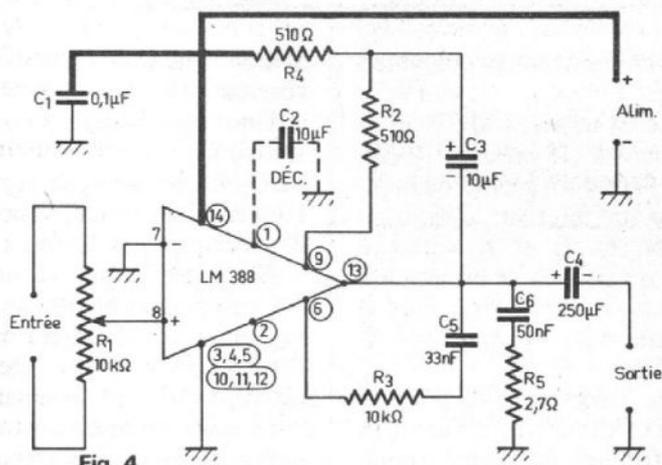


Fig. 4

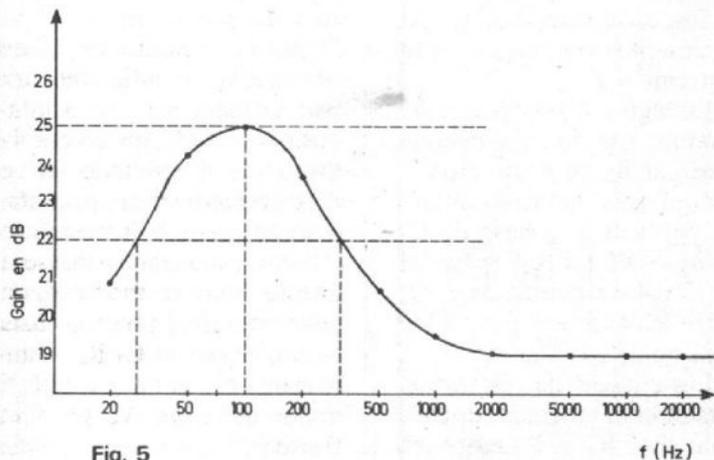


Fig. 5

découplage de $10 \mu\text{F}$. Le LM 388 est monté dans un boîtier à 14 broches de forme rectangulaire habituelle dont le branchement est indiqué à la figure 2. Il est vu de dessus.

Dans ce montage d'interphone, l'entrée inverseuse, point 7, est connectée directement à la masse. La puissance produite par cet amplificateur est au maximum de 1,5 W, ce qui suffit largement pour l'application proposée et pour bien d'autres, à installer en appartement ou bureau. Les haut-parleurs seront de 8Ω et de bonne qualité « moyenne ». Ils devront bien reproduire la parole donc inutile de monter des HP à très large bande. Une atténuation aux basses et aux aiguës éliminera les ronflements et autres bruits. On peut atténuer les sons à fréquence basse en diminuant la valeur d'un condensateur de liaison, par exemple celle de C_5 en prenant $10 \mu\text{F}$ au lieu de $100 \mu\text{F}$.

Les sons aigus peuvent être atténués en montant un condensateur entre la sortie 13 et la masse, par exemple un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ au cas où le circuit de stabilisation $R_4 - C_7$ ne serait pas en place.

Si ce circuit est utilisé, on pourra augmenter la valeur du condensateur C_7 , de 50 nF à $0,1 \mu\text{F}$ ou plus. Ce montage peut être modifié en interphone d'appel général. Le correspondant principal conservera l'initiative des appels et de l'écoute de réponse.

Pour avoir plusieurs correspondants distants, sis dans des locaux différents, il suffira de monter un haut-parleur dans chacun des locaux.

Remarquons que dans le montage de la figure 1, l'unique HP distant est relié par un câble blindé CL 1, au poste central. Il suffira par conséquent d'effectuer une coupure au point x, situé au poste central et d'y intercaler un commutateur à n positions, par exemple s'il y a six correspondants. Cela est indiqué à la figure 3. On pourra aussi réaliser un montage plus simple à n correspondants en montant

ces n HP distants, en parallèle ou en série.

L'inconvénient de ce dispositif simplifié est que la conversation avec un correspondant éloigné sera entendue par les n-1 autres.

AMPLIFICATEUR 1,5 W AVEC « BASS BOOST »

En utilisant, comme dans le précédent appareil, un LM 388, on pourra réaliser un amplificateur favorisant particulièrement le gain aux fréquences basses de l'ordre de 50 à 200 Hz.

Il y a deux solutions pour l'emploi d'un appareil de ce genre. La première est de s'en servir comme amplificateur supplémentaire dans une installation existante pour renforcer les basses. Par exemple, la plupart des appareils radio, TV et même beaucoup d'électrophones, sont montés avec des amplificateurs et les haut-parleurs, qui ne favorisent pas la reproduction aux basses, étant trop petits et de plus, montés dans des coffrets de faibles dimensions. Il suffira alors de monter l'entrée de l'appareil proposé à celle de l'amplificateur BF du récepteur radio ou TV ou électrophone. De ce fait, le signal BF sera appliqué à l'amplificateur bass-boost proposé.

En cas de montages stéréo, il faudra évidemment deux appareils Bass-Boost.

Le signal à amplifier est appliqué aux bornes du potentiomètre de gain R_1 de $10 \text{ k}\Omega$. Celui-ci sera réglé de manière à ce que l'apport de cet Bass-Boost soit substantiel, sans toutefois couvrir les signaux de médium et d'aiguës.

Dans certains cas, on pourra même régler à zéro ce potentiomètre, par exemple pour la retransmission de la parole.

La deuxième solution est de rendre réglable le gain aux basses, ce qui permettra d'utiliser cet amplificateur comme partie BF d'un montage quel-

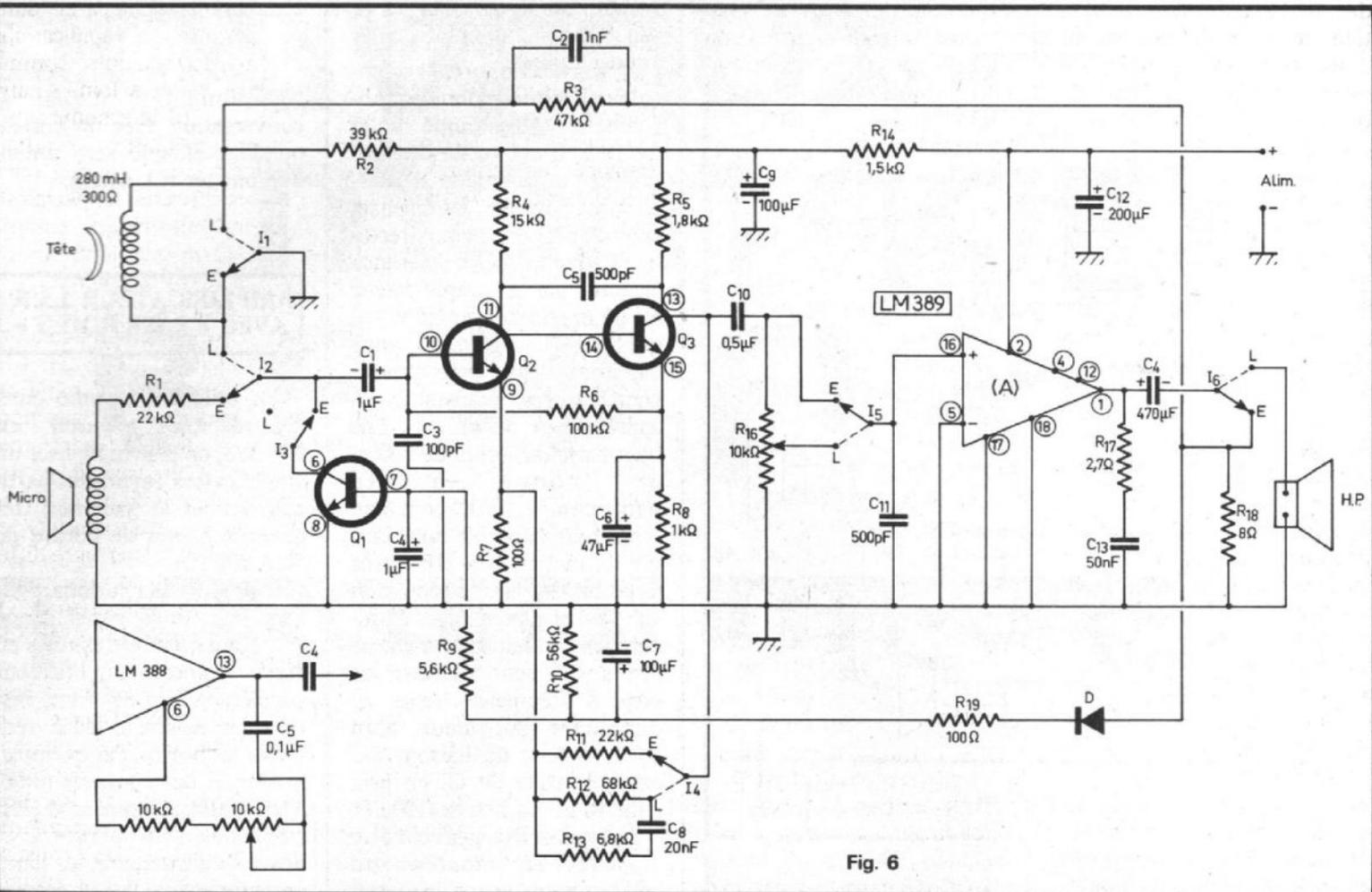


Fig. 6

conque mono, ou par deux, dans un montage stéréo.

La suramplification des basses est obtenue par contre-réaction sélective effectuée par le circuit $R_3 C_5$.

Il est clair que plus la fréquence est basse, plus l'impédance de ce circuit augmente, ce qui diminue la contre-réaction et augmente le gain

La correction ainsi obtenue est représentée par la courbe de la figure 5.

On constate qu'à 100 Hz environ, le gain est de 25 dB, alors qu'à 30 Hz environ et 300 Hz environ, il est de 22 dB. Le gain minimum de 19 dB environ est obtenue aux fréquences du médium et aux aiguës. Une autre méthode est de rendre variable le gain supplémentaire aux basses en agissant sur C_5 par exemple, en le remplaçant par une capacité plus élevée en série avec une résistance variable de 10 k Ω par exemple (voir figure 6).

Cet amplificateur peut fon-

ctionner avec une alimentation inférieure à 12 V, par exemple 6 ou 9 V. Dans ce cas, la puissance de sortie sera moindre. Avec 6 V toutefois, utiliser un HP de 4 Ω .

Un gain plus important peut être obtenu en reliant les broches 2 et 6 par une capacité de l'ordre de 10 F. Normalement, le gain est de 26 dB (20 fois) environ, avec 2 et 6 non connectées extérieurement. Avec la capacité le gain peut monter à 46 dB (200 fois). On peut le rendre variable en montant en série avec la capacité de 10 μ F, une résistance variable.

Voici maintenant une application du CI type LM 389.

AMPLIFICATEUR POUR MAGNETOPHONE

Son schéma est donné à la figure 7. Cet appareil comprend les éléments d'amplification dans les deux positions

E = enregistrement et L = lecture.

Le CI utilisé, LM 389 est à boîtier à 18 broches (deux fois 9) ce qui a permis de monter à son intérieur, trois transistors, Q_1 , Q_2 et Q_3 , à électrodes accessibles et un amplificateur (A) représenté sous la forme d'un triangle sur le schéma.

Un inverseur à six pôles et deux directions permet d'effectuer la commutation enregistrement-parole.

Sur le schéma I_1 ... I_6 sont représentés en position enregistrement.

Le signal à enregistrer est produit par le microphone, relié par R_1 au point E de I_2 . De ce fait, le signal passant par C_1 parvient à la base de Q_2 , point 10 du CI. Ce transistor est à liaison directe avec Q_3 , entre le collecteur point 11 et base point 14.

Les charges de ces transistors montés en émetteur commun sont R_4 et R_5 entre lesquelles on trouve C_5 de

500 pF réalisant une contre-réaction.

Une autre contre-réaction s'effectue entre le collecteur de Q_3 et l'émetteur de Q_2 , par l'intermédiaire de I_4 et de la résistance R_{11} de 22 k Ω .

Du collecteur de Q_3 point 13, ce signal est transmis par C_{10} et le commutateur I_5 , à l'entrée, point 16 de l'amplificateur, entrée non inverseuse.

Le signal amplifié est pris au point 1 et transmis par l'intermédiaire de C_{14} et I_6 à la tête de magnétophone dont l'extrémité restante est mise à la masse par I_1 . Cette tête sert par conséquent dans cette position à l'enregistrement. **Le dispositif de polarisation et d'effacement n'est pas inclus dans le montage proposé.**

En reproduction, les commutateurs sont en position L. Le montage se présente dans ce cas, de la manière suivante : le signal produit par la tête, la même que celle ayant servi à l'enregistrement, est transmis par I_2 et C_1 à la base de Q_2 tan-

dis que l'extrémité libre de la tête est mise à la masse par I_1 .

Remarquons que la masse est à l'une ou l'autre des extrémités de la tête selon la position de I_1 .

Le signal est ensuite amplifié par Q_2 , Q_3 et l'amplificateur (A). Dans cette position, des modifications interviennent dans le montage, effectuées par les éléments de commutation en position L. Ainsi, C_{10} n'est plus relié directement au point 16, mais par l'intermédiaire de R_{16} de $10\text{ k}\Omega$ qui sert de réglage de volume.

D'autre part, la boucle de contre-réaction montée entre le collecteur de Q_3 et l'émetteur de Q_2 passe par R_{12} , C_8 , C_{13} au lieu de R_{11} grâce à I_4 en position L.

Enfin grâce à I_6 le signal de sortie du point 1, passe par C_{14} au haut-parleur.

Indiquons aussi le circuit $R_{17} - C_{13}$ qui empêche l'entrée en oscillation de l'amplificateur.

Cet appareil doit être alimenté sur une tension choisie entre 4 et 12 V, de bonnes valeurs étant 6 ou 9 V.

La distorsion harmonique totale est comprise entre 0,2 et 3 % pour une puissance de sortie de 0,125 W, un HP de $8\ \Omega$ et une alimentation de 6 V.

Le circuit intégré, LM 389 doit être monté sur radiateur mis à la masse et en contact direct avec les broches 17 et 18.

Lorsqu'il y a contre-réaction, la distorsion harmonique totale est inférieure à 0,5 % tant que la puissance de sortie ne dépasse pas 0,2 W. A partir de cette puissance, la distorsion augmente rapidement pour atteindre 4 % à $P = 0,3\text{ W}$, 10 % à $P = 0,4\text{ W}$, avec une alimentation de 6 V.

Cette mesure a été effectuée à $f = 1\text{ kHz}$ et avec contre-réaction non sélective. En fonction de la fréquence, le minimum 0,2 % de distorsion a lieu à $f = 500\text{ Hz}$. Elle augmente jusqu'à 0,3 % à $f = 20\text{ Hz}$ et jusqu'à 1 % lorsque f croît de 500 Hz à 20 kHz la distorsion à 10 kHz n'étant que de 0,7 %.

La consommation de courant de l'amplificateur (A) du CI LM 389 croît avec la tension d'alimentation.

Elle est de :
4 mA à $V_s = 4\text{ V}$
5,5 mA à $V_s = 6\text{ V}$
6,5 mA à $V_s = 7,5\text{ V}$.

La courbe de réponse et le gain dépendent de la valeur du condensateur C, monté entre les broches 4 et 12.

Si $C = 10\ \mu\text{F}$, le gain est uniforme jusqu'à $f = 10\text{ kHz}$ et vaut 46 à 47 dB. A $f = 20\text{ kHz}$, le gain n'est plus que de 43 dB et à 100 kHz, il est de 5 dB.

Si $C = 0$, autrement dit, s'il n'y a pas de capacité entre les points 4 et 12 (ce qui est recommandé dans le montage proposé), le gain maximum est de 26 dB jusqu'à vers 40 kHz et tombe à 5 dB environ à 100 kHz.

GENERATEUR DE BRUIT A LM 389

Egalement avec le LM 389, il est possible de réaliser rapidement un générateur de bruit (souffle).

Le transistor Q_1 n'est pas utilisé et n'est pas indiqué sur le schéma de la figure 8. Le transistor Q_3 est utilisé comme diode, le collecteur point 13 n'étant pas connecté.

Cette « diode zener » produit le bruit qui est transmis par C_1 à la base de Q_2 , monté en émetteur commun avec contre-réaction de courant.

La base de Q_2 est polarisée par $R_2 - R_4$ et la charge de col-

lecteur est R_5 aux bornes de laquelle apparaît la tension de bruit amplifiée.

C_2 transmet le signal à l'entrée inverseuse, point 5 de l'amplificateur. La sortie 1 transmet le signal, par l'intermédiaire de C_6 au haut-parleur.

Le signal de bruit peut aussi être pris avant d'être amplifié par la partie finale du CI, par exemple sur le collecteur de Q_2 ou au point 5 de l'amplificateur.

Cet amplificateur de bruit est utilisable dans plusieurs applications, principalement dans les mesures, l'alignement des appareils récepteurs comme signal tracer, dans des appareils musicaux pour imiter certains instruments. On pourra alimenter ce générateur sur une tension de 12 V, de préférence.

Le circuit de découplage à condensateur C_4 peut être omis. Dans tous les montages utiliser un radiateur de dissipation de chaleur sans lequel le CI serait détruit.

AMPLIFICATEUR COMMANDE PAR UNE TENSION (VCA) AVEC TREMOLO

Le schéma de la figure 9 représente le montage d'un amplificateur dont le gain est commandé par une tension. De plus, il possède une prise de « tremolo » (modulation d'amplitude) applicable au signal à amplifier.

Ces possibilités rendent

intéressant cet appareil dans de nombreuses applications musico-électroniques comme on le verra plus loin. Analysons d'abord le schéma.

Ces possibilités rendent intéressant cet appareil dans de nombreuses applications musico-électroniques comme on le verra plus loin. Analysons d'abord le schéma.

On a utilisé dans ce montage, tous les semi-conducteurs inclus dans le CI, LM 389, c'est-à-dire l'amplificateur (A) et les trois transistors Q_1 , Q_2 et Q_3 à électrodes indépendantes et accessibles par les broches indiquées sur ce schéma. Les transistors Q_1 et Q_2 constituent une paire différentielle dont les émetteurs sont reliés au collecteur de Q_3 , premier amplificateur de signal.

Celui-ci est appliqué aux bornes d'entrée et par C_3 à la base de Q_3 monté en émetteur commun. Cette électrode étant polarisée par R_7 , non découplée donc effectuant une contre-réaction de courant non sélective. Il y a ensuite liaison directe entre Q_3 et $Q_1 - Q_2$.

La base de Q_3 est polarisée par $R_9 - R_8 - R_{13}$, diviseur de tension qui polarise également les bases des transistors Q_1 et Q_2 .

Q_1 par l'intermédiaire de R_3 .

Le potentiomètre R_1 n'est pas un VC ordinaire car le courant qui le parcourt n'est pas le signal à amplifier mais un courant continu créé par le branchement de $R_1 + R_2$ entre la masse et la ligne positive d'alimentation 2.

Du collecteur de Q_2 , polarisé par R_4 , le signal est transmis par C_4 de 50 nF à l'entrée non inverseuse, point 16 de l'amplificateur (A).

L'entrée inverseuse 5 est mise à la masse.

Finalement, on prélève le signal amplifié au point 1 d'où il est transmis par C_7 de $200\ \mu\text{F}$, au haut-parleur de $8\ \Omega$. Cet appareil peut être alimenté sous 12 V pour le maximum de puissance de sortie, de 0,3 à 0,5 W.

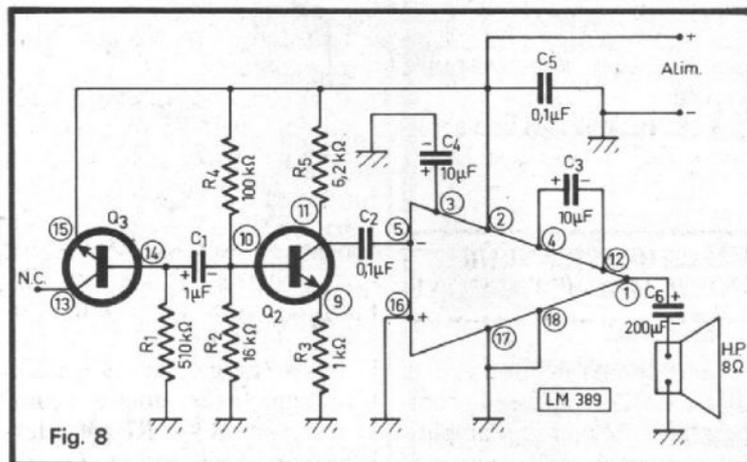


Fig. 8

Les éléments R_{11} et C_8 ne sont nécessaires que s'il y a amorçage d'oscillations, mais ils ne gênent en rien le fonctionnement de l'appareil au cas où celui-ci serait stable.

Pour produire le trémolo, on utilisera l'entrée « trémolo » à laquelle sera appliqué un signal provenant d'un oscillateur à TBF réglable de part et d'autre de 6 ou 7 Hz.

Ce signal, transmis par C_2 et R_3 à la base de Q_1 .

La tension alternative du signal de trémolo se superposera à celle continue, provenant de R_1 et le gain de l'amplificateur sera modifié au rythme du signal à TBF, ce qui est exactement le trémolo ou modulation d'amplitude.

Il ne faut pas confondre cet artifice avec le vibrato qui est une modulation de fréquence. L'avantage du trémolo réside dans le fait qu'il peut s'adapter directement à un amplificateur BF à réglage de gain par une tension (VCA) et cela, quelle que soit la nature du signal BF appliqué à l'entrée du signal.

C'est par cette raison que le trémolo est applicable à un amplificateur de guitare. Dans le cas du présent montage, le signal provient d'un capteur de guitare. Si la tension fournie par ce capteur était insuffisante, il faudrait intercaler entre celui-ci et l'entrée de l'amplificateur, un amplificateur de tension donnant le gain nécessaire.

L'entrée du montage de la figure 9 peut recevoir normalement le signal d'une seule guitare. Pour plusieurs instruments on pourra monter à l'entrée du signal, un montage mélangeur à plusieurs entrées distinctes. En voici un à la figure 10, utilisant un circuit intégré LM 381.

Ce CI contient deux amplificateurs, ce qui permet d'utiliser un élément dans le montage proposé et le deuxième dans la même application ou dans une autre.

On a indiqué sur le schéma quatre entrées, mais on pourra en prévoir un nombre différent, par exemple 6.

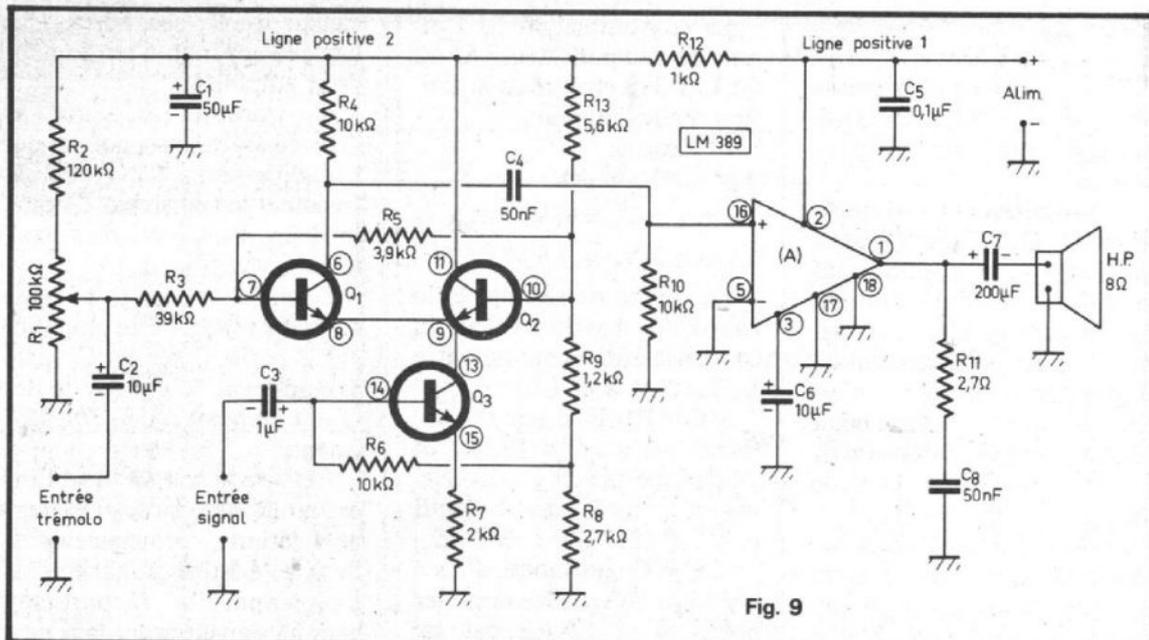


Fig. 9

Chaque voie dispose d'un réglage de gain de 500 kΩ.

L'amplificateur 1 doit être branché comme suit : entrée non inverseuse broche 1, au condensateur de 10 nF.

Entrée inverseuse, broche 2 : aux résistances de réglage, de 500 kΩ ; broche 7, sortie : à la capacité de 10 μF et à la résistance de 22 kΩ.

Le second élément se branche de la même manière aux broches indiquées dans de petits carrés.

Les points d'alimentation 4 (masse) et 9 (+ 12 V), sont communs aux deux éléments amplificateurs.

On a réalisé une contre-réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse.

MELANGEUR A SELECTION DES VOIES PAR COMMANDE EN CONTINU

On a utilisé dans le montage de cet appareil, un circuit intégré LM 1900 qui contient dans son boîtier à 14 broches, quatre amplificateurs désignés par (1) (2) (3) et (4) identiques.

Le schéma du mélangeur à commande par continu est donné à la figure 11. Les amplificateurs (1), (2) et (3) sont utilisés comme séparateurs et l'amplificateur (4) comme mélangeur. Chaque amplificateur est soumis à la contre-réaction non sélective

effectuée par une résistance de 10 MΩ montée entre la sortie et l'entrée inverseuse.

Chaque entrée de signal E_1 , E_2 ou E_3 est isolée en continu de l'entrée inverseuse de l'élément amplificateur correspondant, par un condensateur de 50 nF. Le signal passe aussi par une résistance de 100 kΩ.

D'autre part, les entrées non inverseuses des amplificateurs de signaux sont reliées normalement au V +, qui est le + alimentation de l'appareil, par l'intermédiaire de résistances de 5,1 MΩ.

Les amplificateurs (1), (2) et (3) sont alors en état de marche et les signaux amplifiés parviennent aux sorties, d'où ils passent par des résistances répartitrices de 100 kΩ à leur point de réunion où le signal mélangé est transmis par le condensateur de 50 nF, à l'entrée inverseuse de l'amplificateur (4).

On obtient à la sortie le signal mélangé.

Lorsqu'on désire sélectionner certains signaux et ne pas en transmettre d'autres, on agit sur I_1 , I_2 et I_3 , interrupteurs indépendants. Lorsqu'une entrée non inverseuse est mise à la masse. L'amplificateur correspondant est bloqué et le signal ne passe pas.

A la figure 12, on donne le brochage et la composition simplifiée du LM 1900.

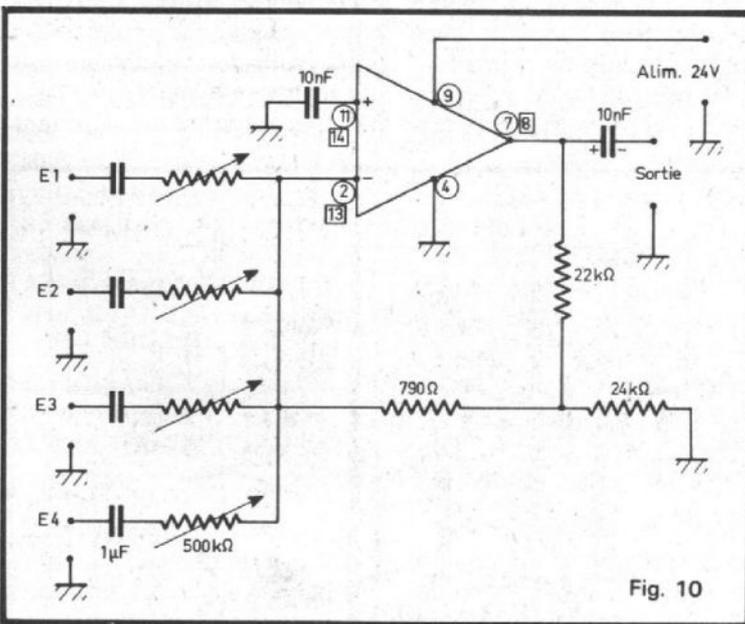


Fig. 10

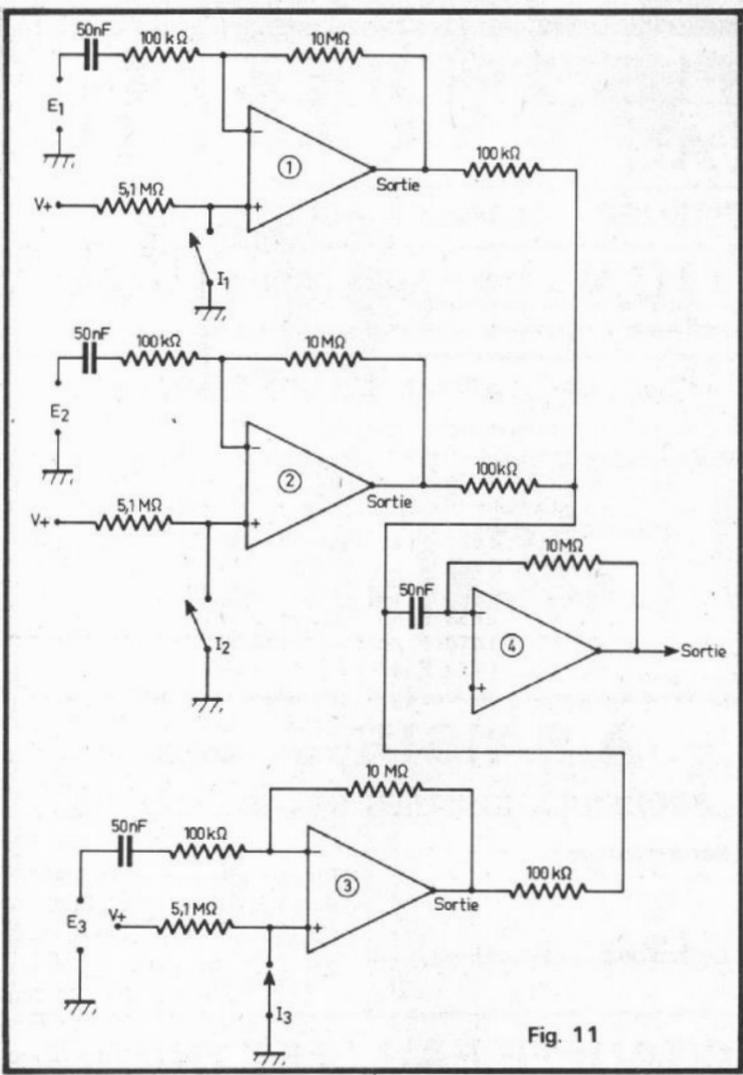


Fig. 11

Les entrées non inverseuses sont désignées par + et les entrées inverseuses par -, les sommets des triangles, points 4, 5, 9 et 10 étant les sorties. Comme chaque élément nécessite trois points de branchement, il y aura 12 points employés et ne resteront disponibles que les points 14 pour le + alimentation et le point 7 pour le - alimentation et la masse.

La source d'alimentation doit avoir une tension continue comprise entre 4 V et 36 V. Adopter par exemple une tension de 15 V. Sous cette tension, la puissance est inférieure à 1 W pour les quatre éléments. Le gain de tension est, jusqu'à $f = 100$ Hz, de 3 V/mV. Cela signifie que l'on obtiendra 3 V à la sortie d'un amplificateur en appliquant 1 mV à l'entrée.

La résistance d'entrée est de 1 MΩ. La fréquence à laquelle le gain est réduit à 1 est de 2,5 MHz. On peut très bien augmenter le nombre de voies. Par exemple avec un deuxième LM 1900, on pourra en utilisant ses quatre éléments, ajouter encore quatre voies d'entrée, ce qui en donnera 7 au total.

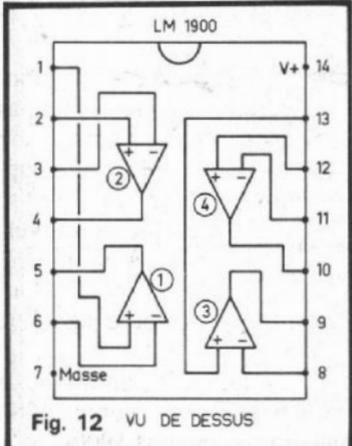
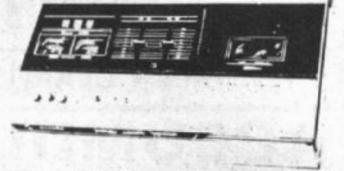


Fig. 12 VU DE DESSUS

F. JUSTER

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 690F**

ENCEINTES ACOUSTIQUES DE GRANDE MARQUE

- 3 voies
- Bande passante 35-18.000
- Puissance 30 W
- Impédance 4-8
- Dimensions 500x300x250.

Prix de la paire **390 F**
Frais d'envoi 45 F

TÉLÉVISEURS Grandes marques

EN ORDRE DE MARCHÉ **3 CHAINES** NOIR ET BLANC **400 F**
GARANTIE 6 MOIS

MATERIEL A REVOIR

- Magnétophone à cassette, piles-sec-teur. 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

QUANTITE LIMITEE 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

AUTO-RADIO LECTEUR DE CASSETTES STEREO ITT



- 2 gammes d'ondes PO-GO • 3 touches pré-réglées • Finition noire décor. chrome satiné
 - Puissance nominale de sortie 2 x 5 Watts
 - Alimentation 12 V. — à la masse • Balance réglable par potentiomètre • Coupe de l'alimentation moteur, en fin de course • Ensemble livré avec H.P. et accessoire de montage
 - Dimens. 175 x 45 x 152 mm • Poids 3 kg.
- PRIX 570 F** (frais d'envoi 25 F)

« 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 l'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)

AIKO stéréo



Ce radio cassette PO-GO-FM-OC est doté de 4 H.P. à 2 voies qui offrent une restitution parfaite des sons stéréo. La belle sonorité est obtenue sur toute la gamme. Les programmes RADIO du monde entier sont à votre portée. La section MAGNETO est dotée de 2 micros condensateurs. Entrée pour 2 micros extérieurs. 2 galvanomètres à 4 voies. Contrôle du niveau d'enregistrement. Arrêt automatique en fin de bande. Alimentation piles/secteur ou 12 V automobile. 2 entrées pour enceintes extérieures. Prise d'enregistrement direct. Prise de casque. Touche pour cassette Chrome. Contrôle volume/tonalité pour chaque canal et compte-tours. Livré avec 2 micros extérieurs + casque stéréo.

PRIX 1.490 F (frais d'envoi 50 F.)

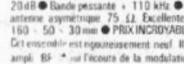
AMPLIFICATEUR STEREO



- 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 par canal)
- Dimensions 125 x 45 x 20 mm

PRIX 115 F EN ORDRE DE MARCHÉ (frais d'envoi 15 F)

TUNER FM TRES GRANDE MARQUE



Tuner FM gamme couverte de 88 à 102 MHz, sensibilité 7 microvolts pour 50 mV BF à 22,5 kHz • Réponse AM 20 dB • Bande passante 110 kHz • Débit 8 mA sous 9 V • Petite antenne asymétrique 75 Ω. Excellente réception sur antenne télescopique • Dimensions 160 x 50 x 30 mm • **PRIX INCHANGÉ** 140 F (frais d'envoi 13 F)
Cet ensemble est rigoureusement testé. Il est câblé et prêt à l'emploi. Il se raccorde directement à n'importe quel ampl. BF sur l'écoute de la modulation de fréquence.

NOUVELLE CHAINE de QUALITÉ AU PRIX FANTASTIQUE de 1790F port 50 F



RUSH 4381
AMPLI-TUNER PO-GO-FM 2 x 10 W. Entrées : platine, magnéto-auxiliaire.
PLATINE KENWOOD 1033. Entraînement par courroie.
ENCEINTES 3 VOIES de grande marque française.

EXPLOREZ LES UHF avec le convertisseur
MODELE type 415/475, ce convertisseur assure connecté à la prise antenne d'un récepteur radio FM permet de couvrir toutes les fréquences de 415 à 750 MHz. Il permet donc l'écoute de la gamme UHF 2e et 3e chaînes, télévision, etc. Alimentation 12 V. Très grande sensibilité. Utilise une antenne miniaturisée de 170 mm. (frais d'envoi 10 F) **195 F**



UNE RÉALISATION QUI VOUS RENDRA DE GRANDS SERVICES **ALARME ANTIVOL D'ECTEUR 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 TRANSPARENT**
ÉMETTEUR FIXE, distance opérationnelle 10 mètres de jour (cette distance peut atteindre 50 mètres la nuit). Fonctionne en 110 ou 220 V. **RESEPTEUR** : réglage précis de sensibilité • Fonctionne en 110/220 V • Cellule photo-électrique de grand rendement • **RELAIS DE SORTIE** permet 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)

DATE THEQUE

DU

TRANSISTOR

4. Transistors à effet de champ

(Suite voir N° 1583, N° 1587, N° 1591 et N° 1596)

4.1. PRÉAMPLIFICATEUR B.F.

On dispose d'un amplificateur d'atelier à usages multiples (signal-tracer) dont la résistance d'entrée est de $10\text{ k}\Omega$. On veut doter cet appareil d'un étage de préamplification, admettant une amplitude d'entrée de $\pm 0,5\text{ V}$ (soit 1 V crête à crête, ou $0,35\text{ V}_{\text{eff}}$), et présentant un gain en tension aussi élevé que possible. La tension d'alimentation sera celle de l'amplificateur existant, soit $V_{DD} = 15\text{ V}$. Le schéma proposé (fig. 41.1) est celui d'un montage à polarisation automatique.

A. - CHOIX DES COMPOSANTS

Choix du transistor ? Parmi les nombreux types de transistors à effet de champ, le BF 245 est utilisable à la fois en HF et en BF, tout en étant

un transistor économique. On l'adopte donc pour ces raisons. Le BF 245 est disponible en trois groupes de sélection : A, B, C. On choisit les groupes B qu'on trouve le plus couramment, et qui est, par ailleurs, décrit de la façon la plus précise dans la documentation du fabricant.

Point moyen de fonctionnement (I_{D0} , V_{GS0} , R_D) ? Le réseau de caractéristiques du BF 245 (annexe 31, en haut) montre une propriété qui est valable pour tout transistor à effet de champ : la transconductance (ou pente, $g_{21s} = \Delta I_D / \Delta V_{GS}$) est d'autant plus élevée que V_{GS} est plus proche de zéro. Mais ce n'est que dans le cas d'une charge non résistive (bobinage, transformateur) qu'on aurait avantage à choisir le point moyen de fonctionnement en voisinage de $V_{GS} = 0$. Mais quand, comme dans le cas de l'exemple, la charge est constituée par une résistance pure, le gain en tension n'augmente plus avec g_{21s} , mais avec le rapport g_{21s} / I_{D0} , si I_{D0} est l'intensité de repos de drain.

Pour déterminer le point moyen de fonctionnement qui donne lieu au gain maximal,

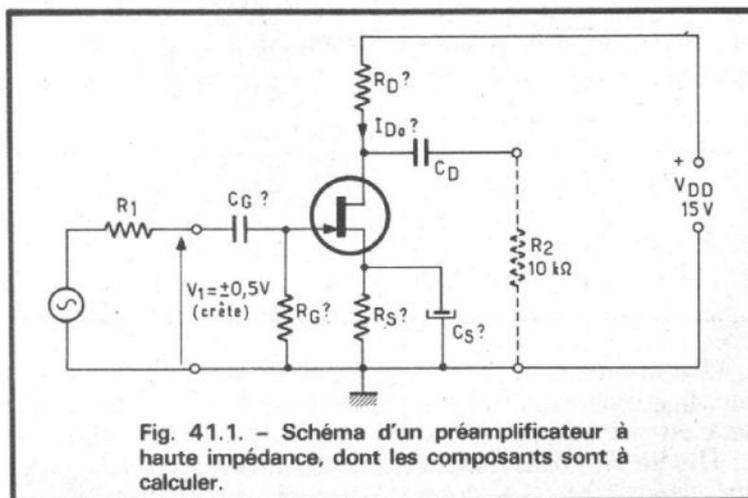


Fig. 41.1. - Schéma d'un préamplificateur à haute impédance, dont les composants sont à calculer.

on a avantage à dresser un tableau réunissant diverses grandeurs déduites du réseau de caractéristiques (tableau 4.1). Pour l'établissement de ce tableau, on n'utilisera pas toutes les courbes du réseau de caractéristiques, car, pour les valeurs extrêmes de V_{GS} (soit $V_{GS} = 0$ et $V_{GS} = -2,5$ V), l'amplification risque de ne plus être linéaire. Pour les autres courbes, on relève d'abord, leurs diverses valeurs de V_{GS} (première colonne du tableau 4.1) et les valeurs correspondantes (à $V_{DS} = 10$ V) de I_D (deuxième colonne). Puis on détermine g_{21s} par la variation que subit I_D quand V_{GS} varie de $\pm 0,5$ V autour de la valeur considérée (troisième colonne du tableau). Ensuite on calcule, pour diverses valeurs de la tension d'alimentation V_{DD} , la résistance de charge de drain,

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DO}}{2 I_{D0}}$$

Dans cette expression, V_{DO} est la tension de déchet, englobant la chute de tension sur R_S . Elle correspond à la valeur de V_{DS} pour laquelle la courbe $V_{GS} = 0$ commence à accuser une courbure nette, soit $V_{DO} = 5$ V dans le cas du réseau du BF 245.

Finalement on calcule, pour chaque valeur de R_D , le gain en tension correspondant par :

$$A_v = \frac{g_{21e}}{g_{22e} + \frac{1}{R_D}}$$

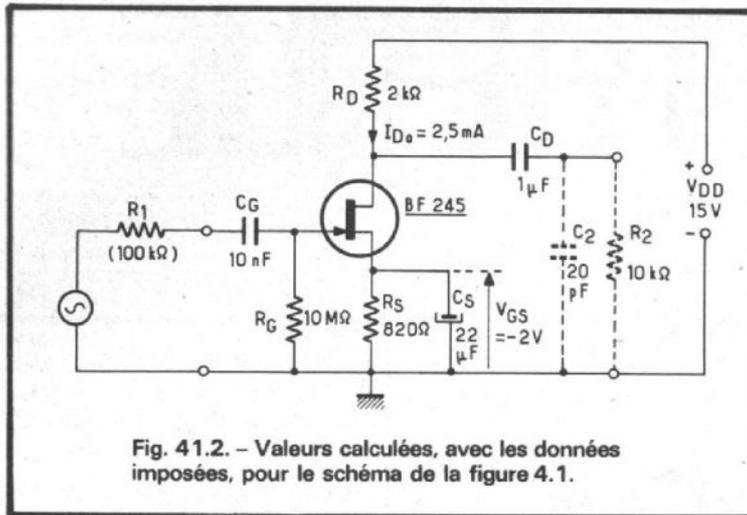


Fig. 41.2. - Valeurs calculées, avec les données imposées, pour le schéma de la figure 4.1.

on adoptera donc $I_{D0} = 2,5$ mA, $V_{GS0} = -2$ V, $R_D = 2$ kΩ (ou 2,2 kΩ).

Résistance de source (R_S) ? Pour que la différence de tension entre source et drain soit effectivement égale à $V_{GS0} = -2$ V, il suffit que la chute de tension dans R_S soit égale à V_{GS0} , car la chute de tension aux bornes de R_G doit rester négligeable. On calcule donc :

$$R_S = \frac{V_{GS0}}{I_{D0}}$$

Exemple :

$$R_S = \frac{2}{0,0025} = 800 \Omega$$

(prendre 820 Ω)

Résistance de fuite de gate (R_G) ? Comme on vient de le dire, la chute aux bornes de

mentation du BF 245 montre (annexe 30) que ce courant dépend beaucoup de la température. Aux températures courantes de fonctionnement, on pourra cependant admettre que son intensité reste inférieure à $I_{DSS} = 20$ nA. On pourra donc déterminer :

$$R_G = \frac{V_{GS0}}{10 I_{GSS}}$$

Exemple :

$$R_G = \frac{2}{10 \times 20 \text{ nA}} = 10 \text{ M}\Omega$$

Condensateurs de liaison et de découplage (C_G, C_S, C_D) ? A la fréquence inférieure de coupure (f_{ci}) la réactance de C_G devra égaler R_G , celle de C_S devra égaler $1/g_{21s}$, et celle de C_D devra égaler $R_D + R_2$. En calculant avec $f_{ci} = 30$ Hz, on trouve successivement : $C_G = 530$ pF, $C_S = 15$ μF,

reccion qui est, dans le cas de trois liaisons, égal à $1/0,51 \approx 2$ (chapitre 1.1). Mais au lieu de doubler toutes les valeurs de C, on peut également conserver telle la plus forte ($C_S = 15$ μF) et exagérer largement les autres. Finalement, il est encore possible d'adopter un compromis entre les deux procédés, aboutissant, par exemple, à $C_D = 10$ nF, $C_S = 22$ μF, $C_G = 1$ μF.

Les valeurs précédemment calculées ont été résumées dans le schéma de la figure 41.2.

B. - CALCUL DES PERFORMANCES

Gain en tension en charge (G_v) ? Du fait de la résistance extérieure de charge, R_2 , le gain en tension global diffère de la valeur donnée par le tableau 4.1. On tient compte de R_2 en calculant :

$$G_v = \frac{g_{21s}}{g_{22e} + \frac{1}{R_D} + \frac{1}{R_2}}$$

Exemple :

$$G_v = \frac{2,8 \text{ mS}}{40 \mu\text{S} + \frac{1}{2 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{10 \text{ k}\Omega}} = 4,38$$

Fréquence supérieure de coupure (f_{cs}) ? Tant que le montage se trouve attaqué par une source de faible résistance interne ($R_1 \approx 0$), la réponse en fréquence se trouve essentiellement limitée par l'inévitable capacité de connexion ou de câblage à la sortie de l'amplificateur (C_2 , fig. 41.2). En supposant $C_2 = 20$ pF, la fréquence supérieure de coupure est :

$$f_{csd} = \frac{g_{21s}}{2 \pi C_2 G_v}$$

Exemple :

$$f_{csd} = \frac{2,8 \text{ mS}}{6,28 \times 20 \text{ pF} \times 4,38} = 5,1 \text{ MHz}$$

Tableau 4.1. - Gain en tension du BF 245

- VGS (V)	IDo (mA)	g21s (mS)	VDD = 9 V		VDD = 12 V		VDD = 15 V		VDD = 20 V		VDD = 30 V	
			RD (Ω)	Av	RD (Ω)	Av	RD (Ω)	Av	RD (Ω)	Av	RD (Ω)	Av
0,5	7,7	4,3	260	1,2	450	1,9	650	2,8	975	4,2	1620	6,7
1	5,7	3,7	350	1,3	615	2,3	880	3,2	1315	4,8	2200	7,7
1,5	4	3,2	500	1,6	875	2,8	1250	4	1875	5,7	3125	9,3
2	2,5	2,8	800	2,2	1400	3,9	2000	5,5	3000	7,8	5000	12,4

Le tableau 4.1 montre qu'on arrive à un gain d'autant plus élevé que V_{DD} est plus forte et I_{D0} plus faible. Pour l'application envisagée ($V_{DD} = 15$ V),

R_G (due au courant de fuite de gate, I_{GSS}), doit être négligeable, c'est-à-dire ne pas dépasser 1/10 de V_{GS0} dans le cas le plus défavorable. La docu-

$C_D = 440$ nF. Mais si on désire obtenir une fréquence de coupure globale de 30 Hz, il faut appliquer, à ces valeurs de capacité, un coefficient de cor-

Mais un amplificateur à forte résistance d'entrée sera souvent utilisé pour des mesures sur une source dont la résistance interne (R_1 , fig. 41.2) est relativement élevée. Il peut alors se faire que la fréquence de coupure due à c_{11s} et à c_{12s} soit prépondérante, c'est-à-dire plus faible que celle précédemment calculée. En prenant $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ et en ajoutant une capacité de câblage de 1 pF aux valeurs nominales (annexe 30) de $c_{11s} = 4 \text{ pF}$ et $c_{12s} = 1,1 \text{ pF}$, on trouve :

$$f_{\text{csg}} = \frac{1}{2 \pi R_1 [c_{11s} + c_{12s} (1 + G_v)]}$$

Exemple :

$$f_{\text{csg}} = \frac{1}{6,28 \times 10^5 [5 \times 10^{-12} + 2,1 \times 10^{-12} (1 + 4,38)]} = 98 \text{ kHz}$$

Impédance d'entrée (c_1, r_1)? On peut représenter l'impédance d'entrée sous forme d'une mise en parallèle d'une capacité d'entrée c_1 avec une résistance d'entrée r_1 . La capacité c_1 est largement indépendante de la fréquence, et sa valeur est :

$$c_1 = c_{11s} + c_{12s} (1 + G_v)$$

Exemple :

$$c_1 = 5 + 2,1 (1 + 4,38) = 16,4 \text{ pF}$$

Aux fréquences basses, la résistance d'entrée r_1 est pratiquement égale à $R_G = 10 \text{ M}\Omega$. Par contre, lorsqu'on applique une fréquence élevée à l'entrée de l'amplificateur, C_2 détermine, par l'intermédiaire de c_{12s} , une résistance d'entrée fictive r_h , et qui apparaît en parallèle à R_G . A 100 kHz , la valeur de cette résistance fictive d'entrée sera :

$$r_h = \frac{f_{\text{csg}} + f}{2 \pi f c_{12s} G_v}$$

Exemple :

$$r_h = \frac{5}{6,28 \times 100 \text{ kHz} \times 2,1 \text{ pF} \times 4,38} + \frac{0,1}{5} = 8,7 \text{ M}\Omega$$

Puisqu'il y a mise en parallèle avec R_G , la valeur résultante, $r_h R_G / (r_h + R_G)$, est de $8,7 \times 10 / (8,7 + 10) = 4,65 \text{ M}\Omega$.

4.2. OSCILLATEUR L.C.

Disposant d'un bobinage d'une inductance $L = 200 \mu\text{H}$ et qui présente un facteur de qualité $Q = 150$, on désire réaliser un oscillateur travaillant sur une fréquence de $f = 1 \text{ MHz}$. Comme le bobina-

nage doit être utilisé sans qu'il soit nécessaire d'y ajouter ni prise ni enroulement auxiliaire, on adopte le montage de la figure 42.1. Quant à la production des oscillations, ce montage travaille en drain commun, c'est-à-dire qu'il oscille aussi, quand on relie le drain directement au $+V_{DD}$. La résistance R_D a seulement été prévue pour qu'on puisse y prélever le signal de sortie sans perturbation notable du fonctionnement. On désire que la valeur efficace de la tension de sortie soit au moins égale à 1 V .

Tension d'alimentation (V_{DD})? Puisqu'on désire obtenir une tension de sortie $V_o = 1 \text{ V}_{\text{eff}}$, la chute de tension sur R_D , $I_D R_D$, doit être supérieure à $V_o \times \sqrt{2}$, soit $1,41 \text{ V}$. Compte tenu de la dispersion, on adopte $I_D R_D = 2 \text{ V}$. Comme, pour les raisons précédemment mentionnées, la différence de potentiel entre masse et drain doit être au moins égale à 5 V , on doit prendre V_{DD} au moins égale à :

$$V_{DD\text{min}} = 5 \text{ V} + 2 I_D R_D$$

Exemple :

$$V_{DD\text{min}} = 5 + 2 \times 2 = 9 \text{ V}$$

La limite supérieure sera $V_{DD\text{max}} = 30 \text{ V}$, imposée par la tenue en tension du transistor.

Résistance de source (R_S)? Comme on travaille dans des conditions semblables à celles de l'exemple précédent, on pourra adopter le même point moyen de fonctionnement, soit $I_D = 2,5 \text{ mA}$, $V_{GS} = -2 \text{ V}$, d'où, comme plus haut, $R_S = 820 \Omega$.

Résistance de drain (R_D)? On s'est imposé $I_D R_D = 2 \text{ V}$, ainsi que $I_D = 2,5 \text{ mA}$. Donc :

$$R_D = \frac{2 \text{ V}}{I_D}$$

Exemple :

$$R_D = \frac{2 \text{ V}}{2,5 \text{ mA}} = 800 \Omega$$

(prendre 820Ω)

Capacité d'accord (C)? Avec $L = 200 \mu\text{H}$ et $f = 1 \text{ MHz}$, on trouve :

$$C = \frac{1}{L (2 \pi f)^2}$$

Exemple :

$$C = \frac{1}{200 \mu\text{H} \times (6,28 \times 1 \text{ MHz})^2} = 127 \text{ pF}$$

Compte tenu de la capacité répartie de L , et de la capacité d'entrée du transistor, la capacité à prévoir devra être légèrement plus faible (120 pF environ).

Impédance à la résonance (R_o)? Avec les données $L = 200 \mu\text{H}$ et $Q = 150$, on trouve l'impédance (parallèle) à la résonance et à vide égale à :

$$R_o = 2 \pi f L Q$$

Exemple :

$$R_o = 6,28 \times 1 \text{ MHz} \times 200 \mu\text{H} \times 150 = 188 \text{ k}\Omega$$

Si on veut que le montage étudié oscille, il faut que son transistor présente, entre masse et gate, une résistance négative (due à C_S et à c_{11s}) égale ou inférieure à R_o .

Capacité déterminant la limite d'entretien (C_S)? On la calcule en partant de $c_{11s} = 5 \text{ pF}$ (soit 4 pF d'après la documentation du fabricant, plus 1 pF de capacité de câblage), de $g_{21s} = 2,8 \text{ mS}$, et des données précédemment élaborées :

$$C_S = \frac{R_o g_{21s} c_{11s}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{R_o g_{21s} c_{11s}}{2}\right)^2 - \left(\frac{1 + g_{21s} R_S}{2 \pi f R_S}\right)^2}$$

Exemple de calcul progressif :

$$\frac{188 \text{ k}\Omega \times 2,8 \text{ mS} \times 5 \text{ pF}}{2} = 1175 \text{ pF}$$

$$\frac{1 + 2,8 \text{ mS} \times 820 \Omega}{6,28 \times 1 \text{ MHz} \times 820 \Omega} = 640 \text{ pF}$$

$$C_S = 1175 \text{ pF} \pm \sqrt{(1175 \text{ pF})^2 - (640 \text{ pF})^2} = 1175 \pm 985 \text{ pF}$$

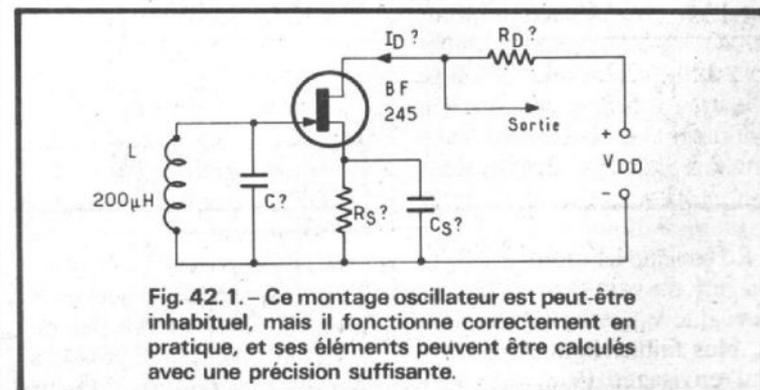


Fig. 42.1. - Ce montage oscillateur est peut-être inhabituel, mais il fonctionne correctement en pratique, et ses éléments peuvent être calculés avec une précision suffisante.

L'équation de C_S présente deux solutions, $C_S = 1175 + 985 = 2160$ pF, et $C_S = 1175 - 985 = 190$ pF. Cela signifie que le montage oscille (abstraction faite de la dispersion sur les données) tant que C_S est comprise entre 190 et 2160 pF. Cependant, la tension de sortie n'aura une forme à peu près sinusoïdale que si on travaille près de la limite d'entretien, c'est-à-dire si on utilise une valeur légèrement supérieure à 190 pF, ou légèrement inférieure à 2160 pF. Du fait de la dispersion, on risque d'observer une différence de $\pm 25\%$ entre les valeurs qu'on vient de calculer, et celles qu'il faudra effectivement utiliser en pratique. Pour pouvoir travailler en voisinage de la limite d'entretien, on devra donc prévoir un ajustage de C_S , en utilisant une capacité fixe de 150 pF et un trimmer de 100 pF, comme cela est indiqué, à titre d'exemple, dans la figure 42.2, où les autres valeurs précédemment déterminées sont également mentionnées.

Il reste à signaler qu'on obtiendra pratiquement toujours une tension sinusoïdale, si on prélève cette tension non pas au moyen de R_D , mais du circuit oscillant (par une prise ou par un diviseur capacitif). Cependant, la nature de la charge risque alors de manifester une plus grande influence sur la fréquence de fonctionnement.

Et si cela n'oscille pas ? Vous voulez réaliser le montage indiqué avec d'autres données pour f , L et C ? Et puisque le calcul de C_S vous paraît bien compliqué, vous pensez bien y arriver expérimentalement, en essayant successivement plusieurs valeurs de C_S ? Il se pourra, cependant, que le montage ne fonctionne avec aucune des valeurs que vous lui proposez. En effet, pour certaines données de départ, on obtiendra une quantité négative pour ce qui se trouve sous la racine de l'équation de C_S , et cela signifie que la condition d'oscillation ne peut

être obtenue. Il existe cependant un remède, consistant à augmenter c_{11s} par une capacité C_{gs} qu'on connecte entre le gate et la source, telle que

$$C_{gs} \geq \frac{1 + g_{21s} R_S}{\pi f R_S R_o g_{21s}} - c_{11s}$$

Moyennant cette capacité d'appoint, on arrivera à faire fonctionner le montage étudié même à des fréquences relativement basses, et avec une valeur élevée du condensateur d'accord.

**4.3.
PRÉAMPLIFICATEUR
144 MHz**

Pour un récepteur 144 MHz, dont la sensibilité semble insuffisante, on désire construire un préamplificateur de fonctionnement linéaire, de gain élevé et de faible bruit. Le schéma proposé est celui de la figure 43.1. Il s'agit d'un montage cascade, présentant une réaction interne particulièrement faible. On suppose que les deux circuits oscillants présentent un facteur de qualité $Q = 30$ en charge, c'est-à-dire lorsque celui d'entrée est chargé par l'antenne, et celui de sortie par le récepteur existant. Ce dernier sera adapté par une prise sur le bobinage de sortie, L_2 . Les bobinages utilisés pour L_1 et L_2 demandent, pour l'accord sur $f = 144$ MHz, une capacité totale de $C = 15$ pF. La tension d'alimentation est $V_{CC} = 12$ V. On utilise les types de transistor BF 245 B (T_1) et BF 185 (T_2).

**A. - CALCUL
DES COMPOSANTS**

Point moyen de fonctionnement (I_D , V_{GS}) ? Pour des raisons de linéarité d'amplification, et compte tenu de la dis-

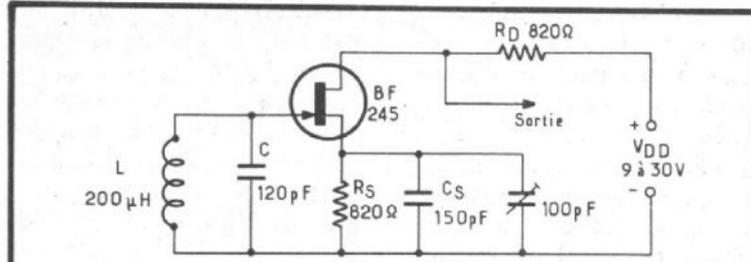


Fig. 42.1. - Valeurs calculées pour le schéma de l'oscillateur à transistor à effet de champ. La limite d'entretien peut être ajustée par C_S .

persion, on a avantage à placer le point moyen de fonctionnement à peu près à mi-distance entre $I_D = I_{DSS}$ et $I_D = 0$. D'après le réseau de caractéristiques (annexe 31), on voit que $I_{DSS} \approx 10$ mA. On pourra donc adopter, pour le point moyen de fonctionnement, $V_{GS} = -1$ V, $I_{D0} = 5,7$ mA.

Résistance de source (R_S) ? Comme précédemment, on calcule :

$$R_S = \frac{V_{GS}}{I_{D0}}$$

Exemple :

$$R_S = \frac{1 \text{ V}}{5,7 \text{ mA}} = 175 \Omega$$

(prendre 180 Ω)

Intensité de base (I_B) ? Cette intensité sera suffisamment faible pour qu'on puisse admettre $I_{C0} = I_{D0} = 5,7$ mA. D'après la courbe $B = f(I_C)$ du BF 185 (annexe 15, au centre), on trouve, pour $I_C = 5,7$ mA, un gain en courant statique $B = 85$. La base de T_2 demande donc une intensité :

$$I_B = \frac{I_{C0}}{B}$$

Exemple :

$$I_B = \frac{5,7 \text{ mA}}{85} = 67 \mu\text{A}$$

Comme il s'agit là de l'intensité de base d'un échantillon « moyen », on adoptera, compte tenu de la dispersion, $I_{Bmax} = 0,1$ mA.

Diviseur de base (R_1 , R_2) ? L'intensité qui traverse ce diviseur doit être grande

devant I_{Bmax} . On adopte donc $I_0 = 1$ mA. Comme T_1 ne travaille correctement qu'avec une tension d'au moins $V_{DM} = 5$ V entre drain et masse, et comme la base de T_2 se trouve à un potentiel qui est de $V_{BE} \approx 0,7$ V plus élevé que V_{DM} , on peut répartir la tension d'alimentation disponible ($V_{CC} = 12$ V) équitablement entre les deux transistors, c'est-à-dire calculer avec $V_{DM} = 6$ V, $V_{BM} = 6,7$ V :

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BM}}{I_0 + I_{Bmax}}$$

Exemple :

$$R_1 = \frac{12 - 6,7 \text{ (V)}}{1 + 0,1 \text{ (mA)}}$$

= 4,8 k Ω (prendre 4,7 k Ω)

$$R_2 = \frac{V_{BM}}{I_0}$$

Exemple :

$$R_2 = \frac{6,7 \text{ V}}{1 \text{ mA}}$$

= 6,7 k Ω (prendre 6,8 k Ω)

Condensateurs de découplage (C_S , C_B) ? Le mode de calcul est identique à celui utilisé pour les exemples précédents. On constate que quelques centaines de picofarads sont largement suffisants. Ce sont donc surtout la qualité et la technologie (condensateurs de passage) qui sont importantes pour l'application envisagée.

Résistance de charge de T_1 ? Elle est constituée par la résistance d'entrée de T_2 , lequel fonctionne en base commune. Pour $I_C = 1$ mA, et

$f = 100$ MHz, le fabricant donne (annexe 14) $g_{11b} = 33$ mS pour la conductance correspondante. Puisqu'on travaille à $I_C = 5,7$ mA, on peut supposer g_{11b} (en première approximation proportionnelle à I_C) supérieure à 100 mS, ce qui signifie que T_1 se trouve chargé par une résistance inférieure à 10Ω . On peut, de ce fait, admettre que T_1 travaille à « sortie fermée », et en négliger la réaction interne.

Condensateur d'accord d'entrée (C_1) ? Dans le cas du BF 245 (annexe 31, en haut) on trouve, pour $f = 144$ MHz, $g_{11s} = 0,1$ mS, ce qui équivaut à une résistance d'entrée $r_{11s} = 10$ k Ω , ainsi que $b_{11s} = 4$ mS, ce qui équivaut à une capacité d'entrée

$$c_{11s} = \frac{b_{11s}}{2 \pi f}$$

Exemple :

$$c_{11s} = \frac{4 \text{ mS}}{6,28 \times 144 \text{ MHz}} = 4,4 \text{ pF}$$

Puisque la capacité totale d'accord est $C = 15$ pF, il convient de prendre $C_1 = C - c_{11s} = 15 - 4,4 = 10,6$ pF. On pourra prévoir un condensateur ajustable de 12 pF, ou encore, si le bobinage est ajustable, un condensateur fixe de 10 pF.

Condensateur d'accord de sortie (C_2) ? Comme la capacité de sortie de T_2 , c_{22b} , ne varie que peu avec l'intensité de collecteur, on peut utiliser la valeur $c_{22b} = 1,6$ pF que le fabricant fournit (annexe 14) pour $I_C = 1$ mA. On trouve donc :

$$C_2 = C - c_{22b}$$

Exemple :

$$C_2 = 15 - 1,6 = 13,4.$$

Comme précédemment, L ou C pourront être ajustables.

Conductance à la résonance des circuits d'entrée et de sortie (G_1, G_2) ? Supposant les coefficients de qualité des deux circuits égaux à $Q = 30$, et faisant abstraction, dans un premier temps, des amortissements introduits par les transistors, on calcule :

$$G_{10} = G_{20} = \frac{2 \pi f C}{Q}$$

Exemple :

$$G_{10} = G_{20} = \frac{6,28 \times 144 \text{ MHz} \times 15 \text{ pF}}{30} = 0,45 \text{ mS}$$

En fait, la conductance d'entrée de T_1 s'ajoute à G_{10} :

$$G_1 = G_{10} + g_{11s}$$

Exemple :

$$G_1 = 0,45 + 0,1 = 0,55 \text{ mS}$$

En revanche, la valeur de g_{22b} (annexe 14) peut être négligée devant G_{20} , si bien que $G_2 \approx G_{20}$.

B. - CALCUL DES PERFORMANCES

Gain en tension (A_v) ? Dans le tableau 4.1., on avait déjà défini $g_{21s} = 3,7$ mS pour $V_{GS} = -1$ V. Le graphique qui donne la transconductance de T_1 en fonction de la fréquence (annexe 31, au centre) montre que cette grandeur est largement indépendante de la fréquence. On peut donc utiliser $g_{21s} = 3,7$ mS pour calculer le gain en tension entre le gate de T_1 et le collecteur de T_2 :

$$A_v = \frac{g_{21s}}{G_2}$$

Exemple :

$$A_v = \frac{3,7}{0,45} = 8,2$$

Comme l'enroulement d'antenne constitue, avec L_1 , un transformateur élévateur, on trouvera, entre cet enroulement d'antenne et le collecteur de T_2 , un gain en tension plus grand que celui qu'on vient de calculer.

Gain en puissance (A_p) ? Il se calcule de la façon habituelle :

$$A_p = A_v^2 \frac{G_2}{G_1}$$

Exemple :

$$A_p = 8,2^2 \times \frac{0,45}{0,55} = 55 \text{ (soit 17 dB)}$$

Du fait des pertes d'adaptation, le gain réel sera inférieur à cette valeur.

Facteur de bruit (F) ? D'après le graphique correspondant (annexe 30, en bas), le facteur de bruit du BF 245 passe par un minimum, entre 100 et 200 MHz, quand la résistance d'attaque, R_G , est de quelques kilohms. Dans le cas de l'exemple, cette résistance d'attaque est égale à $R_G = 1/G_{10} = 1/0,45$ mS = 2,2 k Ω . Elle remplit ainsi bien la condition du minimum de bruit, et le facteur de bruit sera, d'après le graphique mentionné, voisin de 2 dB.

La figure 43.2 résume les grandeurs précédemment déterminées. Elle mentionne également la cellule de découplage d'alimentation (R_D, C_D) dont le calcul, semblable à celui effectué dans le chapitre 2.1, n'a pas été repris ici.

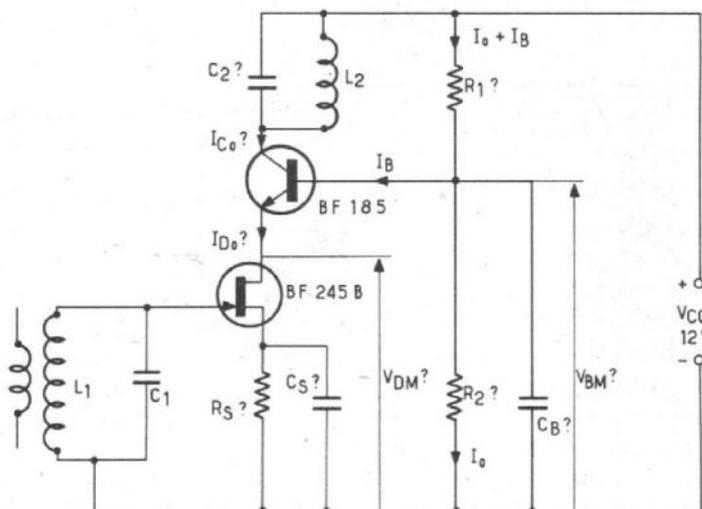


Fig. 43.1. - Schéma d'un étage cascode, dont les éléments sont à calculer pour une application à un préamplificateur 144 MHz.

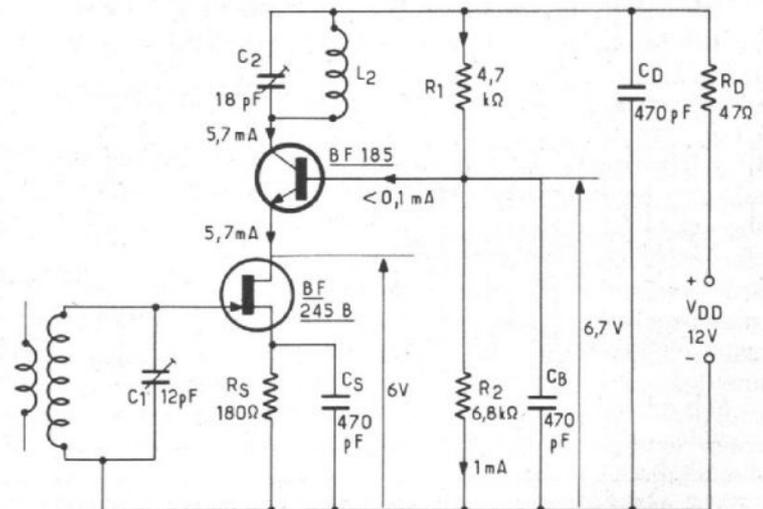


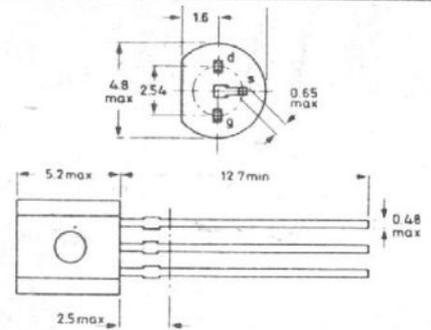
Fig. 43.2. - Grandeurs déterminées pour le schéma de la figure 43.1.

CANAL

N

CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS D'UTILISATION COURANTE
Type BF 245 - Transistor à effet de champ
Technologie Planar Epitaxial - Silicium
CARACTÉRISTIQUES LIMITES

Tension drain-source	V_{DS}	± 30	V max
Tension drain-gate ($I_S = 0$)	V_{DGO}	30	V max
Tension gate-source (régime inverse)	V_{GSO}	30	V max
Intensité de drain	I_D	25	mA max
Intensité de gate (régime direct)	I_G	10	mA max
Puissance dissipée ($T_{amb} = 25\text{ °C}$)	P_{tot}	360	mW max
Température de jonction	T_j	150	°C max
Résistance thermique jonction-ambiance	R_{thj-a}	0,25	°C/mW

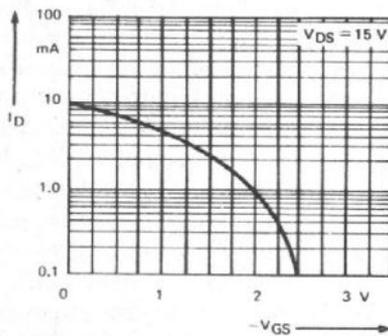
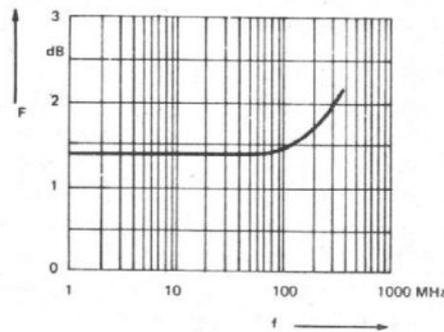
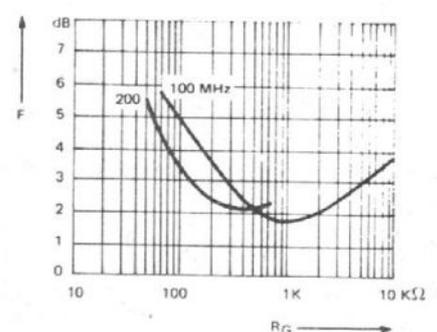

Fig. 245.1. - BF 245 : Disposition des électrodes et encombrement. Boîtier TO 92 ou X 55 (résine).
CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

	min.	nom.	max.	Condi- tions de mesure
Intensité de saturation de drain (*)	I_{DSS}	2	25	mA $V_{DS}=15\text{ V}, V_{GS}=0$
Tension de polarisation gate-source (*)	V_{GS}	- 0,4	- 7,5	V $I_D = 0,2\text{ mA}, V_{DS}=15\text{ V}$
Tension de pincement gate-source	V_{GSP}	- 0,5	- 8	V $I_D = 10\text{ nA}, V_{DS}=15\text{ V}$
Intensité de fuite de gate, à 25 °C	I_{GSS}		5	nA $V_{GS}=-20\text{ V}, V_{DS}=0$
Intensité de fuite de gate, à 125 °C	I_{GSS}		500	nA $V_{GS}=-20\text{ V}, V_{DS}=0$
Transconductance (pente) directe, à 1 kHz	g_{21s}	3	5,5	6,5 mS $V_{DS}=15\text{ V}, V_{GS}=0$
Fréquence de coupure de la pente	f_s, f_g		700	MHz $V_{DS}=15\text{ V}, V_{GS}=0$
Conductance de sortie, à 1 kHz	g_{22s}		25	μS $V_{DS}=15\text{ V}, V_{GS}=0$
Conductance d'entrée, à 100 MHz	g_{11s}		70	μS $V_{DS}=20\text{ V}, V_{GS}=-1\text{ V}$
Conductance d'entrée, à 200 MHz	g_{11s}		250	μS $V_{DS}=20\text{ V}, V_{GS}=-1\text{ V}$
Capacité d'entrée, à 1 MHz, $R_L = 0$	C_{11s}		4	pF $V_{DS}=20\text{ V}, V_{GS}=-1\text{ V}$
Capacité de réaction, à 1 MHz, $R_G = 0$	C_{12s}		1,1	pF $V_{DS}=20\text{ V}, V_{GS}=-1\text{ V}$
Capacité de sortie, à 1 MHz, $R_G = 0$	C_{22s}		1,6	pF $V_{DS}=20\text{ V}, V_{GS}=-1\text{ V}$
Facteur de bruit, à 100 MHz, $R_G = 1\text{ k}\Omega$	F		1,5	dB $V_{DS}=15\text{ V}, V_{GS}=0$

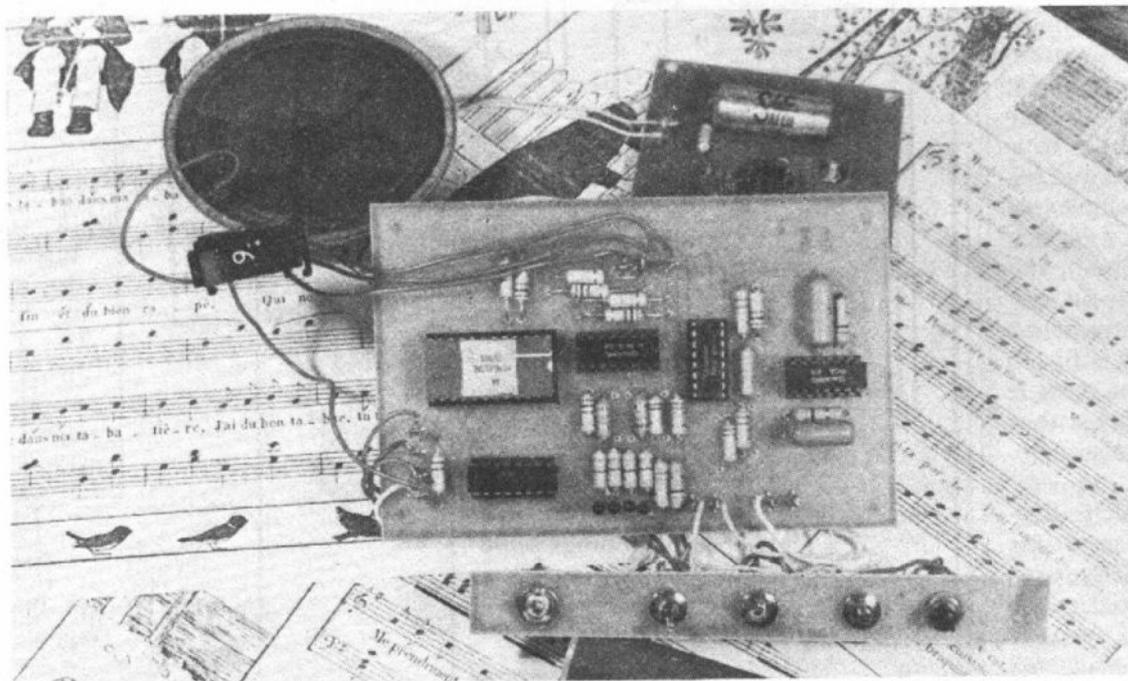
(*) Groupes de sélection :

 BF 245 A : $I_{DSS} = 2$ à $6,5\text{ mA}$, $V_{GS} = -0,4$ à $-2,2\text{ V}$;

 BF 245 B : $I_{DSS} = 6$ à 15 mA , $V_{GS} = -1,6$ à $-3,8\text{ V}$;

 BF 245 C : $I_{DSS} = 12$ à 25 mA , $V_{GS} = -3,2$ à $-7,5\text{ V}$.

Fig. 245.2. - BF 245 : Intensité de drain (I_D) en fonction de la tension de commande gate-source (V_{GS}). La tension drain-source étant de 15 V.

Fig. 245.2. - BF 245 : Facteur de bruit (F) en fonction de la fréquence (f), pour $V_{DS} = 15\text{ V}$, $V_{GS} = 0$, la résistance interne de la source de commande étant de $1\text{ k}\Omega$.

Fig. 245.2. - BF 245 : Facteur de bruit (F) en fonction de la résistance interne de la source de commande (R_G). $V_{DS} = 10\text{ V}$, polarisation de gate par $R_S = 100\text{ }\Omega$.

Les microprocesseurs



L'UNITÉ CENTRALE

(suite voir N° 1596)

LE langage numérique de programmation fait appel, à son tour, à un langage moins évolué encore, situé dans la machine et inaccessible au programmeur, un langage dit de microprogrammation.

Point de vue programmation, une unité centrale de μP peut être, dans de nombreux cas, assimilée à celle de la figure A1. Nous y avons illustré la structure interne d'un microprocesseur à mots de 8 bits et bus d'adresses et de données non multiplexés.

MULTIPLEXAGE

C'est l'opération par laquelle un même groupe de fils servent à véhiculer, à tour de rôle, divers paramètres : les données et les adresses. Pour savoir si la combinaison binaire, (fils à +5 V ou à 0 V) se trouvant sur le faisceau de fils représente des données ou des adresses, on peut, par exemple, utiliser un autre fil et une convention : +5 V sur ce fil pour convenir des adresses et 0 V pour les données.

Le schéma de la figure A1 représente le point de confluence entre la programmation et l'électronique. Les registres qui figurent dans les rectangles sont des groupements de bistables ou de mémoires dynamiques, à condensateur et rafraîchissement. Certains d'entre eux sont accessibles par un adressage interne suivi d'un décodage d'adresse, exactement comme dans les mémoires dont nous venons de parler : voir les registres pointeurs d'adresse et l'éventuelle pile

de registres-mémoire locale, que nous intitulerons A_1, B_1, A_2, B_2 , etc., sur la figure. Certains autres serviront d'antichambre pour l'unité de calcul arithmétique ou logique, cas du registre temporaire et de la mémoire-accumulateur. Le registre qui ne manque jamais dans une unité centrale est le registre d'instruction, c'est l'estomac de l'ensemble. Dans ce registre, il y a des zones, des groupements de bits qui seront scrutés lors du décodage des instructions.

Tout ce que la programma-

tion peut faire est lié à la structure physique et aux liaisons figurant sur ce schéma. Chaque microprocesseur a ses particularités, mais nous avons essayé de faire une synthèse.

On voit, par exemple, que le contenu d'un registre B_1 ne pourra pas aboutir au point « Opérande 1 » - en vue d'une opération arithmétique, sans passer par le multiplexeur, le bus interne des données, le registre accumulateur et la mémoire accumulateur. Or, le multiplexeur doit le sélectionner ; le bus de données interne ne doit pas recevoir, en même temps que celles provenant du multiplexeur d'autres données. Le registre accumulateur doit être ouvert sur le bus-données pour permettre l'accès de l'information contenue dans B_1 et, enfin, on doit charger le tout dans le registre-tampon que nous appelons « mémoire-accumulateur ».

Pensez PLOMBERIE. Imaginez que les bus sont des tuyaux et que les cases contiennent des liquides de différentes couleurs qu'il ne faut pas mélanger en dehors du « container de dosages savants » qui est l'unité de calcul. L'action sur les robinets d'ouverture est l'œuvre du bloc de génération de séquences (fig. A2).

Pour transporter le contenu de B_1 en mémoire-accumulateur, nous commencerons par consulter la liste des instructions. Supposons qu'on y trouve une instruction

$B_1 \rightarrow$ Mém. Accu.

Elle sera, d'une part, explicitée sous forme de flèches ou de dessins et, d'autre part, on trouvera un mnémonique de l'opération, auquel s'attache un code numérique.

Supposons que ce code est un nombre hexadécimal quelconque : C4. Comment fait la machine pour transformer cette combinaison en une séquence d'actions ? Récapitulons la séquence :

- 1) Positionner le multiplexeur sur le registre 6 (fig. B).
- 2) Vider le bus des données

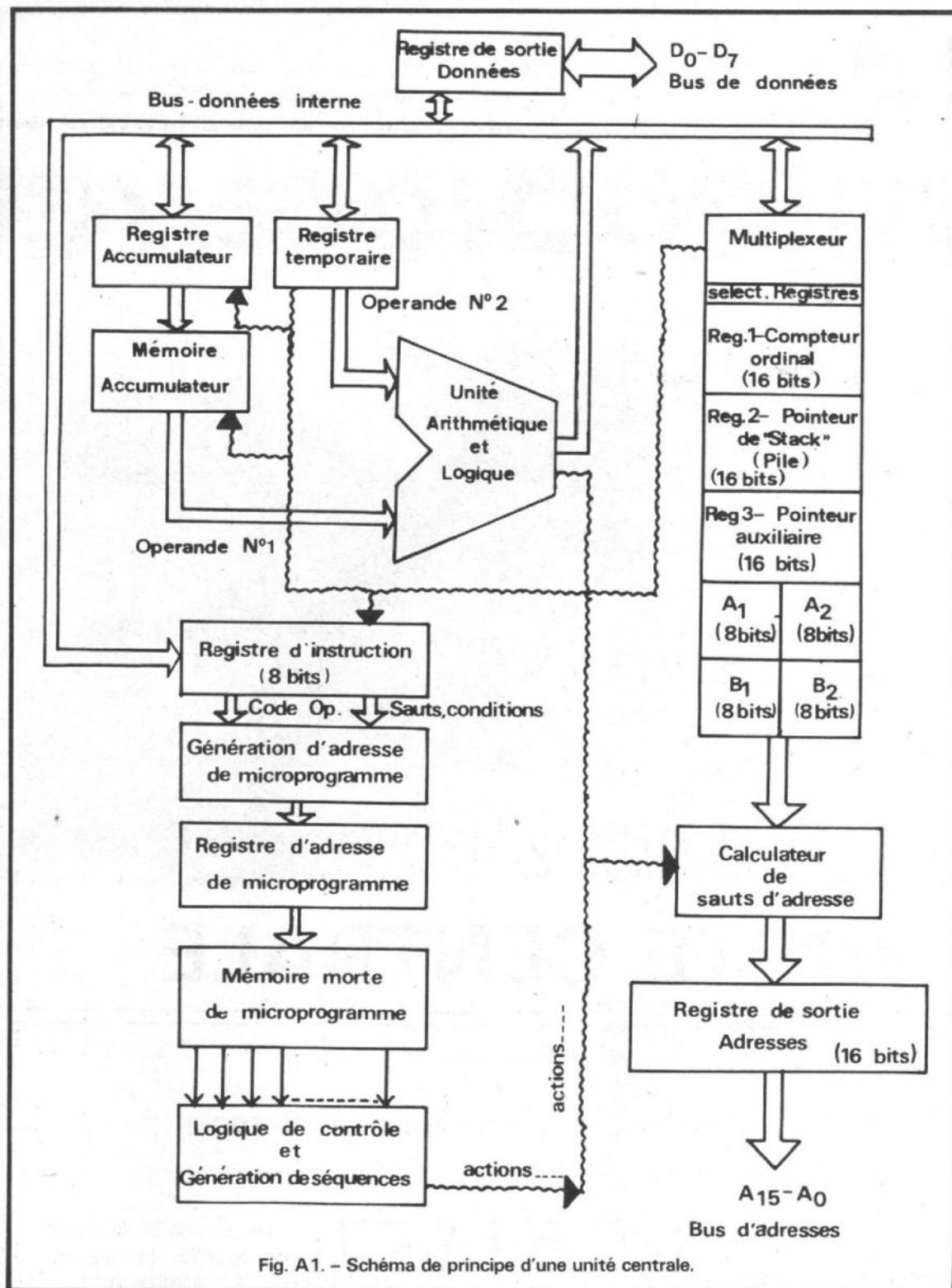


Fig. A1. - Schéma de principe d'une unité centrale.

de tous les liquides étrangers s'y trouvant.

3) Ouvrir la vanne « Sélection Registres » et remplir le bus-données du contenu de B_1 .

4) Sauver, préalablement, ce qu'il y avait dans le registre accumulateur.

5) Ouvrir la porte du registre accumulateur et recevoir le contenu du bus des données.

6) Charger le contenu du registre accumulateur dans le

registre mémoire-accumulateur.

Or, la majorité des actions, hormis le décodage d'adresse qu'effectue le multiplexeur, sont des ouvertures et fermetures de portes. Il suffit alors d'en mettre partout, sur toutes les liaisons et de grouper les commandes électriques d'ouverture ou fermeture dans un dispositif appelé « Logique de contrôle ».

A chaque combinaison binaire reçue de la part d'une mémoire dite de microprogramme, ce bloc sera chargé par une ouverture ou fermeture des vannes, d'établir une certaine configuration (par don : canalisation).

Par ce moyen, on obtiendra une circulation de l'information, des valeurs numériques binaires, à l'intérieur de l'unité centrale, dans le but demandé.

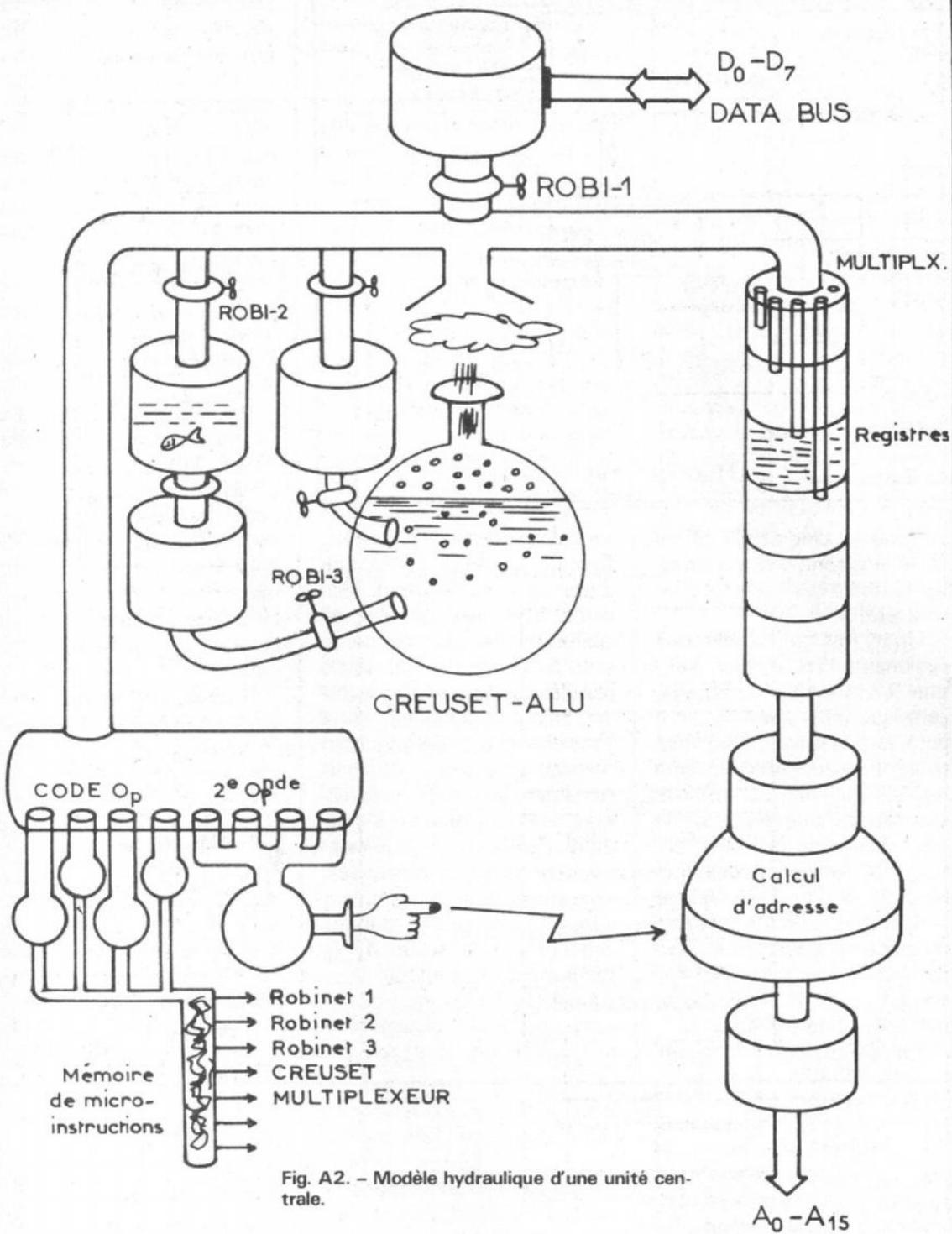


Fig. A2. - Modèle hydraulique d'une unité centrale.

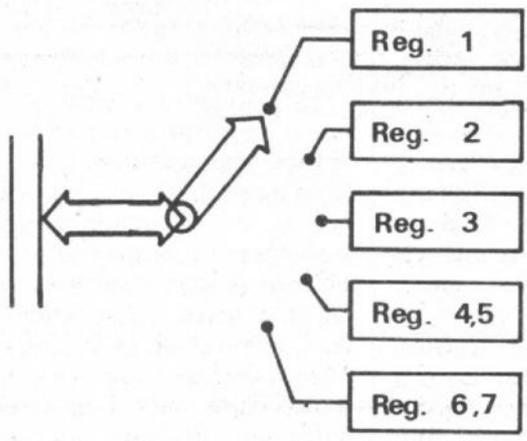


Fig. B. - Multiplexeur = commutateur multipositions à commande électronique.

Par exemple, si nous installons (B_1), le contenu de B_1 , en position d'opérande N° 1, est peut-être d'additionner le contenu d'un autre registre ou d'un mot-mémoire fraîchement arrivé de l'extérieur par le bus de données. Soit, par exemple, à additionner (B_1) et (A_1), les contenus de deux registres. Par les opérations déjà énumérées, on mettra (B_1) dans le registre-mémoire du premier opérande. (A_1) devra, à son tour, être transité à travers le multiplexeur, vers le registre temporaire qui contient l'opérande N° 2. A une commande envoyée par le générateur de séquences d'actions, le bloc de calcul pourra effectuer l'addition, ou une autre opération, suivant la commande reçue. Le résultat du calcul se trouvera sur le bus interne des données. Pour sauvegarder l'opérande 1 et 2, qui peuvent être, éventuellement, utilisées deux ou trois fois, il faut que les liaisons Registre accumulateur - Bus de données et Registre temporaire - bus interne de données soient coupées à l'apparition du résultat. Celui-ci pourra être rangé par le multiplexeur dans un registre interne, ou sauvé dans le registre de sortie des données en vue d'un rangement dans une mémoire externe.

En résumé :

- la circulation des informations, entre les registres internes, est régie par des portes que commande une logique de contrôle.
- Cette même logique commande l'exécution des opérations dans le bloc de calcul. Ces opérations sont souvent sélectionnées (addition, soustraction ou opérations logiques) également par une modification de portes.

Chaque fois que l'on rencontre le schéma interne d'une unité centrale, il faut faire une « reconnaissance du terrain », parcourir tous les chemins internes et mémoriser que tel passage est permis ou non. Cela se reflétera sur la programmation. Structure et programmation vont de pair.

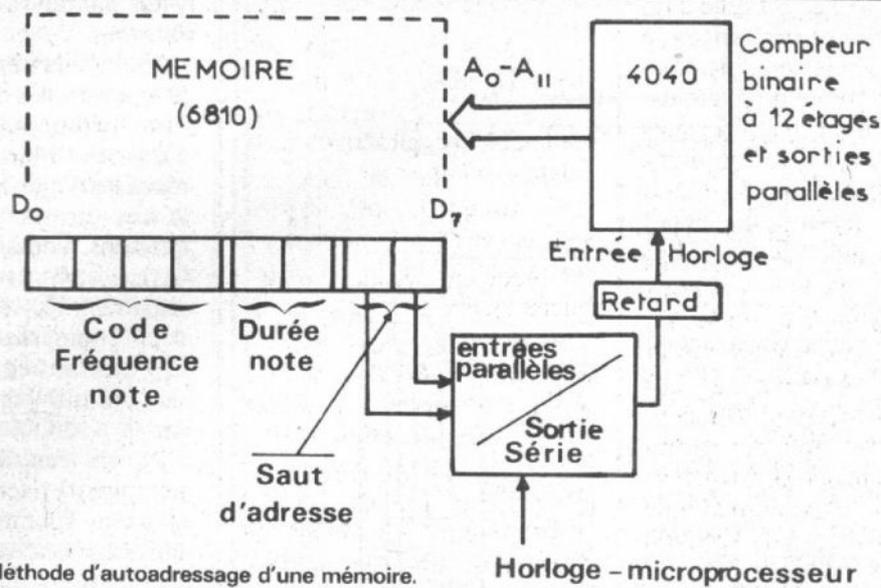


Fig. C. - Méthode d'autoadressage d'une mémoire.

jusqu'à l'apparition d'un mot de données sans déplacement prévu, avec les bits de la zone de saut à zéro. Le compteur d'adresses n'est plus un simple compteur d'ordre ou ordinal. Son contenu ne s'incrémente pas d'une unité seulement et les adresses ne sont pas obligatoirement parcourues dans l'ordre.

Par rapport à la mémoire de musique que nous avons décrite, la mémoire de microinstructions est bien plus complexe.

Elle est souvent organisée en mots très longs, dépassant les 8 bits. Chaque bit correspondra, à la lecture, à une action et sera relié par une canalisation de contrôle à des portes ou entrées de commande des divers blocs, à l'intérieur de l'unité centrale, comme les liaisons à trait ondulé de la figure A.

L'adressage de la mémoire de microinstructions produit, en quelque sorte, une contre-réaction : une partie du mot-mémoire, ainsi adressé contient un saut d'adresse qui sera réinjecté après un petit retard. Ce retour des « données » vers les « adresses » ressemble à une contre-réaction. Rien ne serait possible s'il n'y avait pas un certain retard entre le forçage de la première adresse, l'apparition du mot en sortie et le forçage

Reste un seul point à élucider : comment une instruction contenue dans un mot de 8 bits, arrivant par le bus de données, peut produire un enchaînement d'une dizaine d'opérations nécessaires à son exécution.

Pour ce faire, nous avons une mémoire supplémentaire, dite de microprogrammation. C'est une mémoire morte spéciale contenant des microinstructions. Elle est organisée en paquets de mots comportant, pour la plupart, une zone d'adresse qui permet l'enchaînement automatique. Cet enchaînement fait, qu'une fois adressé le début du paquet de mots, il y a un auto-adressage

en rafale et cinq ou six autres mots sortiront, les uns après les autres, vers la logique de contrôle.

Un tel fonctionnement peut également être obtenu avec une RAM ordinaire, comme celle que nous avons utilisée pour la boîte à musique. Les trois ou quatre premiers bits du mot étaient réservés à la fabrication d'une fréquence de note. Pour une microinstruction, ils représenteront une zone qui actionnera la logique de contrôle. Les bits suivants du mot pouvaient être utilisés, dans la boîte à musique, soit au codage de la durée de la note, soit à autre chose.

Par exemple, en prenant

une zone située à la fin du mot, figure C on peut coder une durée de note, sur deux bits, ce qui nous laisse quatre possibilités, suivie d'une zone de saut. Si un registre à entrée parallèle et sortie série reçoit les bits correspondant à la zone de saut et s'il déverse son contenu sous forme d'impulsions dans le registre d'adressage, un mot mémoire produira, à sa lecture, un avancement du compteur d'adresses. Un autre mot se trouvera adressé. Une autre donnée apparaîtra à la sortie de la mémoire. Si le contenu de la zone de saut n'est pas nul, il y aura encore un changement automatique d'adresses,

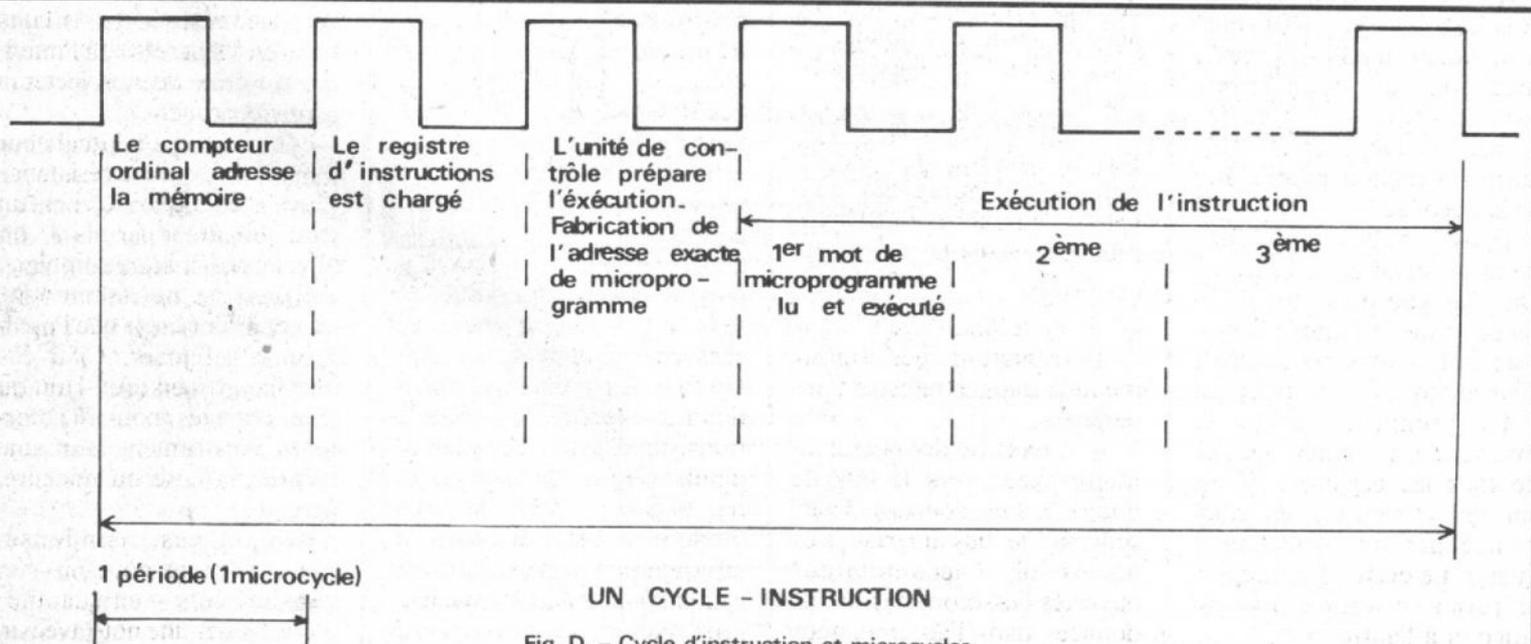


Fig. D. - Cycle d'instruction et microcycles.

de l'adresse modifiée par voie de retour.

Le coup de pouce, la première adresse du paquet de mots-microinstructions qui défilent en rafale, part du registre d'instructions.

Ce registre reçoit initialement un mot de 8 bits qui arrive par le bus de données. Il y a, parmi ces bits, un groupe formant le « code opération » et un autre groupe de « sauts ou conditions ». Le contenu du registre d'instructions est décortiqué, décodé, zone par zone, et se transforme, dans le générateur d'adresse de microprogramme, en une adresse de microinstruction. C'est l'adresse de début d'une pile, paquet de mots, qui pourra ensuite s'auto-adresser et engendrer diverses commandes.

Donc : une instruction, en langage machine, est une adresse dans la mémoire de microinstructions. A chaque instruction, le contenu du registre d'instructions est décodé par zones et une adresse de microprogramme est assemblée. Cette première adresse fait apparaître, sur les fils de contrôle interne, des commandes nécessaires à l'exécution de l'instruction et il y a enchaînement par modification de l'adresse initiale. Ainsi se déroule, en quelques cycles, un microprogramme. A la fin de chaque instruction, le pointeur d'adresses de la mémoire de programme externe, se trouve incrémenté, le plus souvent de 1. Une autre instruction pourra être ainsi décodée.

Dans le temps, le déroulement est celui de la figure D. On distingue donc une différence entre la période d'horloge et le temps nécessaire à l'exécution d'une instruction.

La première définit le microcycle, le temps unitaire de tous les échanges. Il est constant et bien souvent commandé par un oscillateur à quartz. Le cycle d'instruction, en revanche, varie d'une instruction à l'autre.

L'unité centrale que nous

avons approchée est celle d'un microprocesseur intégré MOS. Aucune modification, dans la mémoire de microinstructions n'est possible. Les constructeurs ne publient jamais son contenu et l'intérêt de cette description serait purement philosophique. Les mots de cette mémoire définissent des microprogrammes, que chaque constructeur optimise au maximum afin de gagner en vitesse d'exécution et en place-mémoire.

Toutes les actions internes sont groupées. Tant qu'elles ne sont pas mutuellement exclusives, elles s'exécutent ensemble, durant un même cycle d'horloge (microcycle). Par exemple, en revenant au transfert B_1 - Mém. Accu., il n'est pas difficile de trouver des actions exécutables simultanément. Faites-vous un modèle « hydraulique » comme nous vous le proposons plus haut. Il y aura des robinets qui pourront s'ouvrir en même temps, parce que les liquides n'auront pas à se décharger. En revenant à l'exemple de transfert choisi nous aurons :

— 1^{er} cycle d'horloge (microcycle) : exécutions simultanées :

— placer le multiplexeur en position « B_1 », portes fermées vers le bus interne ;

— ouverture des portes Accumulateur-bus interne pour la sortie des données à sauvegarder de l'accumulateur ;

— ouverture des portes Bus interne-Registre temporaire pour l'entrée des données du bus, sortant de l'accumulateur, dans le registre de sauvetage.

— 2^e cycle d'horloge :

— fermeture des portes d'entrée dans le registre temporaire ;

— ouverture des portes du multiplexeur vers le bus de données. Les données de B_1 sont sur le bus interne. Les portes de l'accumulateur ouvertes laisseront passer ces données dans l'accumulateur (modèle hydraulique).

— 3^e cycle d'horloge :

— placer le multiplexeur sur le compteur ordinal ;

— incrémentation du compteur ordinal dans le calculateur d'adresses ;

— ouverture des portes vers le registre d'adresses de sortie pour accueillir le résultat de l'incrémentation.

Cet exemple souffre de simplisme. Un robinet ouvert laissé circuler l'eau dans les deux sens. En électronique, l'entrée et la sortie d'un registre se font par deux points différents. Il faut donc une double série de portes à chaque registre, pour les entrées et pour les sorties. Pour rendre compatibles les modèles hydraulique et électronique, il suffira donc de prévoir qu'un robinet = une double porte, dans les deux sens.

La mémoire de microinstructions contient certains troncs communs de microprogrammes, appelés micro-routines ou micro-sous programmes. Pour préparer une opération logique ou arithmétique entre deux registres, par exemple, il y aura toujours une même procédure à suivre, afin de ramener les deux contenus dans les positions des deux opérandes du bloc de calcul, ALU.

Les amateurs de ce nouveau genre de jeu intellectuel - la microprogrammation - pourront utiliser profitablement les microprocesseurs en morceaux, les **bit-slice**. Au début, quand on ne savait pas faire de l'intégration à grande échelle, tous les processeurs - micro, pico, nano, etc., étaient en morceaux. Aujourd'hui, ils ont trouvé une nouvelle vocation : remplacement des appareils à technologie dépassée sans changement de logiciel. Un PDP-8, par exemple, fonctionnait avec des bistables à transistors alliés au germanium. L'idée de remplacement par la TTL la plus moderne qui soit, bute sur la programmation et les outils de compilation et d'assemblage, sans parler de l'expérience acquise par les ingénieurs ana-

lystes qui devraient être tous réformés.

Pour s'adapter à une façon de programmer donnée, il faut faire correspondre, à chaque combinaison binaire ou hexadécimale d'une instruction, les mêmes gestes - transferts, additions, soustractions, etc., - que faisait l'ancienne machine.

On copie ainsi le cerveau d'un vieillard de 100 ans dans celui d'un athlète d'acier - tout muscle.

Dans les bit-slice la mémoire de microinstructions est à faire soi-même. L'utilisateur fixe non seulement les règles du « jeu de l'oie » interne mais, également, le nombre de registres voulus, la taille en bits des opérations, etc.

Une application, à base de microprocesseurs, nous aidera à mieux comprendre le changement de point de vue entre le « câblé » et le « programmé ».

Prenons la même boîte à musique et essayons une réalisation à microprocesseurs.

BOITE À MUSIQUE À MICROPROCESSEUR

Résumons les caractéristiques de la première boîte à musique, réalisée en circuits intégrés « discrets », à l'intention de ceux de nos lecteurs qui « débarquent ».

Elle utilisait un oscillateur C-MOS, RC dont la résistance pouvait être choisie, par un code binaire, parmi 8 ou 16 valeurs. Chaque combinaison binaire ne faisait que sélectionner la note que l'oscillateur allait jouer. Cinq circuits intégrés en tout. Huit ou seize réglages pour « accorder » l'instrument sur une gamme majeure ou mineure, figée.

Résistances, condensateurs, boutons-poussoirs et commutateurs - en quantité.

Pour jouer une note avec un microprocesseur, commen-

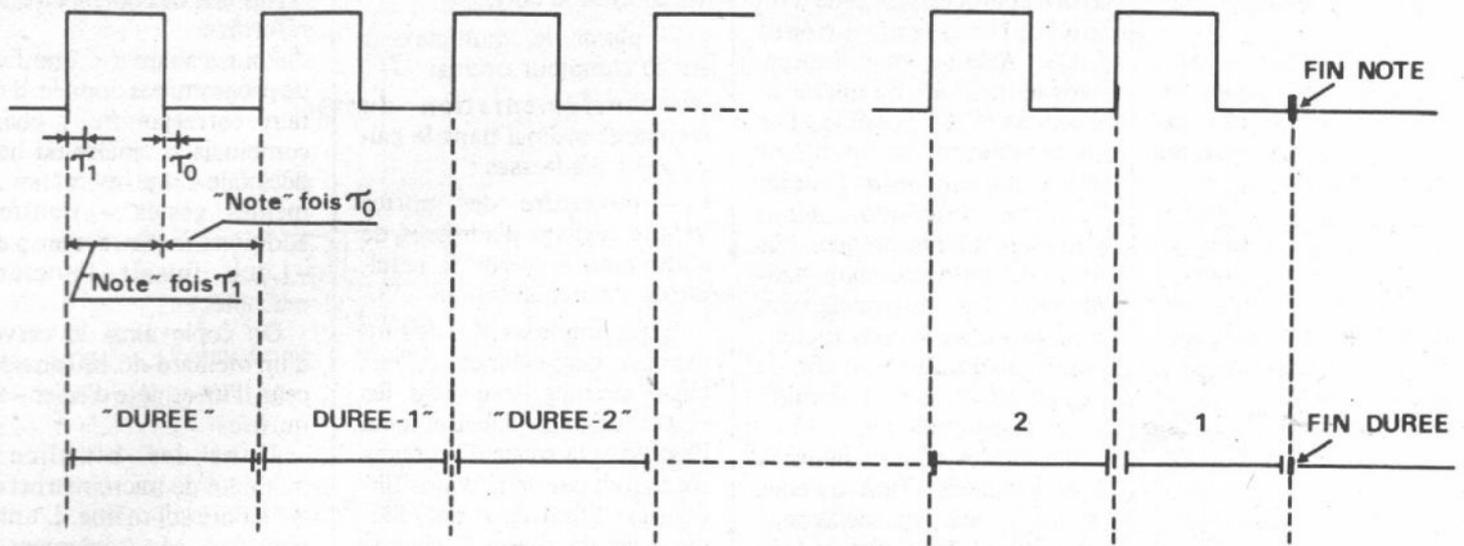


Fig. E. - Principe de la fabrication d'une note.

cons par la fabrication d'un « oscillateur à programme » ou d'un « programme d'oscillations » (dualité oblige). Ce programme sera écrit par le programmeur. Il est constitué d'une suite d'instructions, identique à celle décrite plus haut, en détail.

Pour résumer les tâches et ne rien oublier, on utilise un plan appelé « organigramme ».

Le principe d'exécution d'une note est décrit par la figure E. L'oscillation aura une fréquence inversement proportionnelle à un nombre appelé « NOTE » et durera « durée » fois la période de l'oscillation. « Durée » est un autre nombre, bien entendu.

Comme dans tous les systèmes digitaux, la forme d'onde s'obtient par échantillonnage. La forme en signaux carrés s'y prête à merveille. Pour une onde sinusoïdale, il nous aurait fallu un convertisseur numérique/analogique, alors que, pour le carré, les niveaux logiques 0 et 1 conviennent.

Les deux nombres, « note » et « durée », seront stockés dans deux mots-mémoire. Le principe a une défaillance : pour coder la durée, il faut tenir compte de la fréquence de la note. Pour deux notes en octave, à fréquence double l'une de l'autre, une même durée physique, en secondes, correspondra à

deux nombres différents. Il faudra dénombrer un nombre double de cycles pour la note supérieure.

Quel que soit le microprocesseur, le plan de travail est celui de la figure F. Pour l'exécution, nous avons besoin des ressources suivantes :

1) Un registre ou un mot-mémoire appelé « Bccu ». Dans les microprocesseurs à deux ou trois accumulateurs, ce sera, tout simplement, l'accumulateur B. Il doit pouvoir être décrémenté de 1 et on doit pouvoir déceler l'annulation de son contenu. Nous rangeons, ici, la durée de la note.

2) Un autre registre est nécessaire pour la fabrication de l'oscillation. Il doit avoir les mêmes caractéristiques que « Bccu ». On l'appellera, avec une pointe de malice : « Accu ».

3) Le programme doit pouvoir modifier l'état d'une bascule. Ce sera le générateur physique de signal carré. Le boîtier qui transforme un mot binaire en niveaux de tension (+5 V, 0 V) maintenus, est un coupleur d'entrée-sortie, dont nous n'avons pas encore parlé. Certaines unités centrales, telles celles du SC/MP de National Semiconductor ou le TMS 9900 de Texas, sortent un bit maintenu, modifiable par programme sur le boîtier lui-même.

Avec ces trois éléments l'exécution d'une note se fait comme suit :

1) On charge, pour commencer, la valeur de la durée dans le registre « Bccu ». Elle se trouve stockée dans une zone « Mélodie » de la RAM.

2) La valeur de la période d'oscillation se charge, à son tour, dans le registre « Accu ».

3) On « hisse le drapeau ». Fabrication du niveau haut du signal carré.

4) On maintient ce niveau pendant un petit moment, (t_1 sur la figure E). Deux opérations, la décrément de 1 de l'accumulateur et une opération de retard y contribuent. Le signe : = représente l'affectation. Il s'interprète de la manière suivante : à la sortie de la case, on affectera, au registre Accu, la valeur $Accu - 1$. (Si $Accu = 5$, par exemple, à la sortie du bloc, nous aurons $Accu = 4$).

Après les deux opérations, suit un test sur la valeur de Accu. Au premier passage, $Accu = note$, avant de traverser la décrément et $Accu = note - 1$, au moment du test. Si $note \neq 1$, le test fera prendre le chemin du non. La décrément et le retard continuent. La boucle est exécutée autant de fois que le nombre « note ». Si « note » = 5, les résultats partiels, avant le test, seront : 4, 3, 2, 1,

0. A la valeur 0, il y a déviation par la voie du « oui ». Le retard $\tau 1$ sera exécuté cinq fois.

Le décrément prend normalement quelques cycles d'horloge. Les fréquences horloge, de tous les microprocesseurs MOS-intégrés, sont de l'ordre du MHz. Le temps d'exécution du décrément est donc négligeable et, sans une opération spéciale de retard, il n'y a pas moyen d'atteindre les fréquences musicales. Le temps t_1 s'obtient de diverses manières. Il suffit de faire exécuter des milliers de fois au microprocesseur un travail inutile, pour faire passer le temps, par exemple.

Prenons la séquence suivante, dans un 6800 :

```
BOUCLE LDA A FF
      DECA
      BNE BOUCLE
```

La première instruction porte une étiquette et s'appelle « boucle ». Elle demande le chargement, dans le registre A (load A) de la valeur $FF_{(16)} = 255_{(10)}$.

L'instruction suivante demande la décrément de A. Suit un test : « Branch » si « not equal », branchement à boucle si différent de zéro.

Cette séquence ressemble étrangement à la boucle concernant le registre « Accu » dont nous venons de parler. En réalité, elle est

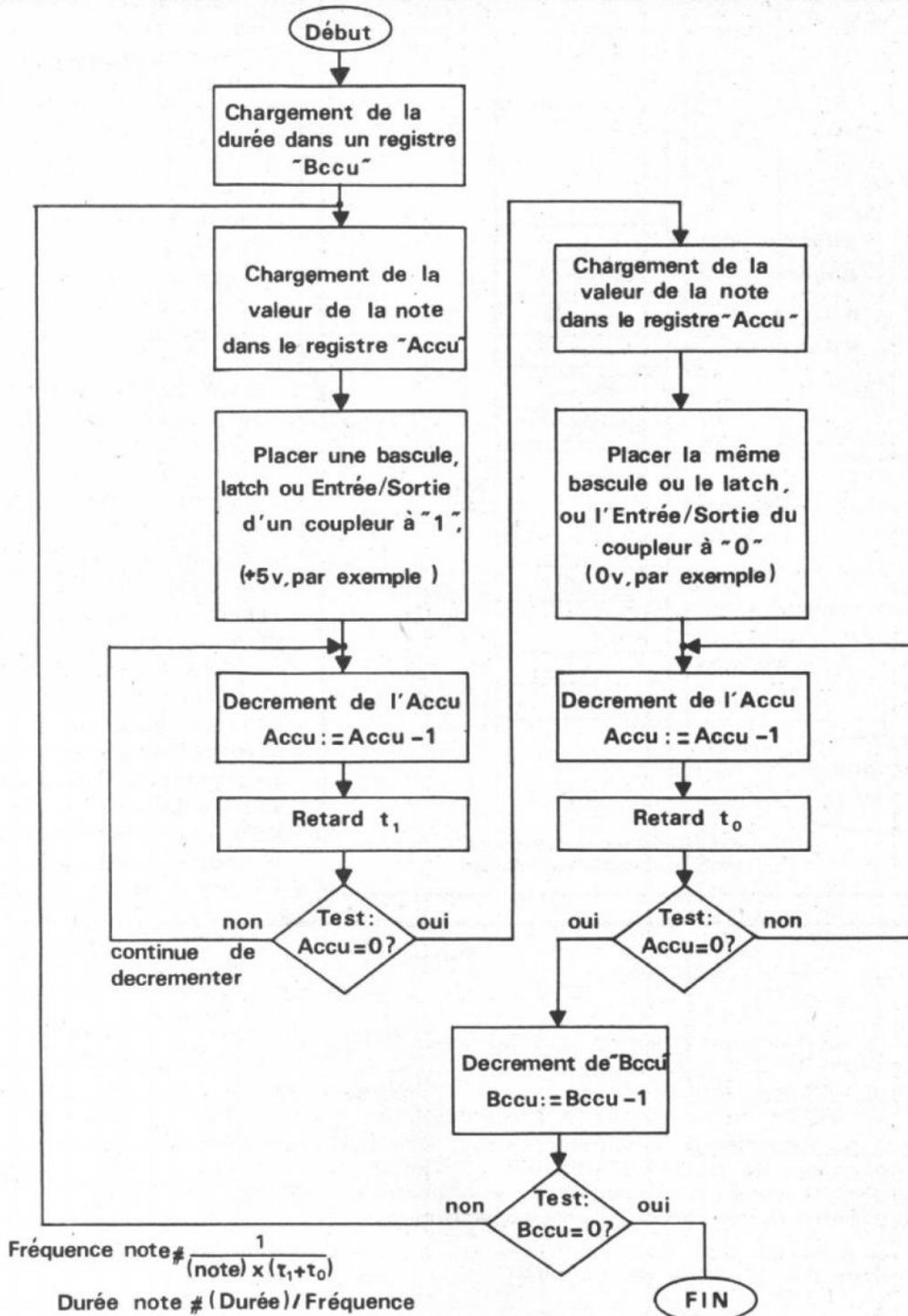


Fig. F. - Organigramme de génération d'une note et de sa durée.

incluse, dans le rectangle « Retard τ_1 ». Elle aura, pour effet, d'exécuter 255 fois le paquet de trois instructions, comme l'autre boucle s'exécutait « note fois ».

Le temps passé par le microprocesseur pour parcourir les trois instructions est, peut-être, négligeable. Le répéter 255 fois produit un retard τ_1 utile.

Les retards τ_1 se cumulent « note fois » et, pendant ce

temps, le signal de sortie reste au niveau haut. Pour fabriquer le palier bas, il faut charger à nouveau la valeur « note » dans le registre « Accu ». En effet, quand nous empruntons la voie du « oui », $\text{Accu} = 0$, sinon on serait encore dans la boucle. Les opérations se poursuivent pareillement, avec le drapeau bas. Quand $\text{Accu} = 0$, de nouveau, nous arrivons à la fin d'une période complète d'oscillation.

On procède au dénombrement des périodes écoulées en décrémentant le contenu du registre « Bccu ». Partant avec $\text{Bccu} = 56$ initialement, il sera décrémenté de 1 après la première période. Testé, il sera trouvé différent de zéro (55). Une autre période de note est lancée. Au second tour, nous aurons, avant le test, la valeur 54 et ce n'est qu'au 55^e tour que la valeur 0 produira une déviation. Le programme ren-

contre une instruction HALT, par exemple, et s'arrête.

Ce déroulement d'opérations nous donne une seule note et sa durée. Pour jouer une mélodie, il faut pouvoir utiliser une suite de paires de nombres « note » et « durée », situés deux par deux dans une mémoire-mélodie. La figure G donne la marche à suivre, dans ce cas. Malgré l'aspect un peu abstrait des choses, nous sommes très près de la réalisation finale. Force nous serait de constater qu'il n'y aura pas une gamme figée par le réglage de résistances mais qu'on pourra jouer n'importe quelle note, sans aucun réglage préalable de la « quincaillerie ». De plus, nous aurons codé en même temps la durée, ce qui demandait, dans la version à circuits intégrés discrets, le double des pièces !

Un bon organigramme, bien clair, représente le tiers, sinon la moitié du travail. Il y a plusieurs niveaux d'organigrammes. Certains blocs peuvent représenter, à leur tour, des parties importantes du programme et d'autres organigrammes. Pour s'y retrouver, il faut noter le début et la fin des organigrammes mineurs, ou leur donner un nom, etc.

Avec l'organigramme, on procède à l'écriture mnémorique du programme. Les ordres mnémoriques font partie du jeu d'instructions du microprocesseur qu'on possède. Pour un microprocesseur 6800, le seul qui soit fabriqué en France (par la SESCO), on obtient la liste de la figure H. Cette liste d'instructions doit être codée en langage machine, sous forme de nombres hexadécimaux. Ce codage peut se faire manuellement, en consultant la table d'équivalences entre les instructions en mnémorique et en numérique. Si le programme est long, dépassant la cinquantaine d'instructions, il est plus pratique d'utiliser un système de mise au point. On appelle ainsi une machine, plutôt informatique qu'électronique, capable d'avaler l'écriture

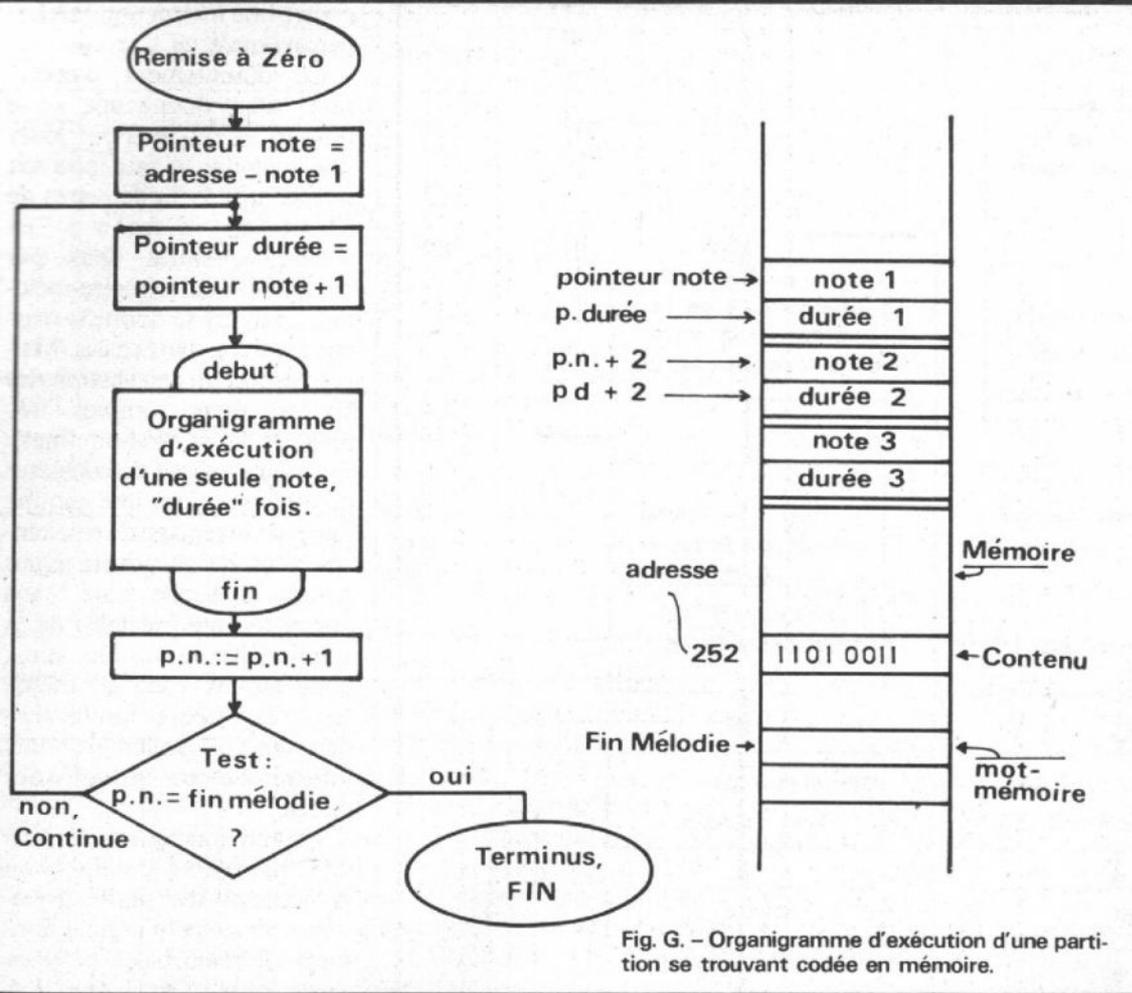


Fig. G. - Organigramme d'exécution d'une partition se trouvant codée en mémoire.

en mnémorique et de fabriquer la mémoire du programme. La figure I montre le résultat de l'opération. Le premier langage, en mnémorique, est appelé langage « source ». Il continue de figurer sur la feuille de résultats, à côté d'une liste d'adresses et d'instructions écrites directement en hexadécimal, en langage dit « objet ». Dans le tableau en pointillés, la colonne de gauche donne les adresses en hexadécimal. Elles vont de 0000 à 002C, pour le programme. A partir de l'adresse 30₍₁₆₎, nous avons prévu d'encoder la mélodie, dans une même mémoire, qui pourra être soit une ROM soit une RAM. Dans le premier cas, la boîte à musique ne jouera qu'une mélodie. Dans le second cas, on pourra programmer, à volonté, n'importe quelle partition. Les adresses ne se suivent apparemment pas. Par exemple, sous l'adresse 0000, vient la 0003. Les adresses indiquent le début de chaque instruction. L'instruction LDX s'étend sur

```

B90T$$
10  NOM SHUB
20  OPT M,O,S
30  ORG 0
31  NOTE EQU $31
32  DUREE EQU NOTE+1
33  PIACRB EQU $FCFB
34  FNMLD EQU $EF
40  DEBUT LDX #0
50  LDS #$FF
60  NTE LDAA NOTE,X
70  DUR LDAB DUREE,X
80  PSHA
90  LDAA #$3C
100 STAA PIACRB
110 PULA
120 LP1 DECA
130 BNE LP1
140 LDAA #$34
150 STAA PIACRB
160 LDAA NOTE,X
170 LP2 DECA
180 BNE LP2
190 DECB
200 BNE DUR
210 PNCH LDAA #$FF
220 DECA
230 BNE PNCH
240 INX
250 INX
260 CPX FNMLD
270 BNE NTE
280 JMP DEBUT

```

pointeur-note positionné à l'adresse 31₍₁₆₎
pointeur-durée = pointeur-note + 1
la bascule de sortie se trouve à l'adresse FCFB₍₁₆₎
la fin de la mélodie est à l'adresse EF₍₁₆₎
Début du programme proprement-dit. Initialisation, X = 0.
Le pointeur de pile [STACK] = FF₍₁₆₎.
Chargement-note: le mot-mémoire d'adresse NOTE+[X] -- A.
Chargement-durée dans l'accumulateur B.
|
| Drapeau à 1. (CB2 DE LA PIA)
|
Début de la boucle de temporisation. "Note" fois la
durée de l'instruction "DEC A".
|
| Drapeau à 0.
Chargement-note.
Boucle de temporisation. Cette fois aussi le retard
est la durée même d'exécution de "DEC A".
Décrémentement de l'accumulateur B.
Test: Si [B] ≠ 0, branchement à DUR [ligne 70].
| Programme de temporisation afin de rendre égales
| les demi-périodes à +5V et à 0V.
|
Déplacement de 1 du pointeur-note.
Déplacement de 1. En tout le pointeur se trouvera 2 mots
plus bas. Test: pointeur = Fin Mélodie ?
Branchement si ≠ à NTE. La note suivante sera jouée.

Fig. H. - Programme source.

PAGE 001

```

*****ERROR 207
00010 0000 00 00FF 10 NOM SHUB
00020          OPT      M,D,S
00030 0000          ORG      0
00040      0030      NOTE    EQU    $30
00050      0031      DUREE   EQU    NOTE+1
00060      FCFB      PIACRB  EQU    $FCFB
00070      00FF      FNMLD   EQU    $FF
*****ERROR 218
00080 0000 CE 0000 DEBUT  LDX    #0
00090 0003 8E 00FF          LDS    #$FF
00100 0006 A6 30      NTE    LDA    A    NOTE,X
00110 0008 E6 31      DUR    LDA    B    DUREE,X
00120 000A 36          PSH    A
00130 000B 86 3C      LDA    A    #$3C
00140 000D B7 FCFB      STA    A    PIACRB
00150 0010 32          PUL    A
00160 0011 4A          LP1    DEC    A
00170 0012 26 FD          BNE    LP1
00180 0014 86 34      LDA    A    #$34
00190 0016 B7 FCFB      STA    A    PIACRB
00200 0019 A6 30      LDA    A    NOTE,X
00210 001B 4A          LP2    DEC    A
00220 001C 26 FD          BNE    LP2
00230 001E 5A          DEC    B
00240 001F 26 E7          BNE    DUR
00250 0021 86 FF      PNCH  LDA    A    #$FF
00260 0023 4A          DEC    A
00270 0024 26 FB          BNE    PNCH
00280 0026 08          INX
00290 0027 08          INX
00300 0028 9C FF      CPX    FNMLD
00310 002A 26 DA          BNE    NTE
00320 002C 7E 0000      JMP    DEBUT
00330 002F 00FF      RMB    $FF
*****ERROR 204
*****ERROR 211
00290          END
NOTE      0030
DUREE     0031
PIACRB    FCFB
FNMLD     00FF
DEBUT     0000
NTE       0006
DUR       0008
LP1       0011
LP2       001B
PNCH      0021

TOTAL ERRORS 00006

```

Fig. I. - Programme objet.

Note	Valeur exacte	Arrondi	Valeur Hexadécimale
Do	255	255	FF (la plus grave)
Do#	240,85	241	F1
Ré	227,50	228	E4
Mi ^b	214,88	215	D7
Mi	202,97	203	CB
Fa	191,71	192	CO
Fa#	181,08	181	B5
Sol	171,04	171	AB
La ^b	161,55	162	A2
La	152,60	153	99
Si ^b	144,13	144	90
Si	136,14	136	88
Do	128,59	128	80

TABLEAU 1

Décimal					
Note	1/16	1/8	1/4	1/2	1
Do	1	2	4	8	16
Do#	1,058	2,116	4,232	8,464	16,928
Ré	1,120	2,240	4,480	8,960	17,920
Mi ^b	1,186	2,372	4,744	9,488	18,976
Mi	1,256	2,512	5,024	10,048	20,096
Fa	1,330	2,660	5,320	10,640	21,280
Fa#	1,408	2,816	5,632	11,264	22,528
Sol	1,490	2,980	5,960	11,920	23,840
La ^b	1,578	3,156	6,312	12,624	25,248
La	1,671	3,342	6,684	13,368	26,736
Si ^b	1,769	3,538	7,076	14,152	28,304
Si	1,889	3,778	7,556	15,112	30,224
Do	2	4	8	16	32

TABLEAU 2

Note		Durée				
		(1/16)	(1/8)	(1/4)	(1/2)	(1)
Do	FF	0A	14	28	50	AO
Do#	F1	0A	15	2A	54	A9
Ré	E4	0B	16	2D	59	B3
Mi ^b	D7	0C	18	2F	5F	BE
Mi	CB	0C	19	32	64	C8
Fa	CO	0D	1A	35	6A	D4
Fa#	B5	0E	1C	38	70	E1
Sol	AB	0F	1E	3D	77	EE
La ^b	A2	10	1F	3F	7E	FC
La	99	11	21	43	85	-
Si ^b	90	12	23	46	8D	-
Si	88	13	26	4B	97	-
Do	80	14	28	50	AO	-
Repos	00	FF				

TABLEAU 3

trois mots mémoire, dont le contenu est :

0000	CE
0001	00
0002	00

Cela mène à une conclusion, concernant la mise en route du programme : il faut partir « du bon pied », à chaque exécution. La première adresse de départ conditionne tout le déroulement des opérations. Si, par exemple, un branchement mal parachuté ou un mauvais départ à la remise à zéro pointaient en 0001 au lieu de 0000, le mot situé en 0001 serait pris pour un début d'instruction et interprété en conséquence.

Signalons, au passage, que son contenu, 00, est l'instruction d'arrêt. Le programme se bloquerait à la première instruction.

Comme nous pouvons le remarquer, les autres colonnes du tableau souligné en figure I servent au codage des instructions en hexadécimal. Elles ont des longueurs différentes, s'étalant sur un, deux ou trois mots-mémoire.

Quelle que soit leur longueur, elles s'exécutent en un nombre de cycles d'horloge, différents à chaque fois. Par exemple, PUL A, située à la ligne 150, est codée 32, en un mot, et sera implantée à l'adresse 0010. Elle s'exécute en quatre cycles d'horloge. L'instruction de la ligne 130, LDA A # \$ 3C, prend deux mots-mémoire mais s'exécute en deux microcycles. La situation est la même, quelle que soit le microprocesseur : longueurs en mots et durées d'exécution quelconques.

Pour ne pas compliquer le programme, qui se veut purement descriptif, les retards $\tau 1$ et $\tau 0$ n'y figurent pas explicitement. Il y a toujours possibilité d'abaisser la fréquence d'horloge pour ralentir l'exécution de l'instruction DEC A qui crée le retard à elle seule. La marche à suivre : organigramme, liste de programme en mnémorique (langage source), assemblage d'un pro-

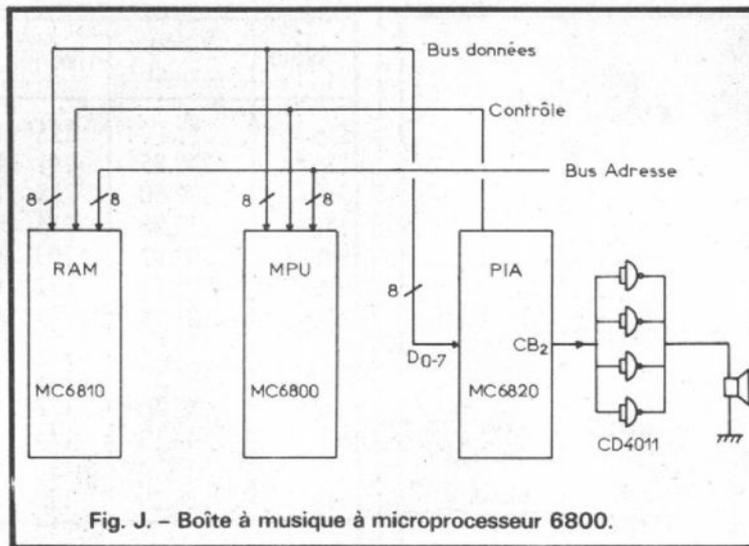


Fig. J. - Boîte à musique à microprocesseur 6800.

gramme en numérique (langage objet) et la mise en mémoire de ce dernier, sera toujours la même.

En plus du programme d'exécution de la mélodie, dans une même mémoire, se trouvera la zone des nombres hexadécimaux définissant les fréquences et les durées de chaque note de la partition. Nous serons très brefs là-dessus car une application avec un SC/MP traitée en détail de A à Z, suit dans ces mêmes pages. Elle utilise exactement le même codage des notes et durées.

Pour fixer une fréquence de note, il suffit de fabriquer un tableau contenant toutes les gammes.

Comme nous l'avons vu dans le précédent article, le rapport des fréquences de deux notes espacées d'un demi-ton est de 1,054. Les nombres qui donnent la note sont proportionnels à sa période. Donc ils seront dans un rapport inverse :

$$1/1,058 \approx 0,9445479$$

Pour créer le tableau il faut partir de la plus grande valeur, en décimal, qui puisse être contenue dans un mot de 8 bits : 255. Ce sera la valeur attachée à la note la plus grave de l'instrument. De demi-ton en demi-ton on obtient alors les valeurs numériques données au tableau 1.

On pourrait monter sur encore deux octaves, qui

auront le « Do » à $40_{(16)}$, $20_{(16)}$, $10_{(16)}$, etc. Les erreurs de troncature seront de plus en plus marquantes. Mais ce n'est pas aussi mathématique qu'on le croit. L'oreille aime les « fausses » notes.

Parlons maintenant des durées. Un temps déterminé s'obtient en utilisant les valeurs données au tableau 2.

Il faut dénombrer 1,058 fois plus de périodes pour obtenir une même durée d'une note distante d'un demi-ton vers le haut.

En multipliant par 10 les valeurs décimales du tableau, après l'arrondi et la conversion en hexadécimal, nous avons obtenu le tableau qui pourra servir à toutes les boîtes à musique de même principe tableau 3 :

Ce tableau n'est pas parfait. Libre à vous de le refaire avec des troncatures et arrondis différents.

Prenez une partition. Inscrivez consécutivement le nom (codé en hexa) de la note et sa durée en parcourant toutes les notes. Les repos peuvent s'obtenir avec un code 00 et une durée de l'ordre de FF. Le carré aura une fréquence ultrasonore, inaudible et se maintiendra FF fois. Pour une meilleure prise en compte des pauses on devrait modifier l'organigramme, en vue d'une action spéciale à l'apparition du code 00.

D'ailleurs les esprits inven-

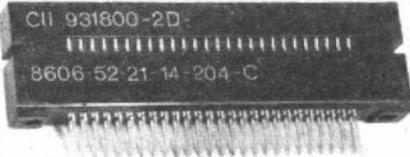
tifs ne s'arrêteront pas là, car on peut aussi générer des harmoniques par les mêmes procédés et obtenir des timbres.

Les mordus de la musique par ordinateur verront leur investissements en mini ou maxi ordinateurs devenir fumée inutile, le prix d'un système à microprocesseur, logiciel mis à part, étant déjà descendu en dessous de 1 000 F.

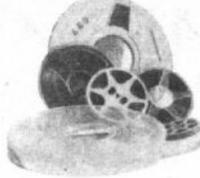
La figure J montre un tel système. On l'appelle « système » et pas boîte à musique parce que la même configuration-mémoire, unité centrale, et coupleur d'entrée/sortie peut servir à mille et une choses : la boîte à musique - si le programme est celui que nous avons sommairement décrit. La gestion d'une caisse enregistreuse ou d'une pompe à essence. Un instrument électronique à étalonnage automatique, tel un pont de mesures R, L, C ou un fréquencemètre-phasemètre et bien d'autres appareils auront le même « cœur » dans des carrosseries différentes. L'électronique classique sera présente au niveau des coupleurs d'entrée-sortie. Nous avons figuré un cas simple ou, pour actionner un haut-parleur (figure J), le courant de la partie la plus puissante du coupleur d'entrée-sortie ne suffisait pas. Il s'agira, généralement, d'électronique de puissance ou de circuits, haute fréquence à moduler par microprocesseur (mires TV, émetteurs, télécommande, etc.).

Avant de passer à la description des coupleurs d'entrée/sortie et aux connexions plus ou moins intelligentes entre les boîtiers d'une même famille et entre divers appareils, nous allons démarrer dans les pages de notre revue l'étude de chaque famille-microprocesseur. Les applications s'y attachant seront traitées complètement, comme nous le faisons dans toutes les réalisations.

Dr Ing. A.D.

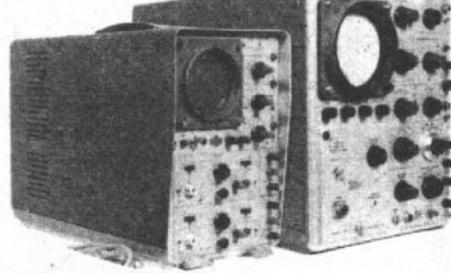


Connecteur souriau neuf 52 broches pas de 3,81 type 8806.
prix : 10 F.

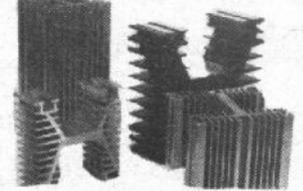


**BANDES
MAGNETIQUES**
TRES NOMBREUX
FORMATS

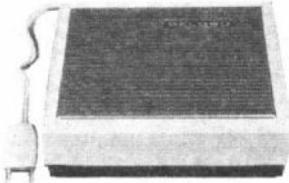
Bandes pour magnéto de 3 à 10 F.
Bobines vides de 0,80 à 3 F.
Bande ordinateur 10 et 20 F.
avec boîtes plastic.



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.



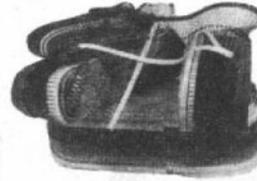
Haut-parleurs divers nus ou en coffrets
ronds, ovales neufs de 10 à 30 F.



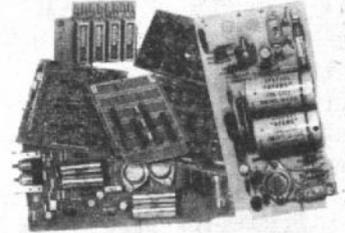
Circuits intégrés
7429 TLL
7423 ETC. ETC.
de 1 à 7 F. (neuf)
Supports C.I. 4 et 5 F.
Condos et résistances
nombreux modèles
Epxy simple et 2 faces 50 F le kg.
Bakelite 63/43 - 25 F.



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.

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



**devenez
un RADIO-AMATEUR !**

pour occuper vos loisirs tout en vous
instruisant. Notre cours fera de vous l'un
des meilleurs EMETTEURS RADIO du
monde. Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT ! Documentation sans engagement.
Remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE
Enseignement privé par correspondance

NOM : _____ 35801 DINARD

ADRESSE : _____

HPA 75

**A 3 MINUTES
DES GARES DU NORD ET DE L'EST**

Mobel ELECTRONIQUE

à votre service...

- TOUS LES COMPOSANTS
- SEMI-CONDUCTEURS
- TUBES
- CIRCUITS INTÉGRÉS
- MODULES ELECTRONIQUES

du 1^{er} choix! des prix!

- VENTE DIRECTE AU COMPTOIR
de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h
sauf dimanche et lundi matin
- EXPEDITION RAPIDE DANS TOUTE LA FRANCE

ENVOI FRANCO A PARTIR DE 50F

remboursement du catalogue au premier achat

Assistance Technique assurée

Mobel

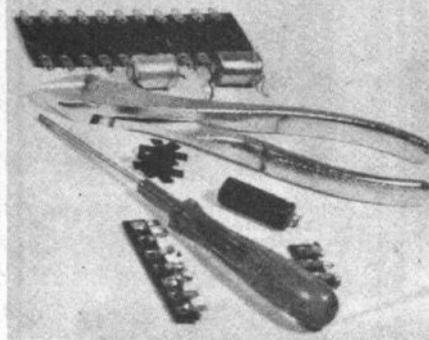
Dept "COMPOSANTS"

35, rue d'Alsace
75010 PARIS
Tél. 607.88.25

BON A DECOUPER
Veuillez m'adresser votre
documentation "composants"
Joindre 3 F en Timbres/poste

Nom _____

Adresse _____



ABC de L'ELECTRONIQUE

EGALISEURS GRAPHIQUES

LES montages BF électroniques de tonalité réglable, nommés égaliseurs graphiques, peuvent être réalisés d'une infinité de manières différentes selon les paramètres choisis et le degré de précision requis, qui est forcément supérieur, dans leurs versions professionnelles. Dans ces dernières, les appareils « modeleurs » de la courbe de réponse, sont manipulés par des ingénieurs de son très expérimentés qui doivent posséder également des réflexes ultra-rapides pour corriger la tonalité au moment même où cela est nécessaire.

La précision des égaliseurs graphiques est déterminée dans la plus grande mesure par le nombre des « voies », comportant chacune un filtre passe-bande. La bande totale étant ainsi découpée en un grand nombre de sous-bandes, la courbe de réponse pourra être corrigée aux

endroits mêmes où une anomalie s'est manifestée.

Un égaliseur graphique professionnel n'est pas interdit aux amateurs, mais il est évident que la plupart de ces fervents de la musique de qualité, ne pourront pas disposer des sommes élevées nécessaires pour acquérir un modèle de studio d'enregistrement ou de théâtre ou d'émetteur radio ou T.V.

Pour les amateurs, le nombre des voies par canal des égaliseurs, est compris entre cinq et quinze. La plupart des égaliseurs pour amateurs (ou, pour semi-professionnels) possèdent neuf ou dix voies par

canal, ce qui correspond en général à une voie par octave.

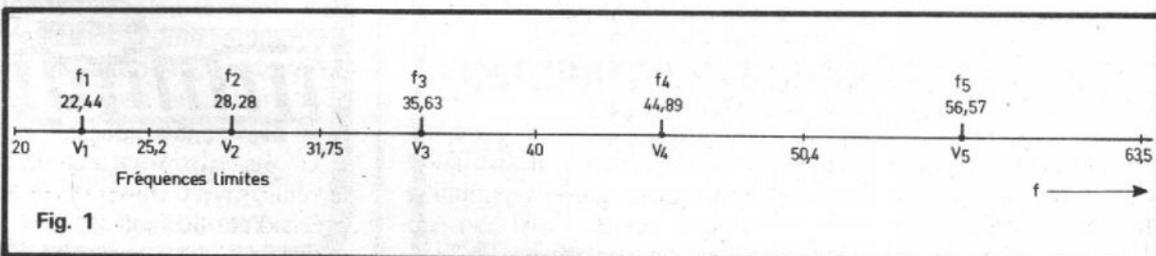
Dans les appareils professionnels, on trouvera jusqu'à **trois voies par octave** ; on atteindra ainsi un nombre total de voies, par canal, de trente, c'est-à-dire soixante voies pour les deux canaux stéréophoniques. Ce nombre peut être réduit moyennant certains sacrifices.

Indiquons qu'avec 60 potentiomètres à curseur à mouvement rectiligne, à 7 F chacun, on atteint la somme de 420 F, ce qui n'est pas catastrophique, mais il y aura aussi 60 circuits intégrés et bien d'autres composants.

CALCUL DES FRÉQUENCES POUR 30 VOIES

Soit le cas d'une bande totale de 20 Hz à 20 000 Hz, à couvrir en 30 voies environ, à raison de trois voies par octave. Voici d'abord la détermination précise.

Les fréquences limites des octaves sont en partant de 20 Hz : 20, 40, 80, 160, 320, 640, 1280, 2560, 5020, 10040, 20080, ce qui correspond à 10 voies, c'est-à-dire : 20 à 40, 40 à 80... 10040 à 20080 Hz. On voit immédiatement que les



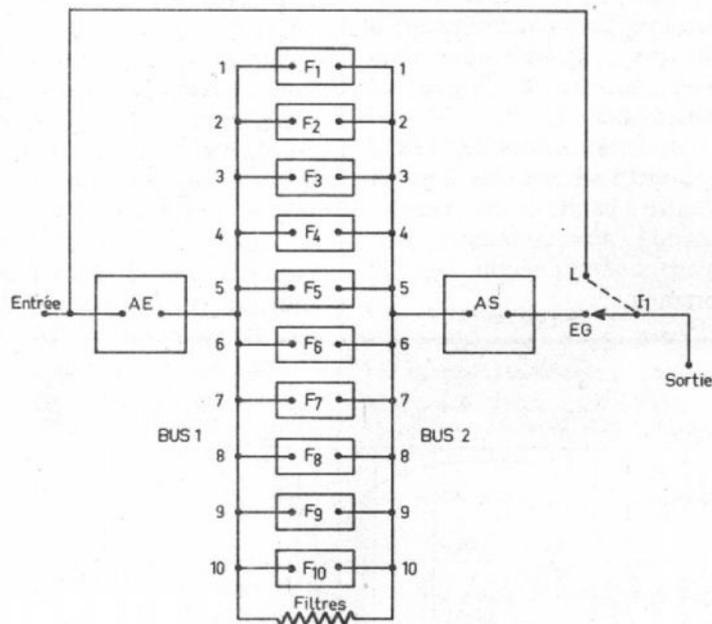


Fig. 2

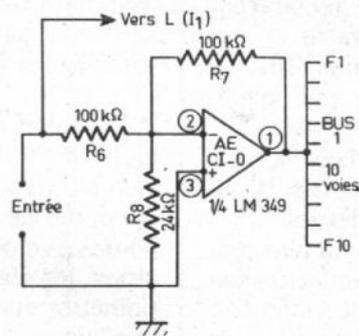


Fig. 3

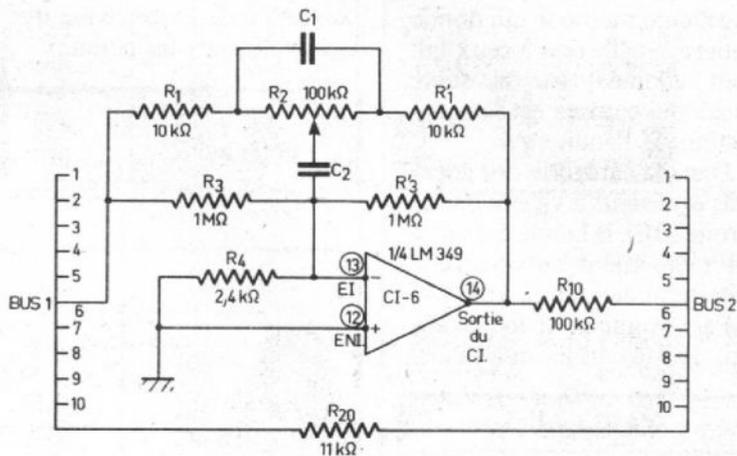


Fig. 4

fréquences limites indiquées sont les termes d'une progression géométrique de RAISON 2. Le calcul est alors facile en raisonnant de la manière indiquée ci-après.

Lorsqu'il y a trois voies par octave, le calcul des fréquences limites est immédiat si l'on possède une calculatrice ou une table de logarithmes dont on a l'habitude de se servir.

La raison de la progression se détermine comme suit. Soit 20 Hz la fréquence limite la plus basse et r la raison de la progression géométrique. La fréquence suivante est $20r$, la suivante est $20r^2$ et la quatrième est $20r^3$.

Mais celle-ci est aussi égale à 40 Hz, donc :

$$20r^3 = 40$$

$$r^3 = 2$$

$$r = \sqrt[3]{2} = 1,25992105$$

que nous arrondirons sans aucun scrupule à 1,26. Dès lors, le calcul se poursuit aisément. Partons de 20 Hz. La fréquence limite suivante est $1,26 \cdot 20 = 25,2$ Hz. La sui-

vante est $31,752$. La suivante est $31,752 \cdot 1,26 = 40$ Hz, etc.

Donc, dans le cas d'un égaliseur à 30 voies environ, le rapport de fréquences limites successives est également 1,26.

Les fréquences d'accord des filtres sont la moyenne géométrique des fréquences limites. Soit par exemple V_1 la voie 1 : (voir figure 1)

$$V_1 = 20 \text{ à } 25,2 \text{ Hz}$$

La fréquence d'accord est alors donnée par :

$$f_1^2 = 20 \cdot 25,2$$

$$= 504 \text{ hertz au carré}$$

$$f_1 = 22,44 \text{ Hz}$$

La fréquence d'accord de la voie V_2 sera donnée par :

$$f_2^2 = 25,2 \cdot 31,75 = 800,1$$

$$f_2 = 28,28 \text{ Hz}$$

Pour la suite, il suffira de remarquer que le rapport des fréquences d'accord consécutives est également 1,26. En

effet, $f_2/f_1 = 28,28/22,44 = 1,26$, donc

$$f_3 = 28,28 \cdot 1,26 = 35,63 \text{ Hz}$$

$$f_4 = 35,63 \cdot 1,26 = 44,89 \text{ Hz}$$

$$f_5 = 44,89 \cdot 1,26 = 56,57 \text{ Hz}$$

etc.

Sur la figure 1 on a indiqué les fréquences f_1, f_2, f_3, f_4 et f_5 .

Les autres fréquences limites se calculeront à partir de celles indiquées sur la figure 1.

On a trouvé 20, 25,2, 31,75, 40, 50,4, 63,5.

Voici la suite : 80, 100,79, 127, 160, 201,59, 254, 320, 403,19, 508, 640, 806,39, 1016, 1280, 1612, 2031, 2560, 3225, 4063, 5120, 6450, 8127, 10240, 12901, 16254, 20478 hertz.

Les valeurs des fréquences d'accord des filtres sont données au tableau I. Elles ne sont pas rigoureusement exactes et de plus, il est permis de les arrondir, par exemple, $f_{16} = 718$ hz, etc.

Un facteur important dans la réalisation d'un appareil de précision est le maintien de ses caractéristiques, en particulier

des fréquences d'accord f_1 à f_{30} , même si elles ne sont pas exactes. Cette qualité dépend des composants utilisés dans le montage : résistances, condensateurs, bobines, transistors et circuits intégrés et la stabilisation de l'alimentation et de la température.

En consultant le tableau I on constatera que la réduction du nombre des voies n'est pas possible ni du côté de $f_1 = 22,44$ Hz ni du côté de $f_{30} = 18\ 240$ Hz, seule voie pouvant être supprimée car $f_{29} = 14\ 475$ Hz environ est indispensable. On s'en tiendra à 30 voies.

LARGEUR DE BANDE DES VOIES

Les spécialistes des égaliseurs graphiques distinguent deux catégories parmi les appareils de ce genre : les égaliseurs à large bande (BL) pour chaque voie et ceux à bande étroite (BE).

Ceux du type BL, ont des bandes qui se recouvrent d'une voie à l'autre et par conséquent, l'action sur un potentiomètre de voie, modifie la courbe de réponse, non seulement dans la voie correspondante mais aussi dans les voies voisines.

Ces appareils sont plus pratiques pour les amateurs qui ne disposant pas de sonomètre (appareil de précision assez cher) s'aideront de leurs oreilles, ce qui est en définitive une excellente méthode qui donne entière satisfaction à ceux qui l'ont adoptée, car la seule chose qui compte est la satisfaction de l'auditeur.

Dans la catégorie des appareils égaliseurs à voies à bande étroite (BE), la bande passante est **légèrement** supérieure à celle nominale de la voie.

Par exemple, dans le cas d'un EG (égaliseur graphique)

à 30 voies, dans la voie dont les limites sont 40 et 50,4 Hz, la bande passante du filtre passe-bande sera de l'ordre de 11 à 12 Hz.

Il est alors évident que vu le grand nombre de réglages de gain et l'étalement de bandes, la courbe de réponse globale pourra être obtenue avec précision, les réglages des potentiomètres étant presque indépendants.

Cette catégorie de EG est utilisée principalement pour la correction de l'acoustique des locaux, grands ou petits.

Après avoir effectué cette correction, la disposition des éléments du local (objets et êtres humains) ne devra plus être modifiée, condition assez difficile à remplir.

Pour les amateurs ou les semi-professionnels, des EG à 10 voies, à sous-bandes octaves, donneront largement satisfaction.

Deux exemples de EG à octaves, l'un à bandes larges et l'autre à bande étroite, recommandé aux amateurs très avertis, seront décrits. Voici le premier.

ÉGALISEUR À 10 VOIES À LARGES BANDES

Le schéma simplifié de cet égaliseur est donné à la figure 2.

Partons de l'entrée. Le signal à corriger est appliqué, d'une part, à l'amplificateur AE d'entrée et d'autre part, au point L du commutateur I₁ relié à la sortie.

Lorsque I₁ est en position L, l'égaliseur est hors circuit et le signal arrive tel quel à la sor-

TABLEAU I

**Fréquences f_1 à f_{30} d'accord
(en hertz) pour 30 voies**

- $f_1 = 22,44$
- $f_2 = 28,28$
- $f_3 = 35,63$
- $f_4 = 44,89$
- $f_5 = 56,57$
- $f_6 = 71,27$
- $f_7 = 89,79$
- $f_8 = 113,14$
- $f_9 = 142,55$
- $f_{10} = 179,60$
- $f_{11} = 226,29$
- $f_{12} = 285,11$
- $f_{13} = 359,21$
- $f_{14} = 452,58$
- $f_{15} = 570,22$
- $f_{16} = 718,43$
- $f_{17} = 905,17$
- $f_{18} = 1140,44$
- $f_{19} = 1436,87$
- $f_{20} = 1810,34$
- $f_{21} = 2280,89$
- $f_{22} = 2873,74$
- $f_{23} = 3620,69$
- $f_{24} = 4561$
- $f_{25} = 5747$
- $f_{26} = 7241$
- $f_{27} = 9123$
- $f_{28} = 11489$
- $f_{29} = 14475$
- $f_{30} = 18240$

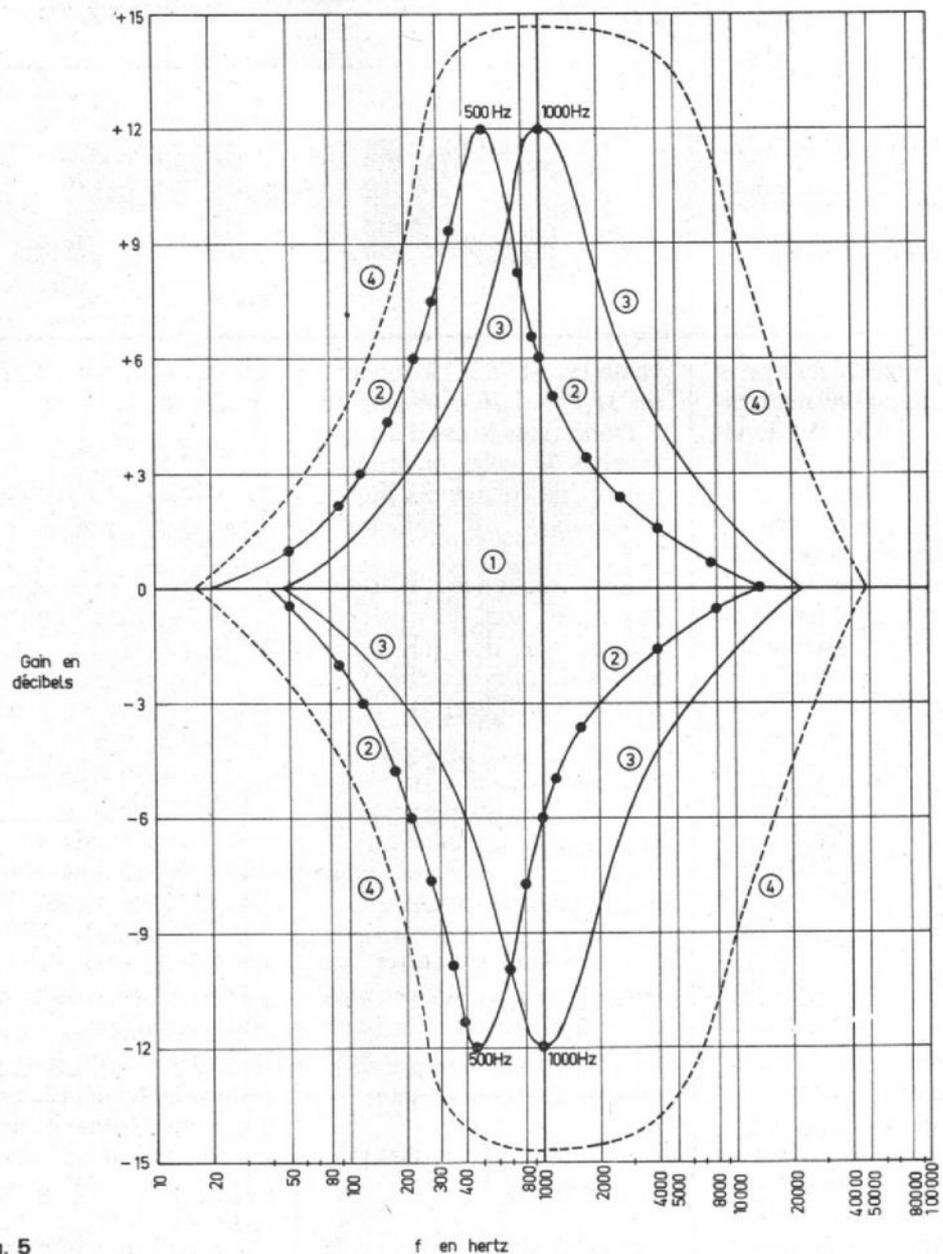


Fig. 5

tie. Si I₁ est en position EG, le signal à traiter passe par AE, ensuite par les dix voies à filtres F₁ à F₁₀, ensuite par le post-amplificateur mélangeur AS de sortie.

Grâce à I₁, on pourra comparer, à l'aide d'appareils de mesure ou à l'oreille, les effets heureux ou mauvais des réglages effectuée par l'utilisateur.

Au bout de quelques essais, celui-ci réussira à maîtriser son égaliseur et il obtiendra des auditions agréables de musique ou de paroles, car ne l'oublions pas, il est aussi intéressant d'« égaliser » la parole que la musique.

Revenons maintenant au schéma de la figure 2 et indiquons d'une manière détaillée, les particularités de ses 12 parties actives.

LES FILTRES ACTIFS

Une des voies est représentée à la figure 4. Elle utilise un élément de LM 349, branché par exemple entre la sortie 6 du bus 1 et évidemment l'entrée 6 du bus 2 qui est l'entrée du mélangeur des signaux préalablement séparés.

Le filtre actif utilise un amplificateur opérationnel à contre-réaction sélective.

On remarquera que la boucle de contre-réaction montée entre la sortie et l'entrée inverseuse (EI) comprend des élé-

TABLEAU II

Voie	Fréquence accord (Hz)	C ₁	C ₂ = 0,1 C ₁
1	32	0,18 μF	18 nF
2	64	0,1 μF	10 nF
3	125	47 nF	4,7 nF
4	250	22 nF	2,2 nF
5	500	12 nF	1,2 nF
6	1 000	5,6 nF	560 pF
7	2 000	2,7 nF	270 pF
8	4 000	1,5 nF	150 pF
9	8 000	680 pF	68 pF
10	16 000	360 pF	36 pF

AMPLIFICATEUR RÉPARTITEUR AE

Son schéma est donné à la figure 3 et on voit que l'on utilise un élément de circuit intégré LM 349 qui en contient quatre.

Il en résulte le compte suivant: deux éléments pour l'amplificateur AE répartiteur et AS, mélangeur, plus 10 éléments de LM 349 pour les voies à filtres actifs, ce qui donne 12 éléments correspondant à 3 CI, LM 349 (National), donc, un exemple de composants pas ruineux. On donnera plus loin les renseignements concernant le branchement du LM 349.

Chaque élément est un amplificateur, avec une entrée inverseuse (-) par exemple le point 2, une entrée non inverseuse (+) par exemple le point 3 pour le même élément et la sortie, le point 1.

Dans le cas de la figure 3, il s'agit d'un préamplificateur à contre-réaction, réalisée avec R₇ de 100 kΩ montée entre la sortie et l'entrée inverseuse.

La sortie point 1 est reliée directement au BUS 1 d'où partent les 10 voies.

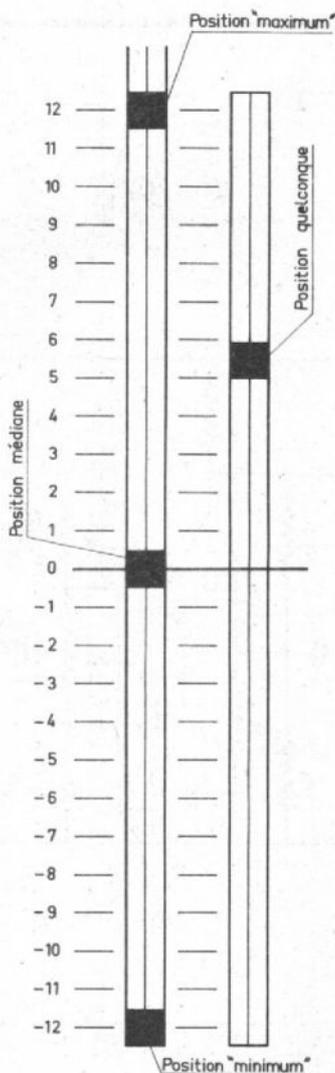


Fig. 6

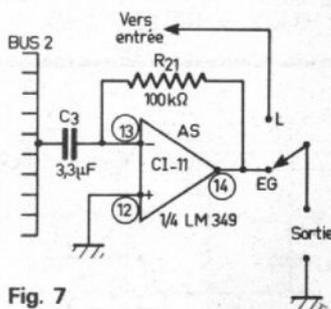


Fig. 7

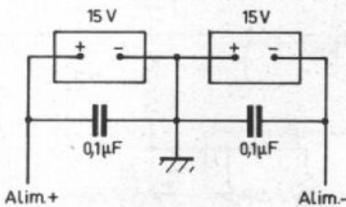


Fig. 8

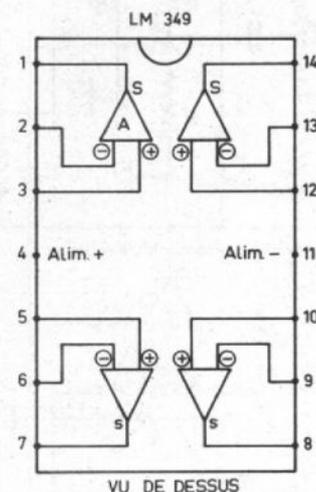


Fig. 9

ments R et C, mais aucune bobine.

On réglera le gain avec R₂ de 100 kΩ. Le calcul des éléments de ce filtre sera donné plus loin. Pour les expérimentateurs, indiquons que les valeurs des éléments R sont les mêmes pour les 10 voies. Celles de C₁ et C₂ qui déterminent la fréquence d'accord de la voie sont différentes.

Les voici indiquées en valeurs normalisées au tableau II ci-dessus.

Au sujet de ce tableau, les lecteurs à l'esprit critique remarqueront les approximations effectuées. Si la fréquence d'accord de la voie 2 est 64 Hz... celle de la voie 3 est 128 Hz, mais en prenant 125 Hz, aucun grand compositeur décédé ne se retournera dans sa tombe et nous, nous retirons l'avantage de nombres « ronds » : 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000 et 16 000 Hz.

Egalement, le choix des valeurs normalisées des capacités, pousse encore plus loin l'approximation, d'autant plus qu'il faudra compter aussi sur la tolérance (par exemple ± 5 %) des valeurs des R et C.

Les fréquences limites de chaque voie peuvent être calculées, comme on l'a fait au début de cet article, mais en

partant de celles des fréquences d'accord.

Soit la voie 1 dont les fréquences limites sont inconnues. Désignons-les par f_a et f_b . Comme $f_b = 2 f_a$, on a immédiatement $f_1 =$ fréquence d'accord de la voie 1 = la racine du produit $2 f_a$ donc :

$$2 f_a^2 = f_1^2 = 32 \text{ Hz}$$

$$f_a = 32/1,414 = 22,63 \text{ Hz}$$

$$f_b = 2 f_a = 45,26 \text{ Hz}$$

Règle : connaissant la fréquence d'accord f , la limite inférieure de la bande est $f/1,414 = 0,707 f$ et la limite supérieure est $1,414 f$.

Exemple : si

$f_0 = 16\,000 \text{ Hz}$, la bande transmise par la voie 10 est limitée par $f = 0,707 \cdot 16\,000 = 11\,312$ et par $1,414 \cdot 16\,000 = 22\,624 \text{ Hz} = 2 f$.

CALCUL DES ÉLÉMENTS DES FILTRES ACTIFS

Les formules donnant les relations entre les valeurs des éléments R et C de la figure 4 sont simples, mais à nombre de termes assez grand.

En donnant des valeurs, convenablement choisies à certains éléments, le calcul se simplifie. On prendra (voir figure 4) $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 10 R_2 = 1 \text{ M}\Omega$. Le gain de l'amplificateur est choisi : $A_0 = 4 \text{ V/V}$; $R' = R_1 = 11 \text{ k}\Omega$. On a en effet

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{3 R_1} = 4$$

ce qui donne $R_2 = 9 R_1 = 99 \text{ k}\Omega \approx 100 \text{ k}\Omega$.

La fréquence d'accord est donnée par

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

d'où : $C_2 = 0,018 \mu\text{F}$

si $f_0 = 32 \text{ Hz}$.

Les autres valeurs de C_2 se déduisent de celle-ci (voir tableau II) compte tenu du fait que f et C_2 sont inversement proportionnelles.

$C_1 = 10 C_2$ donc, si $f_0 = 32 \text{ Hz}$, $C_1 = 0,18 \mu\text{F}$.

Le coefficient de surtension Q est donné par la relation

$$Q = \sqrt{\frac{2 R_1 + R_2}{9,61 R_1}} = 1,12$$

avec les valeurs adoptées pour R_1 et R_2 .

BANDE PASSANTE

On pourra se faire une idée des courbes de réponse des filtres, agissant seuls ou plusieurs ensemble, en consultant la figure 5. Sur cette figure, on a indiqué le gain en décibels, en ordonnées et les fréquences en hertz, en abscisses, selon une échelle logarithmique.

Courbe 1 : tous les potentiomètres ont les curseurs au milieu donc, aucune action des filtres réponse linéaire.

Courbe 2 supérieure : seul le potentiomètre réglant la voie 500 Hz est au maximum, « bosse » de + 12 dB à 500 Hz.

Courbe 2 inférieure : le curseur est complètement vers le

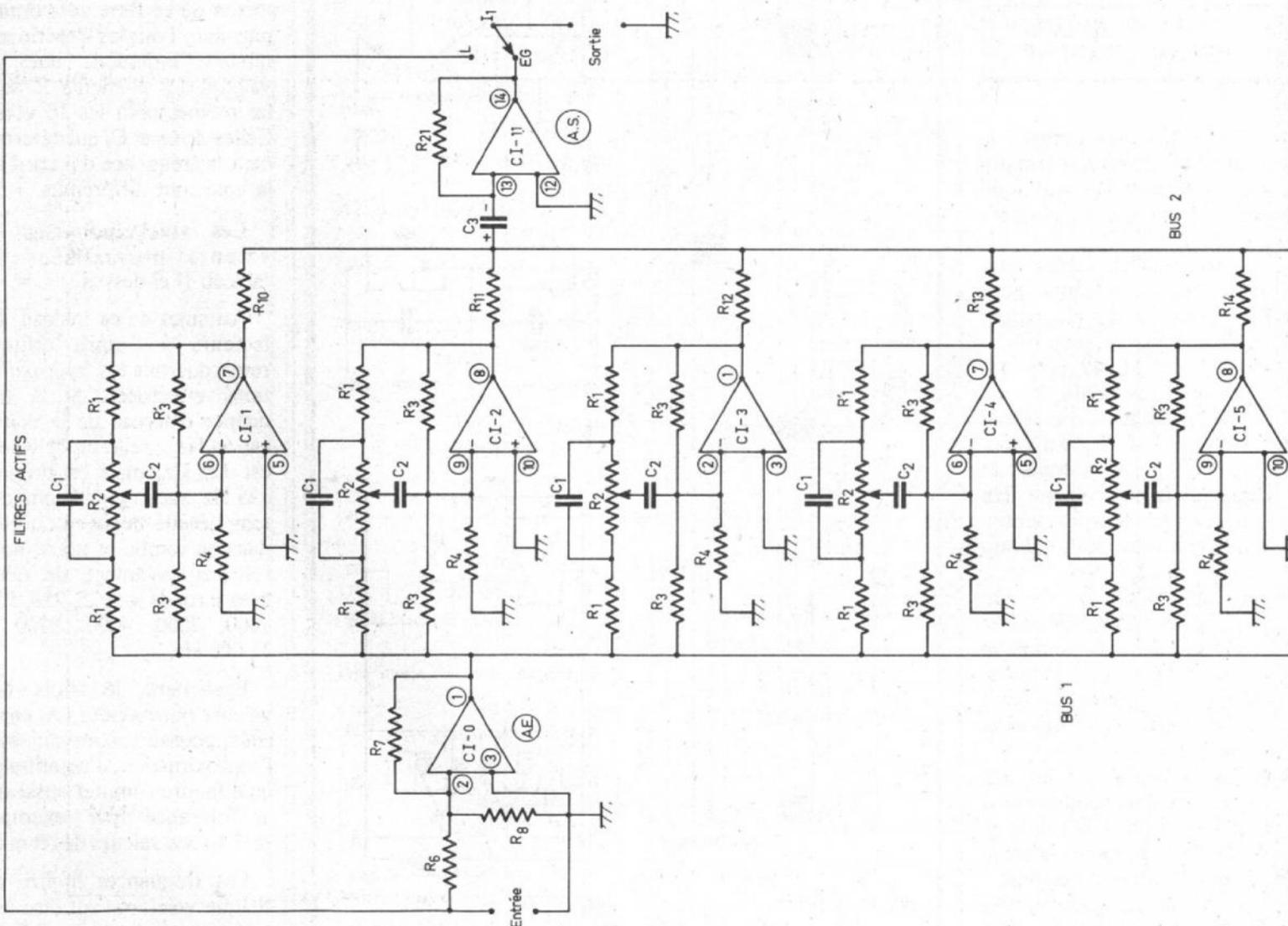


Fig. 10

bas et les autres en position neutre (voir figure 6).

Le filtre devient « **éliminateur de bande** » donc courbe (2) symétrique de la courbe (2) haute.

Courbes 3: effets obtenus 1000 Hz au lieu de 500 Hz.

Courbes 4: curseurs de $f = 1 \text{ kHz}$, 2 kHz , 4 kHz au maximum, les autres au milieu. La courbe inférieure correspond aux positions des curseurs placés vers le bas.

Ces courbes sont approximatives et obtenues expérimentalement.

AMPLIFICATEUR MÉLANGEUR

Son schéma est donné à la figure 7. Il s'agit encore d'un amplificateur opérationnel,

avec contre-réaction non sélective par R_{21} de $100 \text{ k}\Omega$ montée entre la sortie 14 d'un élément de CI et l'entrée 13 non inverseuse.

Le bus 2 est relié à cette entrée par C_3 de $3,3 \mu\text{F}$. A la sortie, on retrouve I_1 avec ses deux positions L (linéaire) et EG (égalisation ou correction).

BRANCHEMENT D'UN LM 349

Boîtier 14 broches, connectées comme suit :
Alimentation + broche 4 (ou « point » 9)
Alimentation - broche 11
Alimentation double $\pm 15 \text{ V}$ (voir figure 8)

Elément (A):

entrée (-) point 2
entrée (+) point 3
sortie point 1

Elément (B):

entrée (-) point 6
entrée (+) point 5
sortie point 7

Elément (C):

entrée (-) point 9
entrée (+) point 10
sortie point 8

Elément (D):

entrée (-) point 13
entrée (+) point 12
sortie point 14

Ce brochage est indiqué à la figure 9.

Voici encore quelques détails sur ce montage remarquable établi par National, comme exemple d'emploi de ses CI.

L'appareil décrit est en somme assez simple, car la partie comportant les voies 1 à 10 se compose de 10 amplificateurs identiques, sauf les valeurs des capacités C_1 et $C_2 = 0,1 C_1$ (voir tableau II).

En ce qui concerne le montage des potentiomètres, on choisira des modèles **rectilignes** de $100 \text{ k}\Omega$. Le « haut » correspond au curseur, poussé à fond vers la résistance R_1 reliée au BUS 1 et le bas, la position opposée.

Le gain de l'amplificateur de sortie est de l'ordre de l'unité. On a disposé à l'entrée l'amplificateur répartiteur AE, afin de faciliter le branchement de l'égaliseur à une source de faible impédance de sortie.

En effet, l'entrée de la par-

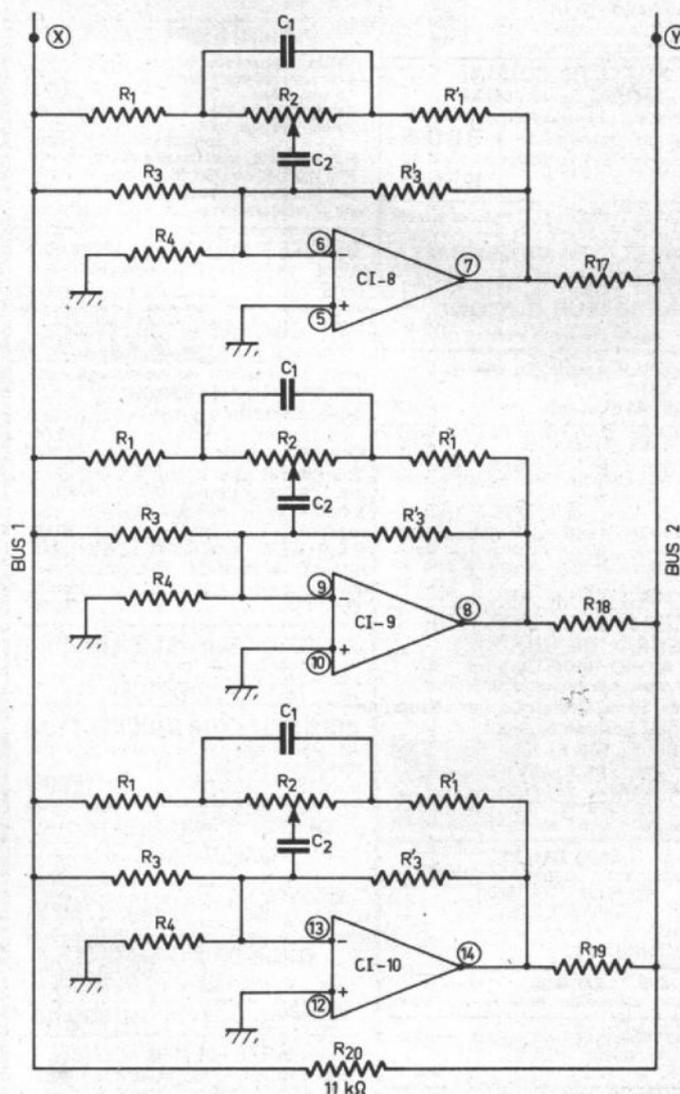
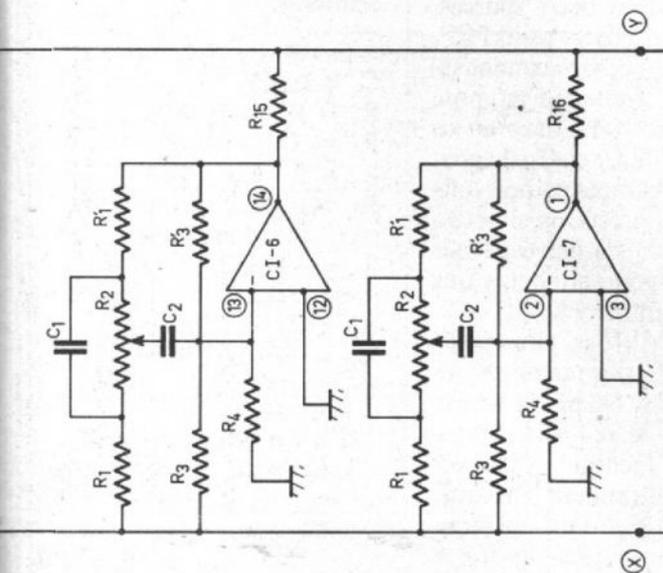


Fig. 11

B. G. MENAGER

20, rue Au-Maire, PARIS-3^e

Tél. : TUR. 66-96 - C.C.P. 109-71 Paris

A 30 mètres du métro Arts-et-Métiers

MAGASINS OUVERTS
DU LUNDI AU SAMEDI

de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

CREDIT DE 6 A 24 MOIS sur tout le matériel

MACHINES A COUDRE

VENTE PROMOTIONNELLE

MODELES SUPER AUTOMATIQUES LEADER 34 PROGRAMMES

Utilisation simplifiée par 31 cames. ELLE brode à 2 aiguilles, effectue tous les travaux de couture sur tissus légers ou lourds.

LIVREE équipée avec accessoires et garantie. Valeur 2.200 F

VENTUE 1100 F

SEMI-AUTOMATIQUE

MACHINE PORTATIVE en mallette, grande marque (fabrication anglaise). EXECUTE : les points droits, zig-zag et surfilage.

Equipement électrique 220 V.

LIVREE avec accessoires et garantie

mécanique de 5 ans 740 F

SINGER portative en mallette modèle récent d'occasion garantie 1 an 450 F

EN SOLDE 10 MACHINES A COUDRE

de marques diverses (défranchies)

Points droit-zig-zag .. 390 F

MACHINE A TRICOTER

SINGER - ERKA

Etat neuf - Garantie

Vendue avec accessoires, effectue le point droit, le point circulaire, côte plate et jacquart. Modèles :

DE TABLE 790 F

EN MEUBLE 1 100 F

HOTTE DE CUISINE

MODELE DE LUXE

façade inox, 2 vitesses de ventilation.

PRIX DE LANCEMENT. 390 F

Même modèle avec production d'ozone

Prix 650 F

ASPIRATEUR CADILLAC type balai très puissant 500 W 220 V

COMPLET AVEC ACCESSOIRES

PRIX EXCEPTIONNEL 169 F

GENERATEUR D'OZONE

pour assainissement VENDU 169 F

Pendulette Electronique AEG sur pile

Valeur 180 F NET 69 F

CONGELATEUR 400 L 1390 F

MACHINE A LAVER SECHANTE

22 Programmes dont 14 raccordés au programme séchage. Touche économique pour petite lessive.

Distributeur de produit frontal 4 opérations. Temps de séchage variable de 0 à 120 minutes. Puissance absorbée pendant le séchage 1100 Watts en 220 V.

PRIX PROMOTIONNEL 2.300 F

RADIATEUR CONVECTEUR

MURAL OU SUR PIED

220 V MONO NEUF Garantie 1 AN

équipé d'un thermostat d'ambiance incorporé. Série Grand Confort. Câble

avec prise. Position hors gel.

1000 Watts : 165 F

2000 Watts : 195 F avec 2 allures de chauffe.

Modèle spécial salle de bains ou cuisine en 2.000 W 270 F

3000 Watts : 245 F avec 2 allures de chauffe

SANS SUITE

10 MACHINES A COUDRE PORTATIVES

OCASION - ETAT NEUF

GARANTIE 1 AN

AU PRIX EXCEPTIONNEL DE 390 F

CAFETIERE EXPRESS. Percolateur

9 tasses, aluminium poli 30 F

SCIE à ruban col de cygne marque

Val d'Or, valeur 1.120 F.

VENTUE 700 F

PERCEUSE 13 mm Val d'Or montée

sur support d'établi. Valeur 860 F.

SOLDEE 500 F

MOTEUR SMAM 110-220 V mono,

2.800 t/mn, 1/4 CV.

SOLDE 105 F

MOTEUR à essence 4 temps, 2,5 CV,

équipé d'un réducteur de vitesse pour

entraînement de scie circulaire, etc.

SOLDE 750 F

SCIE circulaire professionnelle 220 V

1800 watts, 5400 t/mn. Lame de 235

mm. Coupe de 86 mm (pour bois et

matériaux). Valeur 1.167 F.

Prix promotionnel avec coffret 830 F

Fin de série moteur CASTOR 110 V

(ancien modèle). NEUF.

SOLDE 129 F

PERCEUSE électrique portative 8 mm

professionnelle de marque Val d'Or,

220 V, Valeur 338 F.

REMISE 40 % 203 F

COMPRESSEUR D'AIR

220 V type portatif pression 2,8 kg complet

avec pistolet à peinture. 580 F

MOTEURS ELECTRIQUES 220 V

monophasé 3 000 tours, démarrage

par condensateur. Puissance 1 CV :

390 F 1,5 CV : 420 F. Garantie 2 ans

POSTE DE SOUDURE ELECTRIQUE

Poste soudure électrique portatif, très belle

fabrication, soude avec électrodes de 1 à 3,2

selon réglage par positionneur.

Poids 20 kg net 590,00

POMPES "SAM"

POMPE immergée pour puits jusqu'à 40 m 220 V

Avec son équipement électrique. TTC 725 F

(50 m de câble)

GROUPE portatif 220 V avec crépine, s'installe

partout, arrosage, cuisine, sanitaire, etc.

TTC 475 F

FLOTTANTE utilisation instantanée, refoulement

28 m 1800 L/Heure, puits, rivière, mare, étang, piscine,

pour abreuvail, étable, arrosage, habitation,

etc... Avec 10 m de câble TTC 890 F

GROUPE ELECTROGENE PORTATIF

1.000 WATTS Val d'Or, moteur 4 temps

Prix 2390 F

CHAUFFAGE CENTRAL

FAITES VOUS MEME

vosre installation de chauffage central

sans outillage spécial.

Dégazéificateur à purge automatique

..... 30,00

Circulateurs d'eau 320,00

Thermostat pour chauffe électrique,

pouvoir de coupure 10 A ... 49,00

Modèle pour chaudière à gaz ou

mazout 39,00

ROBINET THERMOSTATIQUE

fabricat. allemande, 15-21 ou 12-17

Val. 138,00

Vendu 74,00

ROBINET THERMOSTATIQUE DANFOSS

adaptable sur tous radiateurs

PRIX PROMOTIONNEL 85 F

ACCÉLÉRATEUR CIRCULATEUR

Adaptable sur toute installation par

manchon coulissant 220 V

PRIX NET 590 F

BREULEUR A PULVERISATION

ZAEGELD HELD

20 000-60 000

CALORIES PRIX 1250 F

CHAUDIERE AUTOMATIQUE

avec production d'eau chaude sanitaire

fabricat française.

Prix spécial 2800,00

CHAUDIERE POLYCOMBUSTIBLE

mazout/bois/charbon, passe d'un chauffage

à l'autre sans modification spéciale.

20 000 à 30 000 cal/h. NET 6.892 F

tie AE est relativement grande grâce à R₆ de 100 kΩ.

La résistance R₈ montée à l'entrée de CI-0 (AE) stabilise l'amplificateur.

Notons aussi R₂₀ montée entre les deux BUS. Elle permet de soustraire le signal original du signal somme. Cette soustraction se produit par le fait que le signal original (celui sur le BUS 1) apparaît en phase sur le BUS 2, tandis que la somme des signaux des filtres, apparaît inversée entre les deux BUS. Le gain unité du système est ainsi maintenu ce qui permet la comparaison, grâce à I₁ des signaux originaux et corrigés.

Les composants sont tous courants. Les résistances seront de 0,5 W tolérance ± 5 %. Les potentiomètres sont à variation linéaire et à mouvement rectiligne des curseurs.

Il est important que ces potentiomètres soient de très bonne qualité car on s'en servira souvent et leur usure ne sera pas négligeable.

L'alimentation étant double, de ± 15 V, connecter entre masse (voir figure 8) et les + et - des deux sources, des condensateurs de 0,1 μF.

La tolérance des condensateurs est indiquée comme étant de ± 10 %, mais en ce qui concerne C₁ et C₂, il serait préférable que ces composants soient plus précis, ou si nécessaire, associés à des capacités d'appoint pour atteindre une tolérance de ± 5 %.

Les faibles capacités comme C₂ des gammes les plus élevées (36 pF et 68 pF) pourront être ajustables, modèles faciles à trouver parmi les trimmers d'accord.

Dans le cas d'un égaliseur stéréophonique à deux canaux, le montage proposé sera doublé.

Deux possibilités existent dans ce cas :

1) Concevoir un montage à 2 fois 10 voies, donc avec 20 potentiomètres rectilignes distincts. C'est la meilleure solution. Elle permettra le réglage indépendant de chaque canal.

Le montage mécanique sera plus facile.

2) Utiliser des potentiomètres rectilignes doubles. Solution peu intéressante, car chaque canal peut nécessiter des réglages différents. De plus les potentiomètres doubles sont assez chers et finalement la présentation de l'appareil, avec 10 boutons, serait moins spectaculaire qu'avec 20 boutons de curseurs.

Indiquons aussi que le gain des filtres actifs est de ± 12 dB, autrement dit, un gain de 1 en position médiane, de + 12 dB en position maximum et un gain de - 12 dB (ou une atténuation de 12 dB) en position minimum où les filtres deviennent des éliminateurs de bande.

L'appareil décrit convient dans les usages courants comme un réglage de tonalité très perfectionné par rapport à ceux à deux ou trois voies.

Aux figures 10 et 11, reliées par les points (X) et (Y) on donne le schéma complet de l'égaliseur graphique proposé.

Rappelons les valeurs des éléments.

C₁ et C₂ voir tableau II. C₃ = 3,3 μF.

R₁ = R₁' = 10 kΩ,

R₃ = R₃' = 1 MΩ,

R₄ = 2,4 kΩ,

R₂ = 100 kΩ (potentiomètres

rectilignes linéaires)

R₆ = 100 kΩ,

R₇ = 100 kΩ,

R₁₀ à R₁₉ = 100 kΩ,

R₂₀ = 11 kΩ,

R₂₁ = 100 kΩ.

Il n'y a pas de R₅ et R₉.

L'égaliseur à bandes étroites sera décrit dans notre prochain article.

F. JUSTER

UN MULTIMETRE NUMERIQUE



original et économique

(Suite voir N° 1596)

NOUS entamons ce mois-ci la phase finale de la réalisation du multimètre par la mise en place des résistances de précision sur leur circuit imprimé ; pour cela on se reportera à la figure 33 et au plan d'implantation de la figure 51. On commencera par mettre en place les picots de connexions puis

les diodes des circuits de protection et le porte-fusible.

Ensuite, on remarque sur la figure 51 un emplacement marqué « relais » qui demande quelques explications : la partie convertisseur A/D du multimètre est, sous réserve d'un étalonnage correct, extrêmement précise (0,05 %) et l'on peut, lors de

certaines mesures très particulières avoir besoin d'une telle précision, comme les résistances de l'ampli d'entrée font au mieux 0,1 %, nous avons prévu le montage d'un relais commandé à partir de la prise DIN « sondes » ; relais qui en position repos relie le convertisseur A/D au reste du montage et qui en position travail

permet d'accéder au convertisseur A/D par la prise « sonde ». Les amateurs ne désirant pas l'exploitation de la précision de 0,05 % du convertisseur pourront se dispenser de monter ce relais quitte à l'ajouter par la suite s'ils changent d'avis.

Cette parenthèse étant fermée, continuons l'implanta-

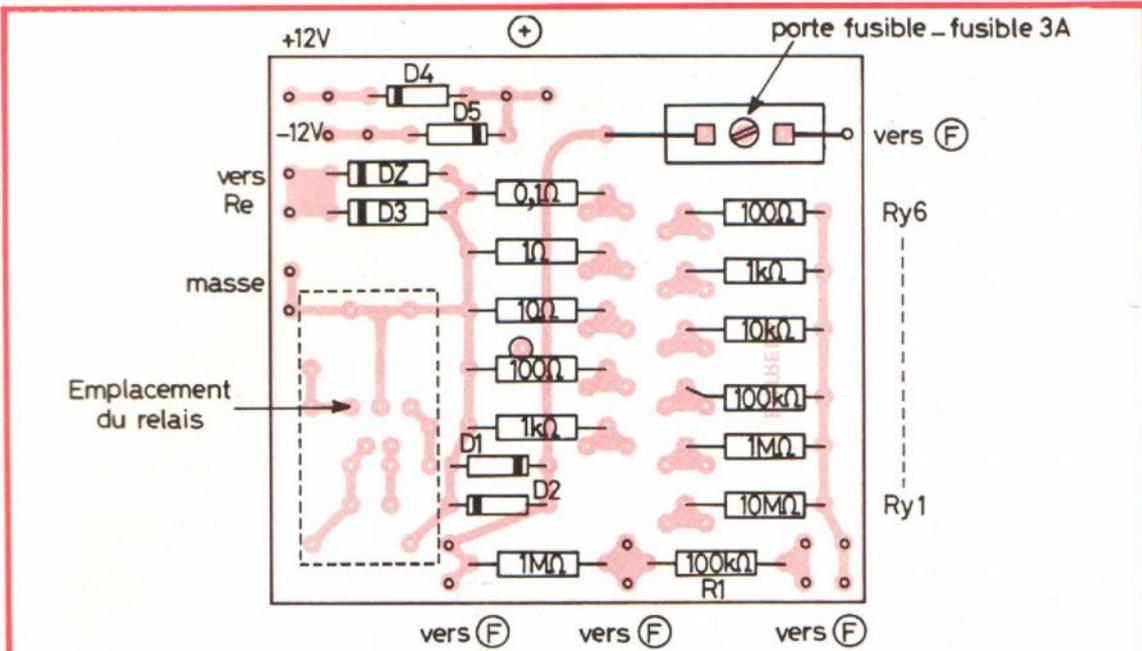


Fig. 51. - Implantation des résistances de précision. Les repères des composants sont relatifs à la figure 50.

tion des composants par la mise en place des résistances de précision ; ces dernières étant assez fragiles surtout du point de vue thermique, on les mettra en place selon le procédé indiqué figure 52 en ne soudant qu'une patte à la fois et en laissant bien refroidir la résistance après chaque soudure. Une fois ce travail terminé, on pourra faire une comparaison optique grâce à la photo 8.

BNC ; la prise DIN « sondes » ; l'encliquetage des commutateurs rotatifs mais pas les galettes de ces derniers pour des raisons évidentes de simplicité de câblage ; par contre il ne faut pas oublier de visser, sur l'encliquetage des commutateurs, les tiges filetées destinées à recevoir les galettes.

— **Equipement du châssis :**
On placera le transformateur d'alimentation dans la partie

arrière droite, plaqué contre la face arrière, et le plus à droite possible compte tenu de l'épaisseur du capot en bois. Au-dessus du transfo, et sur la face arrière, on vissera un morceau de plaquette à cosses comprenant au moins 3 cosses isolées et 1 cosse de masse. A côté du transformateur, on percera un trou dans la face arrière pour la mise en place d'un passe-fil destiné au cordon secteur. A l'extrême gau-

che de la face arrière, on montera un support de fusible dans le trou prévu à cet effet.

— **Pointage et perçage des trous de fixation des circuits imprimés :**

La figure 53 montre comment sont disposés les différents circuits imprimés ; nous allons cependant ajouter quelques commentaires. Tout d'abord, il faut réaliser la fixation définitive des circuits afficheurs sur le circuit convertisseur ; pour ce faire, on utilisera de longues équerres afin que l'assemblage de la figure 59 (voir plus loin) soit possible ; le module afficheur doit se trouver à environ 20 mm du bord du module convertisseur. Sur la maquette, nous avons utilisé des équerres courtes et un circuit convertisseur plus long comme on peut le voir sur les photos ; les deux solutions se valent ; mais l'emploi d'équerres à glissière dans la première solution permet un positionnement très précis des afficheurs devant leur fenêtre ce qui est beaucoup plus délicat dans la deuxième solution.

Une fois cette fixation effectuée, on procédera à la mise en place de ce circuit

M - MISE EN PLACE DES CIRCUITS IMPRIMÉS DANS LE BOITIER

Tout au long de la description qui va suivre et afin de bien comprendre, nous vous conseillons de vous reporter aux schémas joints et également aux photographies. D'autre part, nous vous conseillons de procéder méthodiquement pour ne pas oublier un fil qui serait impossible à câbler en fin de réalisation.

— **Equipement de la face avant :**

On montera successivement l'interrupteur M/A ; les douilles d'entrée banane et

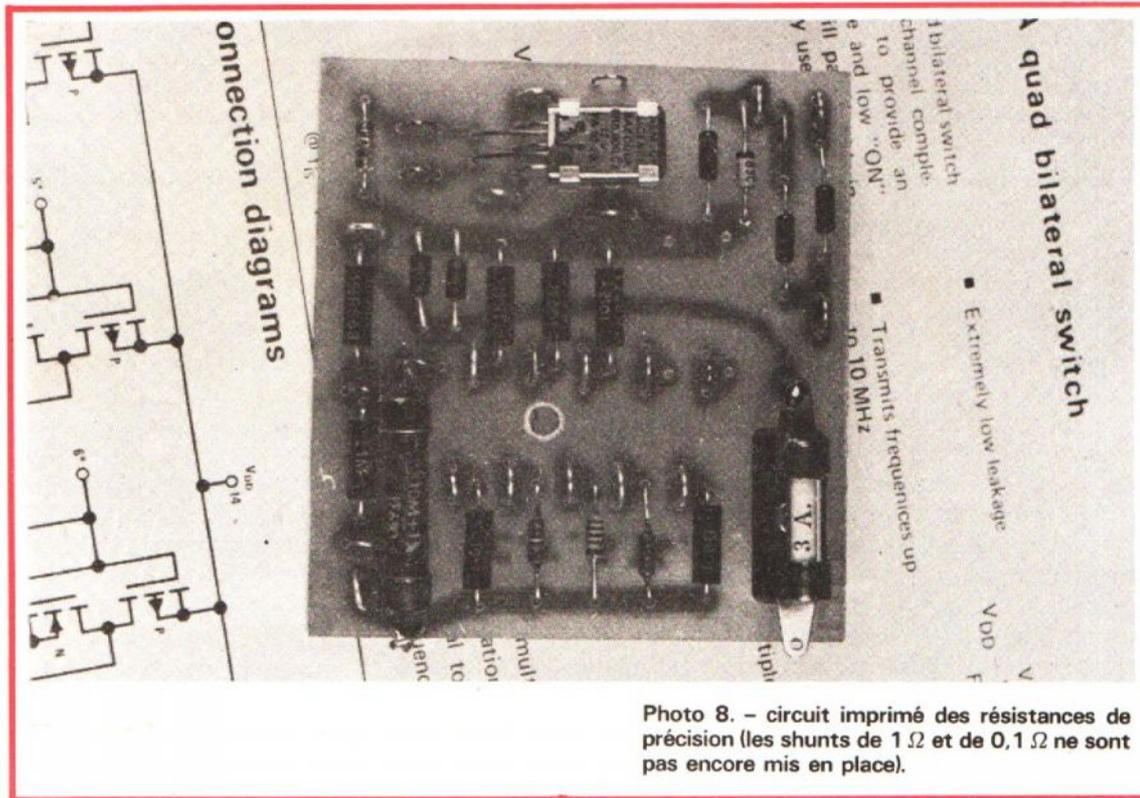


Photo 8. - circuit imprimé des résistances de précision (les shunts de 1 Ω et de 0,1 Ω ne sont pas encore mis en place).

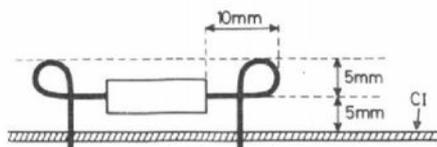


Fig. 52. - Mise en place correcte des résistances de précision.

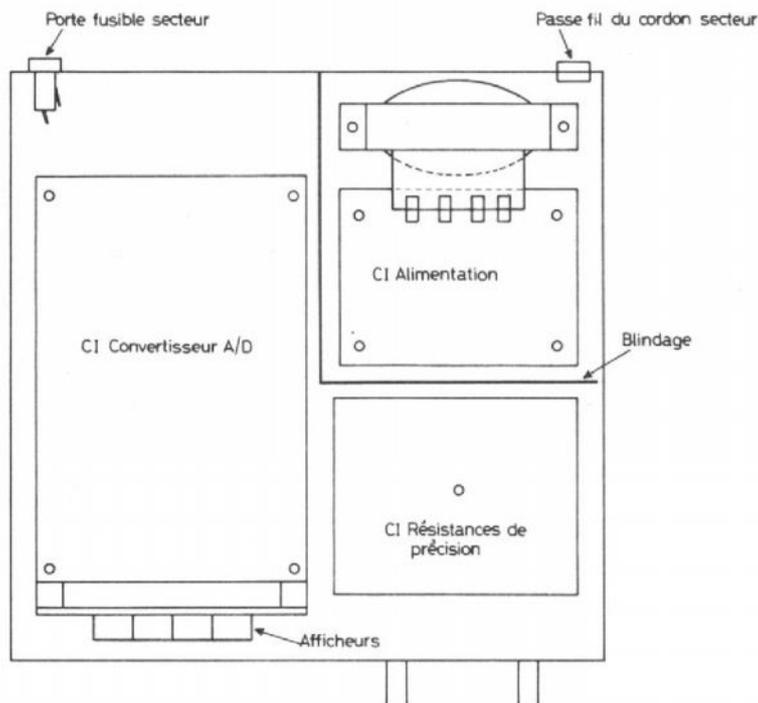


Fig. 53. - Implantation des circuits imprimés dans le châssis.

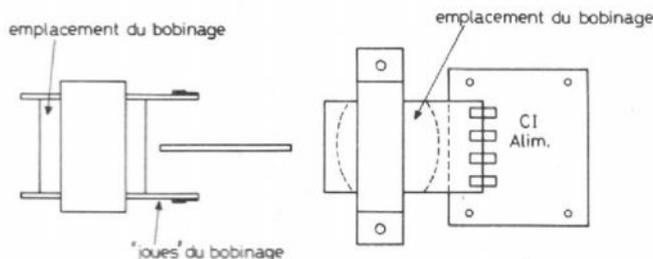


Fig. 54. - Emplacement du circuit alimentation devant le transformateur.

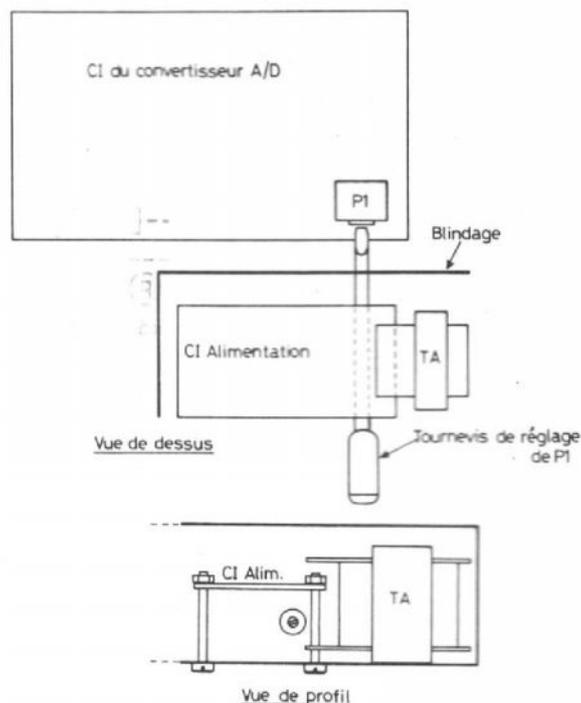


Fig. 55. - Emplacement du trou dans le bobinage.

dans le boîtier et on déterminera au mieux son emplacement pour que les afficheurs soient exactement devant leur fenêtre. Attention de ne pas trop déporter ce circuit vers la gauche, ce qui risquerait de gêner le passage du capot. Déterminez la hauteur des entretoises nécessaires pour que les afficheurs se trouvent à la bonne hauteur. Percez les trous de fixation ; réalisez les entretoises (pour ce faire, nous utilisons du tube de cuivre de diamètre intérieur 3 mm que nous coupons à la longueur voulue) et montez le circuit à sa place avec des vis de 3 x 40 mm.

Conformément à la figure 54, déterminez la position des trous de fixation du module alimentation et la hauteur des entretoises ; percez les trous et vissez provisoirement les circuits en place.

On peut alors mettre en place le blindage interne (fig. 28) ; ce dernier serre au plus près le module alimentation ; il est d'ailleurs recouvert de ruban adhésif (pour des raisons d'isolement) sur la partie en contact avec le module alimentation. Le blindage est alors maintenu en place grâce à deux petites équerres 10 x 10 mm vissées sur chacun des plans perpendiculaires. Ces différentes opérations nous ont conduit à délimiter un emplacement vide dans lequel va prendre place le module « résistances de précision ». On le placera le plus possible vers l'arrière du multimètre et vers la droite afin de faciliter le câblage ultérieur ; attention à ne pas empiéter sur l'emplacement du rebord du capot ; attention également à ne pas munir ce circuit d'entretoises trop hautes car il est surmonté

par les commutateurs rotatifs.

Démontez tous les circuits sauf celui du convertisseur A/D. Procédez alors au pointage et au perçage du trou dans le blindage qui permettra l'accès au potentiomètre d'étalonnage comme indiqué figure 55. Démontez le blindage.

— Câblage :

Au risque d'ennuyer un peu le lecteur, nous allons répéter quelques consignes indispensables pour mener à bien un tel travail :

- effectuer le câblage dans l'ordre indiqué ci-après en travaillant méthodiquement ;
- employer autant que possible des fils de couleur différente et marquer sur les schémas les couleurs correspondant à telle ou telle liaison ;
- si vous devez effectuer le câblage en plusieurs fois, pour

des raisons de temps, bien repérer à chaque interruption où vous en êtes afin de ne pas oublier de connexions.

En guise de conclusion et d'incitation à la prudence, nous dirons simplement que la compacité de l'appareil fait que certaines liaisons sont totalement inaccessibles une fois tous les circuits mis en place.

Ces remarques étant faites nous allons passer à la phase active du câblage. On commencera par effectuer les liaisons cordon secteur, primaire transfo, fusible, interrupteur marche/arrêt. La partie fusible, interrupteur marche/arrêt, primaire transfo est à réaliser en fil blindé double ; le blindage étant relié à la masse sur la cosse idoine de la plaquette à cosses surmontant le transformateur ; en effet il ne faut pas induire de 50 Hz

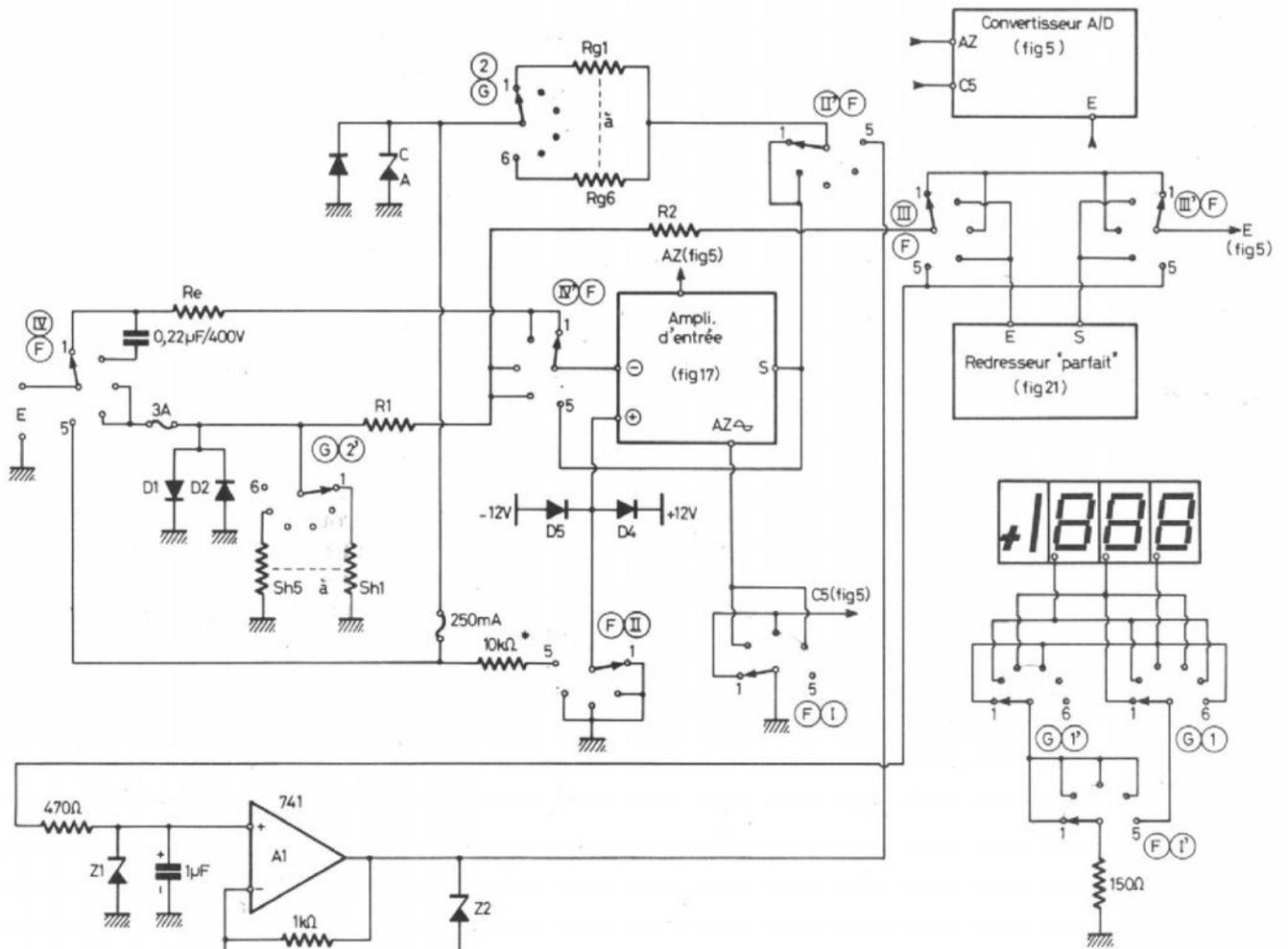


Fig. 56. - Repérage des commutateurs.

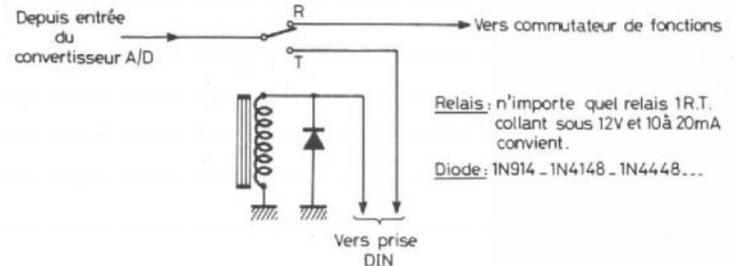


Fig. 58. - Utilisation d'un relais (voir texte).

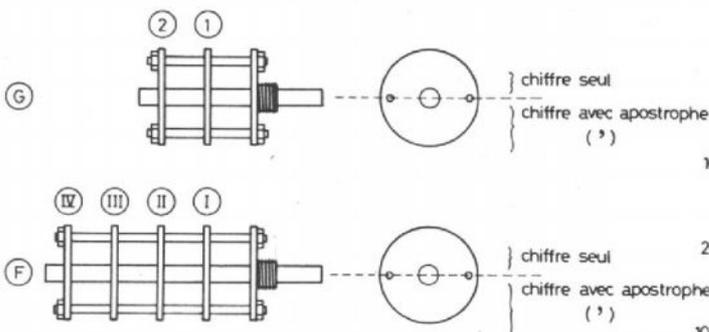


Fig. 57. - Repérage des galettes des commutateurs.

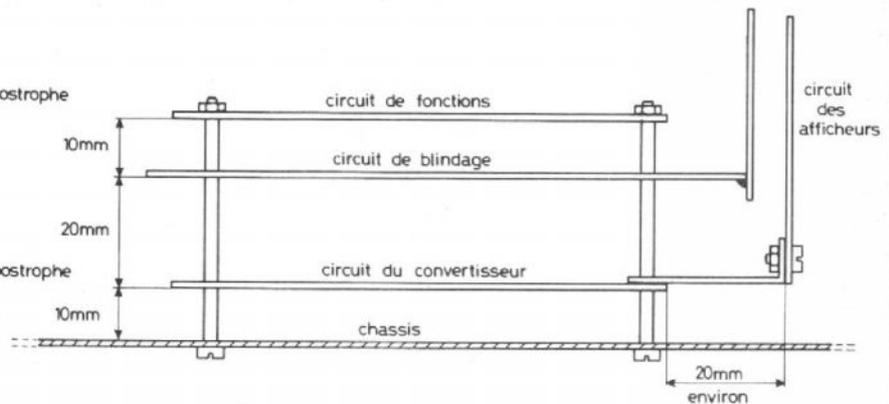


Fig. 59. - Disposition des circuits imprimés superposés. (Les dimensions sont données à titre indicatif et dépendent des composants utilisés).

dans les circuits d'entrée du multimètre.

On équipera ensuite la prise DIN de 5 fils de couleurs différentes et de 30 cm de long environ. La douille banane noire sera munie d'un fil isolé souple de 10/10^e de mm et de 30 cm de long ainsi que la cosse de masse de la fiche BNC, tandis que la douille rouge sera reliée au point central de la fiche BNC, ce dernier étant également muni d'un fil de 10/10^e de mm de 30 cm de long. On laissera tous ces fils de côté pour l'instant et on passera au câblage des commutateurs. Ces derniers étant relativement complexes, nous avons réalisé deux schémas (fig. 56 et 57) à utiliser de la façon suivante :

- la figure 56 reproduit le schéma général du multimètre mais chaque circuit de commutateur est repéré par un chiffre ;
- la figure 57 quant à elle montre la correspondance entre les chiffres de repérage et la position des circuits sur les galettes.

En conséquence, il faudra procéder de la façon suivante :

- mettre en place la première galette de chaque commutateur ; compte tenu des figures 56 et 57 et de l'implantation des circuits imprimés dans ce châssis, souder des fils suffisamment longs pour effectuer les liaisons nécessaires sur lesdites galettes. Ne pas oublier les liaisons entre contacts d'une même galette ;
- mettre en place la deuxième galette et procéder de même ;

- poursuivre de la sorte jusqu'à la quatrième galette du commutateur de fonctions. Une fois ce travail terminé, vous vous trouvez en possession d'un ensemble de fils qu'il ne restera plus qu'à brancher aux endroits adéquats sur les différents circuits conformément à la figure 56 et aux moyens que vous aurez pris.

Nous devons ouvrir ici deux parenthèses. La première pour signaler que la résistance d'entrée de 1 M Ω et le condensateur de 0,22 μ F

sont soudés directement sur le commutateur ; il en est de même pour la résistance de 10 k Ω marquée d'une astérisque sur la figure 56 ainsi que de la 150 Ω du circuit de virgule ; ces composants ont évidemment leur pattes recouvertes de souplisso pour les protéger des contacts intempéstifs. La deuxième parenthèse est destinée à justifier l'absence d'un plan de câblage des commutateurs pour les raisons suivantes

- compte tenu du nombre relativement important de connexions à effectuer sur les commutateurs un plan de câblage serait très touffu et assez peu lisible ;

- en présence d'un tel plan, beaucoup de gens ont tendance (et cela se comprend) à travailler en aveugle c'est-à-dire sans se préoccuper du schéma théorique ; si par malheur une erreur existe dans le plan, ce qui est fort possible, même avec de multiples vérifications, le résultat est désastreux ;

- enfin la figure 56 est assez claire pour compenser

l'absence d'un plan de câblage.

Revenons à nos moutons et essayons de nous dépêtrer du paquet de fils que nous avons sous les yeux.

Il faut commencer par mettre en place le circuit des résistances de précision ; ensuite on soude sur la cosse de masse toutes les liaisons masses provenant du commutateur ; on soude également sur cette cosse un fil isolé de 10/10^e et de 30 cm de long environ. On relie ensuite les résistances de précision avec différentes galettes ; attention : il faut commencer par les résistances qui se trouvent le plus vers l'avant du multimètre car elles deviennent vite inaccessibles. La photo 9 montre ce travail en cours de réalisation ; on distingue la 10 k Ω à droite sur le commutateur de fonctions ; la 1 M Ω et le 0,27 μ F sur la galette arrière du commutateur de fonctions ; on constate également que les composants de protection contre les surcharges ne sont pas encore reliés. Il faut préciser à ce sujet que le fusible de 250 mA de pro-

tection de l'ohmmètre est fixé sur le blindage comme on peut le voir sur la photo 13 ; en conséquence les deux fils y aboutissant seront laissés en l'air pour l'instant. Ce travail étant terminé il faut effectuer les liaisons avec le module convertisseur A/D - afficheurs ; on procédera comme suit :

- relier entre eux (cela devrait être fait si les tests réalisés le mois dernier ont été faits) les deux picots + 12 V du module convertisseur ;

- souder sur les picots alimentation et masse des fils d'une trentaine de centimètres de long ;

- effectuer les liaisons « virgules » entre afficheurs et commutateurs ;

- câbler la connexion CS ;

- relier l'entrée du convertisseur aux commutateurs, directement ou en passant par le relais s'il existe (fig. 58) ;

- souder un fil de 30 cm de long sur le picot AZ du module convertisseur ; ce picot a été oublié sur la figure 37 ; il se trouve sur le morceau de circuit imprimé en

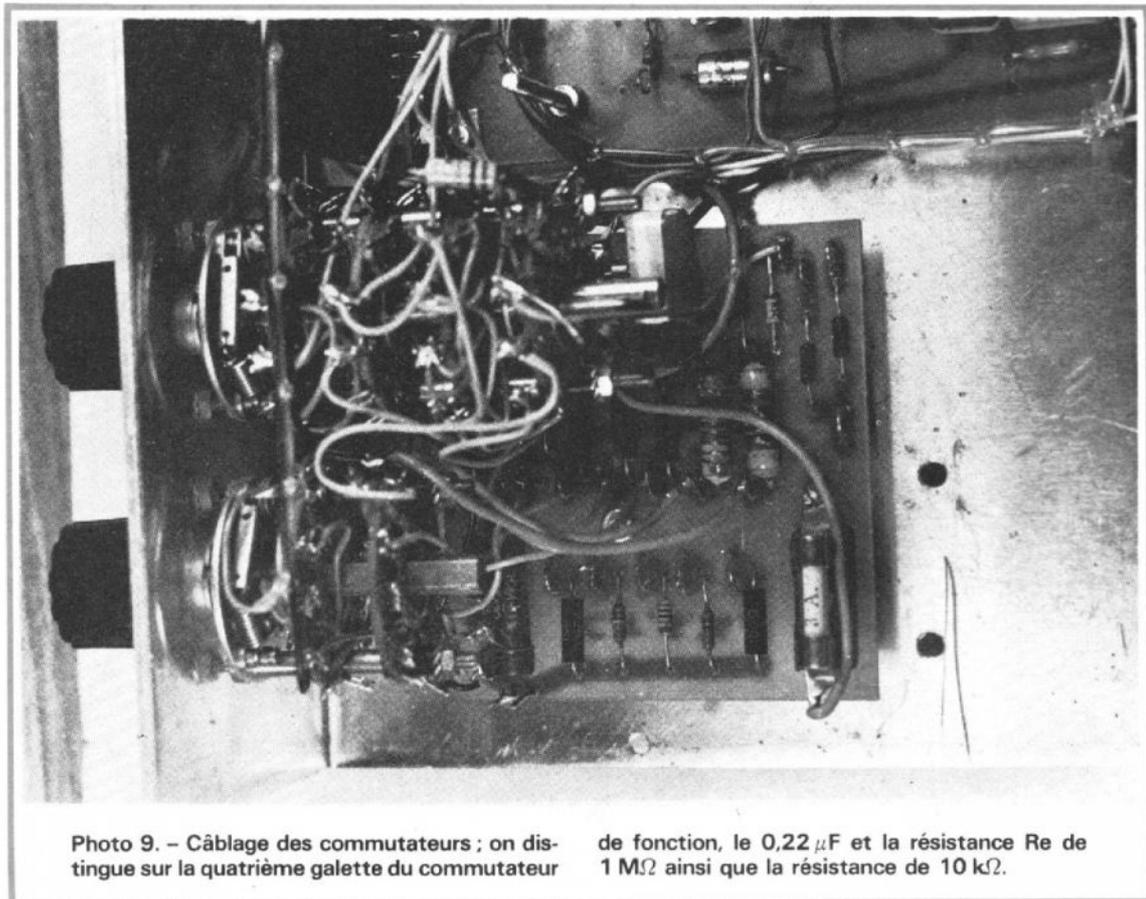


Photo 9. - Câblage des commutateurs ; on distingue sur la quatrième galette du commutateur de fonction, le 0,22 μ F et la résistance Re de 1 M Ω ainsi que la résistance de 10 k Ω .

forme de T majuscule compris entre IC₁ et IC₂ au-dessus du 6/60 pF et se trouve donc relié à une cosse du 6/60 pF ainsi qu'aux pattes 10 de IC₁ et 3 de IC₂.

Disposer tous ces fils de façon harmonieuse le long du circuit imprimé ; on doit alors avoir quelque chose de semblable à la photo 10 sur laquelle on distingue :

— vers l'avant du multimètre les fils « virgule » et C5 attachés ensemble,

— côté commutateur, les fils alimentation et AZ également attachés,

— entre IC₁ et IC₂ le picot AZ qui ne figurait pas sur la figure 37,

— on remarque également le câble blindé reliant le transfo au commutateur marche-arrêt, le fusible n'étant pas câblé (à ne pas faire !!!).

Glisser sur les 4 vis de fixation du convertisseur A/D, 4 entretoises de longueur telle que le circuit de blindage (fig. 29) se trouve à quelques mm au dessus du plus haut des composants. Percer alors dans le circuit de blindage un trou au-dessus du condensateur ajustable de 0 du circuit convertisseur A/D. Glisser à nouveau 4 entretoises de lon-

gueur convenable pour que le circuit de fonction se trouve à quelques mm au dessus du circuit de blindage. Dessouder une partie du chimique 220 µF 25 V de l'alimentation + 12 V ; ceci doit vous permettre de percer un trou au-dessus du condensateur ajustable de 0.

On ne resoudra pas l'extrémité libre du chimique directement mais au moyen d'un fil isolé de 2,5 cm de long environ ; cela permettra de déplacer le chimique verticalement et d'accéder au réglage de zéro. Vérifier à l'aide d'un ohmmètre qu'aucune piste du circuit de fonction n'est mise à la masse par les vis de fixation. On peut alors procéder au câblage de ce circuit en utilisant conjointement les figures 40 et 56 ; il n'y a pas de problèmes particuliers ; on respectera seulement les consignes suivantes :

— ne pas oublier la liaison entre les points - 12 V régulés ;

— relier le + 5 V du circuit du convertisseur au plot + 5 V du circuit fonction ;

— ne pas relier la masse du convertisseur à la masse du circuit de fonctions mais souder sur ce dernier un fil isolé

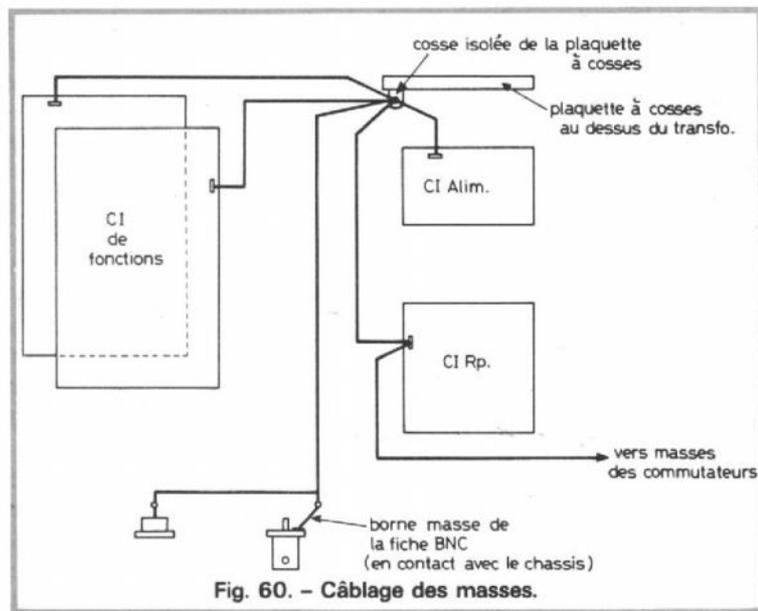


Fig. 60. - Câblage des masses.

de 10/10^e de mm et de 15 cm de long environ.

Une fois ce câblage terminé et vérifié soigneusement, on mettra en place le blindage, puis le circuit d'alimentation ; on procèdera alors aux connexions des alimentations et aux liaisons de masses. Ces dernières devront impérativement être effectuées comme indiqué sur la figure 60, afin d'avoir la précision maximum en ampèremètre et le minimum de ronflette en alternatif. Visser sur le blindage interne le porte-fusible

250 mA de la protection ohmmètre et souder les 2 fils y aboutissant. Connecter les fils de la prise DIN aux endroits adéquats conformément au brochage de la figure 61. Ce brochage est bien sûr indicatif, mais c'est celui que nous avons adopté pour le branchement des sondes qui seront décrites le mois prochain.

Arrivé à ce stade de la réalisation, le câblage doit être terminé et il faut procéder à une vérification générale en utilisant les différents schémas d'implantation des composants conjointement à la figure 56. L'utilisation d'un ohmmètre pour tester les commutateurs est vivement recommandée.

N - MISE EN SERVICE

Lorsque votre câblage aura été soigneusement vérifié, particulièrement du côté liaisons des alimentations (une inversion + 12 V, - 12 V ou une permutation + 5 V avec + ou - 12 V détruit en quelques millisecondes tous les circuits intégrés) vous pourrez mettre en marche après avoir mis le multimètre en position 2 V continu ; entrée court-circuitée très près de la prise BNC. Les afficheurs doivent indiquer une valeur proche de zéro avec une fluctuation du

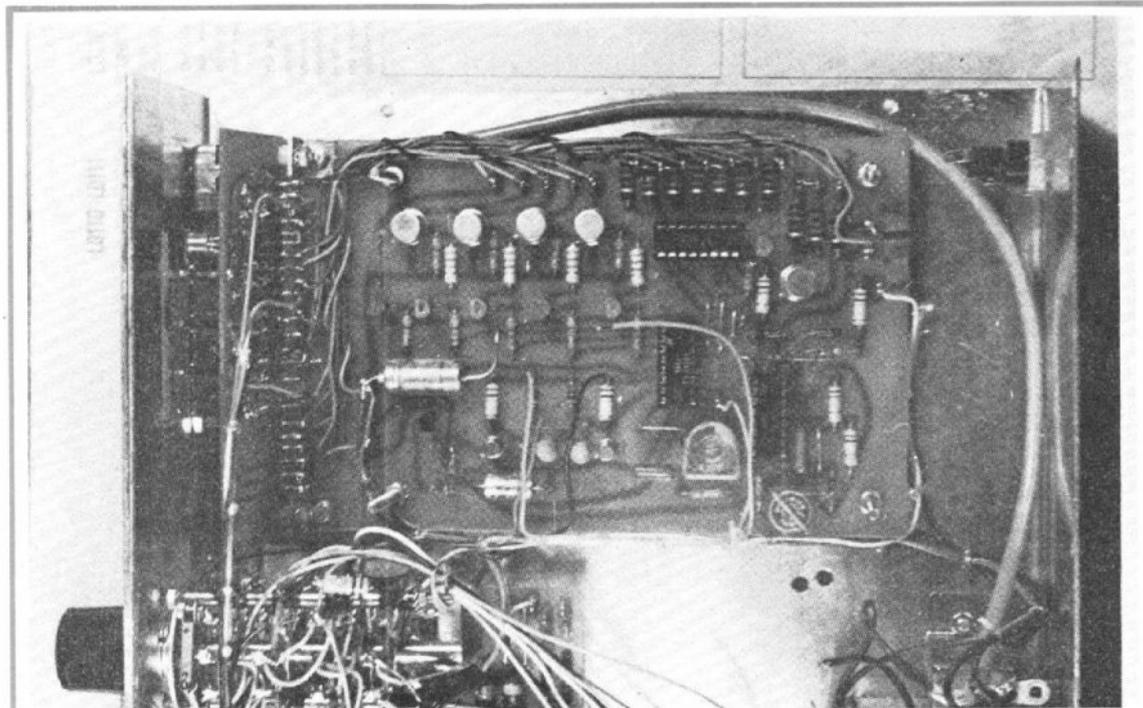


Photo 10. - Le circuit convertisseur A/D mis en place et câblé.

dernier digit de ± 2 unités ; vérifiez la bonne valeur des alimentations (+ 12, - 12 V, + 5 V à $\pm 10\%$ près) ; poussez un ouf ! de satisfaction (ou de soulagement) et reportez-vous quelques lignes plus avant afin de réaliser l'étalonnage.

Si ça ne va pas, deux cas peuvent se présenter :

- vous nous avez écouté et vous avez réalisé les montages tests décrits le mois dernier ; si tout était normal lors de ces montages, vous avez fait une erreur à l'un des endroits suivants : câblage, mise en place et câblage du circuit résistances de précision ou contact intempestif entre une piste de CI et le châssis. Chaque cas étant un cas d'espèce nous ne pouvons donner aucune méthode générale de dépistage du défaut ; seul le raisonnement appuyé sur l'étude théorique des deux premières parties de la description peut vous aider à diagnostiquer le circuit en panne. Nous conseillons seulement de vérifier les points suivants :
- bonne valeur des alimentations sur les circuits intégrés (mesure directe sur leurs broches),
- vérification des bornes qui devraient être mises à la masse par les commutateurs,
- le défaut est-il le même pour toutes les positions du commutateur de gammes ; si non, la panne est là !

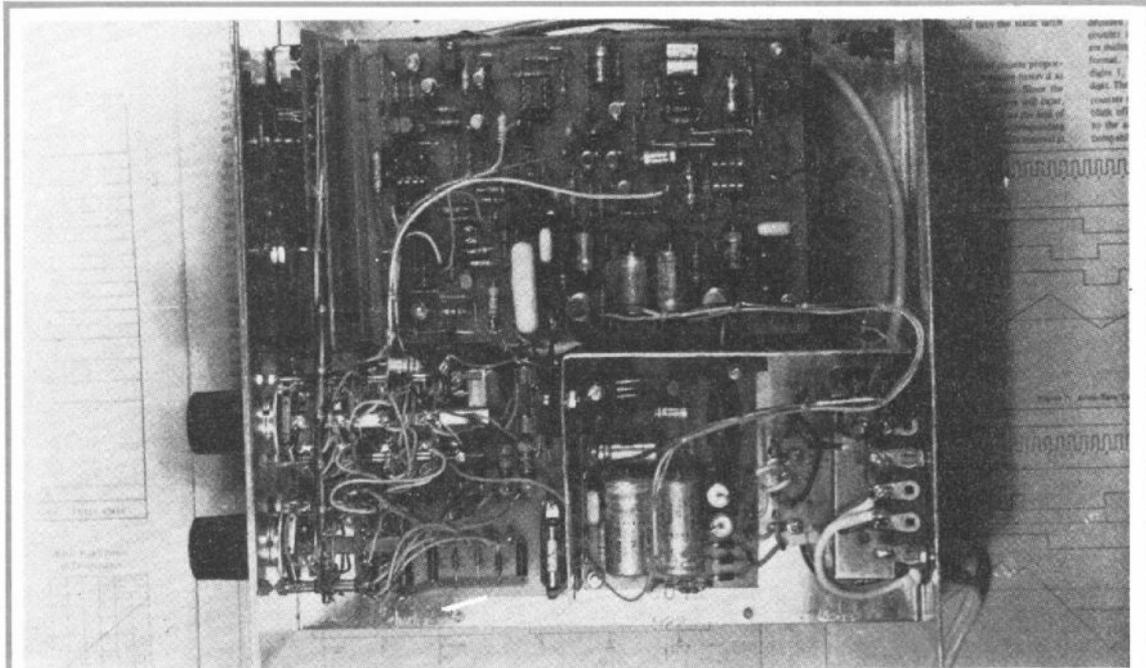


Photo 11. - Le circuit de fonctions mis en place et câblé.

- le défaut est-il le même pour les positions V continu, I continu, Ω du commutateur de fonction ; sinon le défaut est là !

- vous avez été trop vite et n'avez pas effectué les montages de test décrits le mois dernier ; dans ce cas nous ne pouvons absolument pas vous aider ; la panne pouvant être n'importe où. Si vous arrivez à la trouver, tant mieux ; sinon décâblez tout et faites les montages de test ; mais reconnaissez qu'il aurait mieux valu les faire avant !

O - VÉRIFICATIONS ETALONNAGE

Entrée toujours en court-circuit, vérifiez que des afficheurs indiquent toujours la même valeur pour les positions 2 V à 2 000 V du commutateur de gammes. Il doit en être de même pour les positions ampèremètre continu et ohmmètre. Sur la position 0,2 V ou mA, 20 M Ω l'affichage peut fluctuer de façon aléatoire de plusieurs unités ; en effet tant que le capot n'est pas mis en place la partie commutation n'est pas blindée.

- Réglage du zéro :

Repasser sur 2 V continu entrée en court-circuit ; faire pivoter le 220 μ F du + 12 V et ajuster le condensateur du circuit convertisseur pour amener l'affichage à zéro (en fait, on peut observer une fluctuation permanente ± 1 qui cessera lors de la mise en place du capot). Ce réglage n'aura plus à être retouché ; on peut donc disposer sur le condensateur une goutte de paraffine (à l'aide de la lame du tournevis chauffée au fer à souder).

Nous arrivons maintenant à la phase la plus importante de

l'étalonnage : le réglage de P_1 du convertisseur A/D ; en effet, la précision de tout le multimètre dépend de ce réglage. Pour mener à bien cette délicate opération nous vous proposons ci-dessous différentes méthodes par ordre décroissant de nos préférences.

- Utilisation d'une pile étalon de Weston : il suffit de mesurer la tension d'une telle pile en gamme 2 V continu et d'amener l'affichage à 1,018 V en tournant P_1 . Pour vous procurer une pile Weston pendant la durée du réglage de P_1 , nous vous conseillons de prendre contact avec le responsable des travaux pratiques de physique ou d'électricité d'un lycée, collège technique ou IUT qui dispose très souvent d'une telle pile.

- Utilisation d'un autre multimètre numérique bien réglé : il faut procéder par comparaison en mesurant la tension d'une alimentation stabilisée quelconque (effectuer la mesure d'une tension donnant la lecture la plus élevée dans la gamme considérée, par exemple 2 V sur gamme 2 V ; c'est comme cela que l'on obtient la plus grande précision).

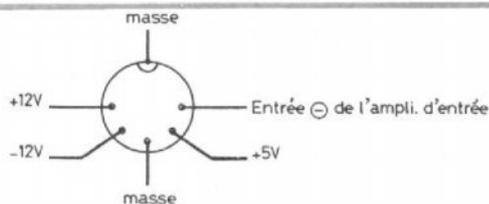
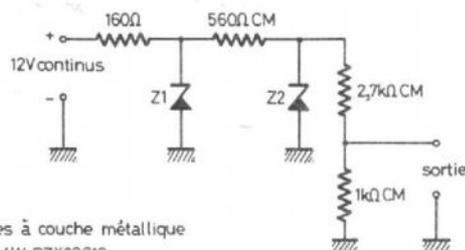


Fig. 61. - Brochage de la prise DIN (vue côté cosses).



CM = Résistances à couche métallique
Z1 = Zener 10V, 0,4W BZX83C10 ou BZX55C10 ou BZY88C10 etc...

Z2 = 1N823 ou toute autre zener 6,2V compensée en température

Fig. 62a. - Etalon de tension - schéma.

— Utilisation d'une diode zener de référence triée en tension dont la valeur est donc parfaitement connue ; on en trouve chez Motorola par exemple sous les références 1N 5518 D à 1 N 5546 D ; mais c'est une solution onéreuse et qui ne permet d'atteindre que 1 % de précision au niveau convertisseur (alors que ce dernier peut faire 0,05 %).

Le réglage de P_1 étant fait, bloquer P_1 à la paraffine et procéder immédiatement à la réalisation de « l'étalon » de tension décrit figure 62. On le câblera sur un morceau de plaque à cosse ou sur un petit C.I. Mesurez alors sa tension au voltmètre fraîchement étalonné et notez-la soigneusement ; comme cela, si par la suite vous aviez à réétalonner le multimètre (à la suite d'une panne par exemple), ce serait un jeu d'enfant grâce à cette petite référence de tension.

Arrivé à ce stade de la mise au point votre multimètre fonctionne correctement sur les gammes V continu ; I continu. Nous allons voir comment régler l'ohmmètre. Passez en position 200 Ω et placez le « point chaud » de l'entrée ohmmètre sur le côté non relié à la masse de Sh2 ; ajustez alors le potentiomètre multitours de 1 k Ω de l'ohmmètre pour lire 100 Ω .

L'ohmmètre est réglé ; cependant afin d'avoir une bonne précision moyenne sur toutes les gammes nous vous conseillons de procéder comme suit :

— mesurez une résistance de précision de valeur adéquate par gamme et retoucher le

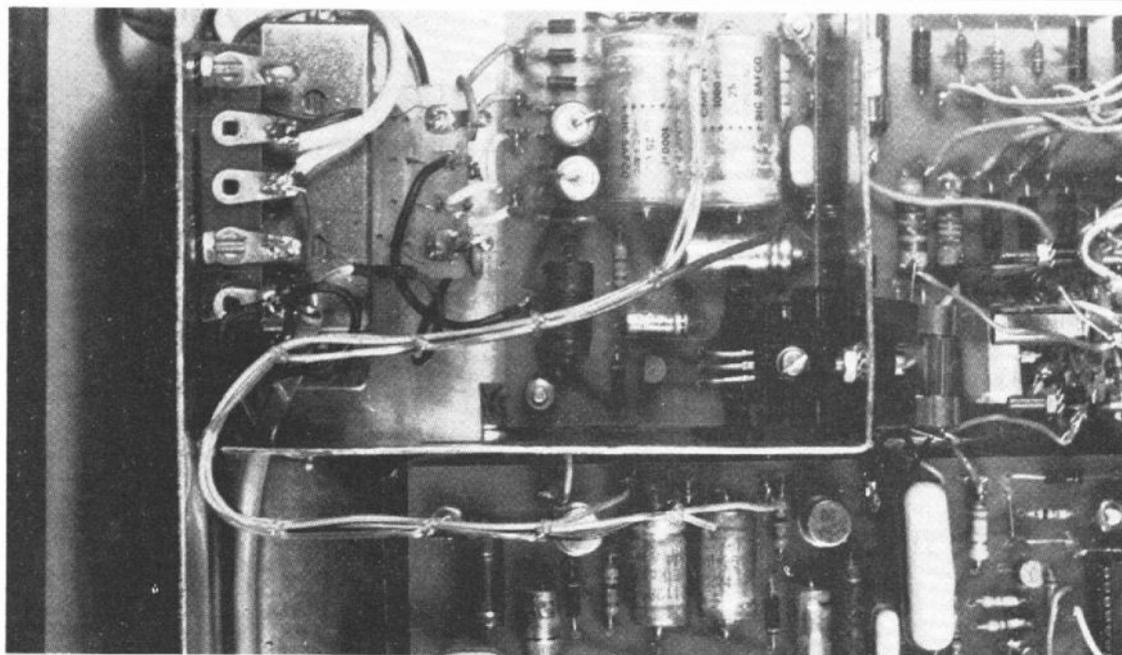


Photo 12. — Le circuit d'alimentation mis en place et câblé. On distingue le blindage interne et on remarque que la disposition de la figure 54 n'a pas été adoptée en raison de la petite taille du transformateur.

multitours de l'ohmmètre afin d'avoir une précision moyenne de l'ordre de 1 % (ou 0,5 % si vos résistances R_{g1} à R_{g6} sont des 0,5 %) ; à titre indicatif, sur la maquette équipée en 1 % nous atteignons une précision supérieure à 0,5 % sur toutes les gammes ohmmètre.

D'autre part il est très facile de trouver une résistance de précision à mesurer par gamme ; il suffit en effet d'utiliser un contrôleur universel à aiguille en position volts continu :

— si c'est un 20 k Ω /V, en position 10 V continu il se comportera comme une résistance de 200 k Ω , etc.

Il faut cependant faire attention aux mesures effec-

tuées en position 20 M Ω et 2 M Ω ; en effet les impédances mises en jeu sont élevées et les inductions parasites sont donc faciles à capter ; il faut donc faire la mesure avec du fil court et blindé. Si, lors du réglage du potentiomètre de l'ohmmètre, ce dernier était en butée à une extrémité, il faudrait (après avoir vérifié la zener 5V6 et le transistor double) : réduire la 4,7 k Ω en série avec le potentiomètre si ce dernier est bloqué côté résistance minimum ; l'augmenter dans le cas contraire.

Nous pouvons maintenant réaliser l'étalonnage des fonctions alternatives ; pour cela réaliser le montage de la figure 63 qui sera alimenté par un petit transformateur ou par

un générateur BF, réglé sur 50 Hz environ, si celui-ci délivre des sinusoïdes avec un très faible taux de distorsion. Mesurez la tension de sortie à l'aide du multimètre en position volts continu et divisez la valeur lue par $\sqrt{2} = 1,414$; mesurez alors la tension d'entrée en position volts alternatifs et amenez l'affichage à la valeur calculée en ajustant RV_1 (fig. 39). Si ce réglage est impossible parce que RV_1 vient en butée, diminuez ou augmentez la résistance de 470 Ω qui se trouve en série. Cette procédure d'étalonnage n'est pas très précise mais est toutefois suffisante pour la fonction « alternatif » ; il est en effet très rare d'avoir à connaître

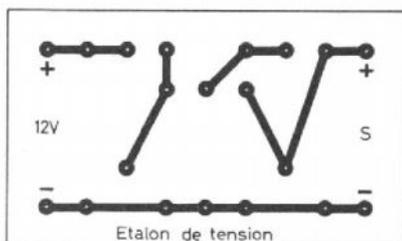


Fig. 62b. — Etalon de tension - circuit imprimé et implantation des composants.

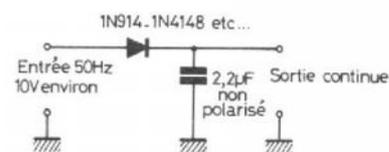
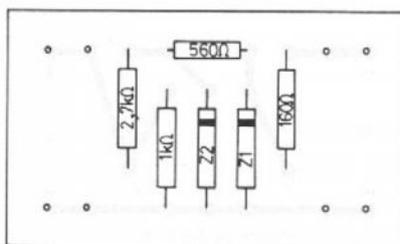


Fig. 63. — Montage d'étalonnage du voltmètre alternatif.

une tension alternative à mieux que 5 % près (voir le paragraphe sur la précision des mesures).

Nous devons faire quelques remarques au sujet de la fonction « alternatif » afin de préciser quelques phénomènes qui pourraient vous surprendre :

— tant que le capot du multimètre n'est pas en place, les commutateurs ne sont pas blindés et les inductions de 50 Hz introduisent des erreurs ; attention donc pendant le réglage de RV_1 !

— afin de descendre bas en fréquence, l'interrupteur qui suit le redresseur parfait a une constante de temps importante ce qui explique la lenteur des réactions du multimètre en alternatif.

Arrivés à ce stade de la réalisation, vous devez disposer d'un multimètre bien étalonné ; mettez le capot en place, le zéro doit devenir beaucoup plus stable (entrée en court-circuit). Avant de terminer cette description, nous allons cependant faire encore quelques remarques diverses en particulier au sujet de la précision des mesures.

P - REMARQUES DIVERSES PRÉCISION DES MESURES

Tout d'abord n'oubliez jamais que le châssis est relié à la borne masse des fils d'entrée ; attention lors de mesures sur le secteur !!

N'oubliez pas non plus que l'impédance d'entrée est de 1 M Ω ce qui fait que lors de mesures sur des circuits à haute impédance, il faudra blinder soigneusement les fils du multimètre ; pour notre part nous utilisons en permanence l'entrée BNC avec un cordon blindé muni à l'autre extrémité de deux petites pinces crocodile soudées.

La précision du multimètre est limitée par la précision des

résistances R_{g1} à R_{g6} et Sh2 à Sh5 (selon la fonction) ; si ces dernières font 1 % il est ridicule de dire : « cette alimentation délivre 1,832 volts » puisqu'en fait, la tolérance de 1 % donne un écart de ± 20 mV sur la gamme 2 V. Cette remarque est évidente mais on a vite tendance à l'oublier lorsque l'on utilise le multimètre.

D'autre part, en alternatif, la précision est limitée par trois choses :

— la précision de l'étalonnage sur laquelle nous ne reviendrons pas ;

— la forme du signal appliqué ; en effet, la relation liant la valeur du signal redressé à sa valeur efficace dépend de la forme de l'onde ; le multimètre ne sera donc exact que pour des signaux sinusoïdaux (on ne peut pas faire mieux avec des moyens simples et les multimètres du commerce donnant la valeur efficace vraie pour des formes d'ondes quelconques sont équipés des microprocesseurs !).

La bande passante du circuit d'entrée et du redresseur : le redresseur passe jusqu'à 100 kHz avec une erreur inférieure à ± 3 % pour passer la même chose dans le circuit d'entrée, il faut réaliser une compensation comme indiqué ci-après ; cependant, nous attirons votre attention sur le fait que, sans compensation, la bande passante du multimètre en alternatif est de 1 000 Hz ce qui est largement suffisant en pratique ; en effet il est extrêmement rare que l'on ait à faire des mesures de tensions alternatives avec la précision d'un appareil numérique autre part qu'à 50 Hz (la détermination d'une courbe de réponse d'ampli se contentant très bien de la précision de ± 5 % d'un multivoltmètre à aiguille) ; d'autre part, l'opération de compensation ne peut se faire qu'avec un oscilloscope. Il faut procéder de la façon suivante (si vous désirez à tout prix compenser !) :

— placez un oscillo en sortie de l'ampli d'entrée ;

— appliquez à l'entrée des signaux carrés à 1 000 Hz ;

— placez-vous sur 0,2 V alternatif et déterminez quelle capacité soudée en parallèle sur R_e donne des carrés corrects en sortie (une valeur de l'ordre de 100 pF doit convenir) ;

— placez-vous sur 2 V alternatif et déterminez quelle capacité placée en parallèle sur R_{g2} donne des rectangulaires corrects en sortie ;

— et ainsi de suite.

Vous pouvez vous aider pour déterminer les condensateurs de la relation suivante : $R_e C_e = R_{g2} C_2$ ou $R_{g3} C_3 \dots$ ou $R_{g5} C_5$

ainsi, si $C_e = 120$ pF, $C_2 = 120$ pF environ, $C_3 = 1,2$ nF environ, etc.

C_1 est constituée par les capacités parasites du montage et l'on a également $ReCe = R_{g1} C_1$; seulement comme C_1 est inconnue, on est obligé de déterminer C_e expérimentalement.

Quand la compensation sera terminée, vous pourrez vérifier à l'aide d'un générateur BF la constance des indications du multimètre tout au long de la plage 10 Hz - 100 kHz ; attention, cependant, au fait que bien souvent, les générateurs BF, même de qualité, délivrent un signal dont l'amplitude est loin d'être constante sur toute la plage 10 Hz - 100 kHz.

Q - CONCLUSION

Nous espérons vous avoir aidé à mener à bien la réalisation d'un appareil qui tout en vous rendant de grands services vous emplira d'une légitime satisfaction ; cependant, rien n'étant parfait en ce monde, vos critiques (de préférence constructives) seront les bienvenues de même que les lettres de lecteurs ayant mené à bien cette réalisation (ça fait toujours plaisir à l'auteur !).

Le mois prochain, et dans le même style de description, nous étudierons des sondes très simples pour ce multimètre :

— une sonde ampèremètre à chute de tension nulle,

— une sonde fréquencemètre de quelques Hz à 20 MHz !

— une sonde thermomètre de -50 °C à 200 °C dont les utilisations montrent que ce n'est pas un gadget.

R - BIBLIOGRAPHIE

Nous donnons ci-après les ouvrages dont nous nous sommes inspirés ou que nous avons consultés pour permettre, le cas échéant, aux lecteurs désireux d'approfondir le sujet de s'y reporter.

— A FET operational amplifier. J. Setton, Wireless World.

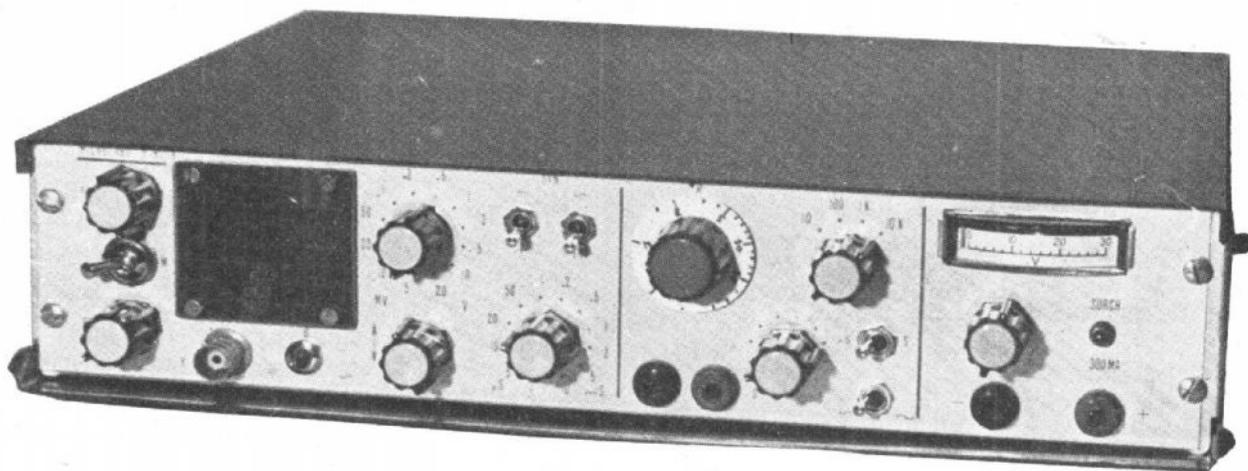
— Multimètre numérique DMM 1038. F. Thobois, Le Haut-Parleur N° 1441 à 1454.

— Multimètre numérique MX 38. F. Thobois, Le Haut-Parleur N° 1521 à 1531.

— 3 1/2 Digit A/D Converter set LD 110 - LD 111. Siliconix, Janvier 1974.

— Compensation des dérives d'un amplificateur opérationnel. J. Setton. A paraître.

*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

4^e PARTIE (voir Nos 1583, 1587 et 1591)

MISE AU POINT

DES heures, et encore des heures, de travail, vous ont conduit sans doute à poser le dernier fil, et à effectuer la dernière soudure, sur ce minilaboratoire qui nous préoccupe depuis le début de l'année. Voici venue, maintenant, l'heure pleine d'émotion, et d'appréhension, où il faut raccorder la prise au secteur, puis basculer l'interrupteur de mise sous tension. Ensuite s'égreneront les étapes de la mise au point, objet de notre article de ce mois.

Nous ne saurions toutefois trop conseiller la prudence. Le câblage ayant, évidemment, été n fois vérifié, n'hésitons pas à l'examiner une n + 1^{me} fois. Profitons en pour nous

assurer que toutes les sources accidentelles de court-circuit sont bien éliminées : gouttes de soudures abandonnées sur le chassis, petits morceaux de fil, etc.

Il importe maintenant de suivre rationnellement, et dans l'ordre, les étapes que nous préconisons pour les différents réglages. C'est, sous réserve qu'il n'y ait pas d'erreurs de câblage, la condition de la réussite.

Un technicien habile et patient pourra accéder au terme de ce travail en s'aidant d'un seul contrôleur universel ; mais disposer d'un oscilloscope, aussi simple soit-il, évitera bien des tâtonnements, et fera gagner un temps consi-

dérable. Si par bonheur cet oscilloscope est bicourbe, et que ses amplificateurs verticaux passent la composante continue, la mise au point ne sera plus qu'une formalité vite expédiée : essayer donc d'attendrir, le cas échéant, un ami bien équipé...

I - L'ALIMENTATION

Il s'agit de la partie la plus simple, et qui ne devrait pas donner de difficulté.

Il convient d'abord de vérifier les limites d'excursion en tension, sans pour l'instant

charger la sortie. Le potentiomètre P_1 tourné à fond vers la droite, la tension maximale délivrée ne doit pas dépasser 27 V. Dans le cas contraire, l'insuffisance de différence de potentiel entre le collecteur et l'émetteur du ballast T_6 ne permettrait plus une régulation satisfaisante, et on observerait alors une composante importante de ronflement à 100 Hz.

Dans l'éventualité d'un tel dépassement, la solution consiste à raccorder le point chaud du potentiomètre P_1 (fig. 3) à la cathode de DZ_2 , non plus directement par un fil, mais à travers une résistance talon dont on déterminera expérimentalement la valeur

(voisine de $1\text{ k}\Omega$), pour ramener l'excursion à 25 V.

A vide, un oscilloscope branché à la sortie de l'alimentation doit laisser apparaître une ondulation résiduelle maximale, à 100 Hz, de 1 mV crête à crête, et sans composante HF. Il peut arriver cependant qu'une telle composante apparaisse, comme le montre l'oscillogramme de la figure 4. Le remède consiste alors à brancher, entre la sortie position de l'alimentation et un point voisin du châssis (utiliser par exemple un des écrous de fixation) un condensateur de 47 nF à 100 nF environ.

Le dernier réglage concerne le limiteur d'intensité, qui doit entrer en action pour un débit compris entre 250 et 300 mA. S'il intervient plus tôt, ce qu'on vérifiera à l'aide de résistances connectées à la sortie, il suffirait de rajouter une résistance sur l'ensemble R_2 , R_3 et R_4 qui définit le seuil (revoir figure 3).

II LE GÉNÉRATEUR BF

Les quatre étapes de la mise au point des générateurs portent respectivement sur l'ajustage de la polarisation continue des transistors T_6 et T_7 de la section oscillatrice (fig. 10), le réglage de la tension de sortie maximale et du taux de distorsion des sinusoïdes, et enfin la symétrisation des créneaux rectangulaires.

1) polarisation continue de l'oscillateur.

On commencera par placer la résistance AJ_1 à mi-course, et la résistance AJ_2 au minimum de sa valeur : dans ces conditions, le taux de contre-réaction, dû aux tensions ramenées sur la base de T_8 , est suffisant pour que le montage n'oscille pas. Seules subsistent sur les collecteurs de T_7 et de T_8 , les tensions continues de polarisation ; elles dépendent du potentiel continu de la base

de T_8 , et sont donc commandées par la position du curseur de la résistance ajustable AJ_3 .

L'objectif de la première étape du réglage, réside dans l'égalisation aussi parfaite que possible, par action sur AJ_3 , des potentiels des collecteurs de T_7 et T_8 . On pourra le vérifier soit par un voltmètre branché entre ces deux électrodes, soit en superposant les deux traces sur l'écran d'un oscilloscope bicourbe transmettant la composante continue. Un fonctionnement correct de l'oscillateur exige que ces tensions ne diffèrent au maximum que de 300 mV. Le réglage est assez délicat, car il faut intervenir la constante de temps thermique du filament de la lampe L insérée dans la boucle de contre-réaction. On devra donc procéder par petites retouches successives, en attendant à chaque fois la stabilisation (lente) de ces tensions.

2) amplitude des oscillations.

Pour cette étape, on se placera à une fréquence de l'ordre de 1 000 Hz. Si on dispose d'un oscilloscope bicourbe, ses deux entrées verticales resteront, dans un premier temps, branchées sur les collecteurs de T_7 et de T_8 . Avec un oscilloscope mono-trace, on se branchera directement sur la sortie sinusoïdale du minilaboratoire, réglé au maximum de la tension de sortie (K_2 en position sinusoïdale, K_3 sur la position 5 V, P_3 au maximum de tension).

Le réglage de AJ_3 permettra de faire démarrer les oscillations. Celles-ci, sur les collecteurs de T_7 et T_8 , se traduisent par l'apparition de sinusoïdes en opposition de phase, d'amplitudes inégales, mais de même valeur moyenne.

Reprenons maintenant les sinusoïdes observées à la sortie du générateur, donc après la résistance R_{48} . Si, avant que leur amplitude crête à crête n'atteigne 5 V, ces sinusoïdes manifestent un écrêtage (fig. 15), c'est que le réglage précédent n'a pas été suffisamment soigné : il faut

reprandre l'égalisation des tensions sur les collecteurs des transistors T_7 et T_8 .

Le réglage de la résistance ajustable AJ_2 doit maintenant être poursuivi jusqu'à obtenir des sinusoïdes de 5 V crête à crête, comme sur la figure 76. En dépassant cette amplitude, il est normal de voir réapparaître un écrêtage (fig. 77). Celui-ci permet d'ailleurs de figoler la polarisation par l'intermédiaire de AJ_3 : si elle était parfaite, cet écrêtage interviendrait symétriquement sur les pointes positives et négatives des sinusoïdes.

3) réglage de la distorsion.

En fait de réglage, nous devrions dire « minimisation ». Sur la gamme 200 Hz/2 000 Hz, on se placera au maximum de fréquence, donc à 2 000 Hz : ceci correspond au minimum de résistance de chacune des sections du potentiomètre double P_2 . En jouant sur la valeur de AJ_1 , on symétrisera autant que faire se peut, les moitiés gauche et droite d'une période. On a intérêt, pour cela, à étaler une période sur l'ensemble de l'écran de l'oscilloscope (fig. 78). A ce sujet, nous reportons le lecteur à une autre série d'articles, publiés dans cette même revue sous le titre « Sachons utiliser notre oscilloscope », et notamment à celui du numéro 1574 du 16 décembre 1976, page 324.

4) une remarque sur les résistances ajustables.

Certains des réglages que nous venons d'évoquer (et d'autres, dans les pages qui suivront), pourront se révéler difficiles, sinon impossibles, si la piste d'une ou de plusieurs des résistances ajustables est détériorée, ou simplement oxydée et salie. Il s'agit là malheureusement d'un mal trop répandu dans cette catégorie de composants. Pour y remédier, deux solutions : s'abord, éviter de choisir des résistances ajustables proposées en vrac dans des boîtes exposées à la poussière comme aux

manipulations de tous ; ensuite, utiliser, en cas d'incident, les produits de nettoyage proposés en bombes par différents constructeurs. Elles améliorent souvent les contacts de façon spectaculaire.

5) réglage des créneaux.

Dès que fonctionne correctement la section oscillatrice, qui délivre les sinusoïdes, des créneaux apparaissent sur le collecteur de T_{13} . On les observera à la sortie du générateur, en commutant le commutateur K_2 dans la position correspondante.

A priori, les créneaux seront dissymétriques, présentant soit la configuration de la figure 79, soit la dissymétrie inverse. On obtiendra la symétrie parfaite illustrée par l'oscillogramme de la figure 80 en agissant sur la résistance ajustable AJ_4 , qui fixe les seuils de basculement du trigger de Schmidt.

Si on dispose des moyens suffisants (donc d'un oscilloscope à large bande et à base de temps déclenchée), on pourra vérifier les performances que nous annonçons au début de cette étude. L'oscillogramme de la figure 81 montre ainsi l'allure des créneaux obtenus au maximum de fréquence, donc à 200 kHz. Sur la figure 82, la vitesse de balayage (comme sur la figure 83) est de $50\ \mu\text{s}$ par division. Le temps de montée apparaît donc comme voisin de $70\ \mu\text{s}$, tandis que le temps de descente n'excède pas $50\ \mu\text{s}$.

VIII L'OSCILLOSCOPE

Voici la pièce essentielle du minilaboratoire. Certains de ses constituants (la base de temps par exemple), ne comportent que peu de réglages, mais gagneront cependant à un contrôle systématique et minutieux. D'autres (amplifi-

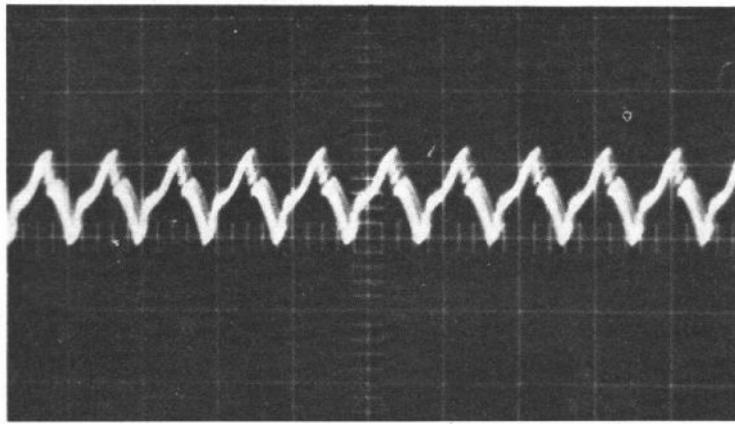


Fig. 74. – Une composante HF se manifeste à quelques centaines de kHz. Sur cet oscillogramme, le « pitter » est dû à la superposition de l'ondulation résiduelle à 100 Hz.

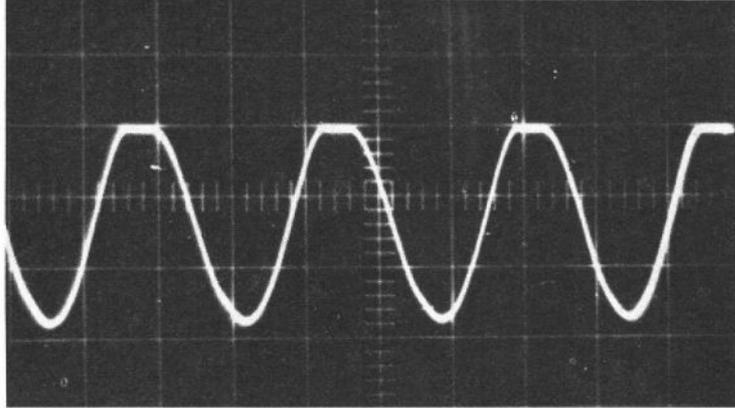


Fig. 75. – L'écrêtage unilatéral, qui se manifeste pour une amplitude de 3 volts crête à crête environ, dénonce la mauvaise polarisation de l'étage oscillateur.

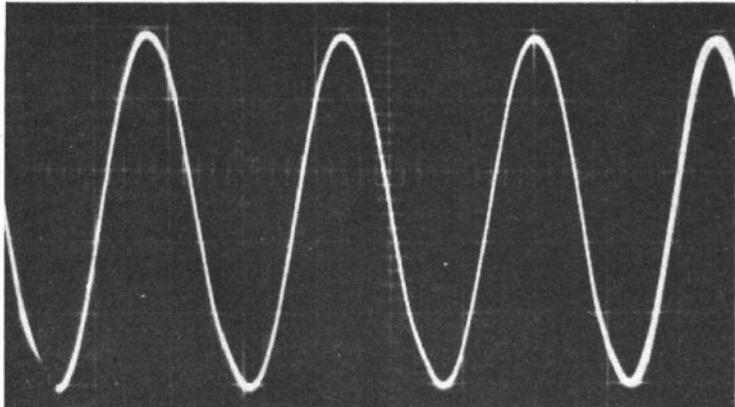


Fig. 76. – AJ_2 permet de régler l'amplitude des sinusoides à 5 volts.

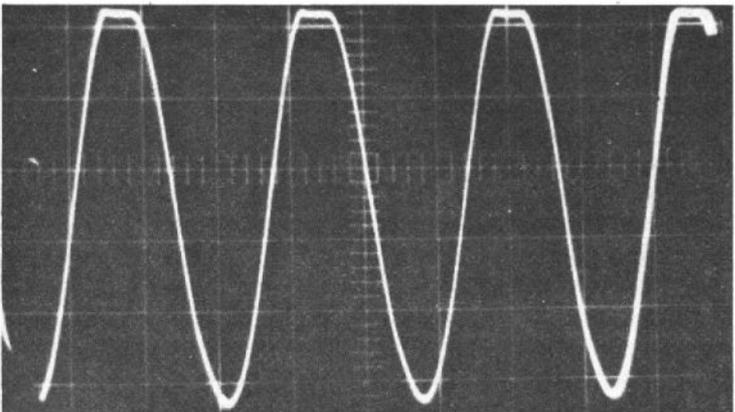


Fig. 77. – Pour une amplitude supérieure à 5 volts, l'écrêtage réapparaît.

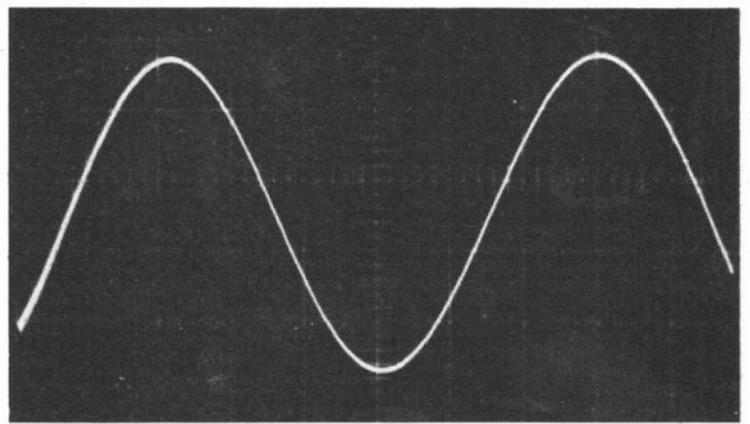


Fig. 78. – Réglage de la sinusoïde au minimum de la distorsion.

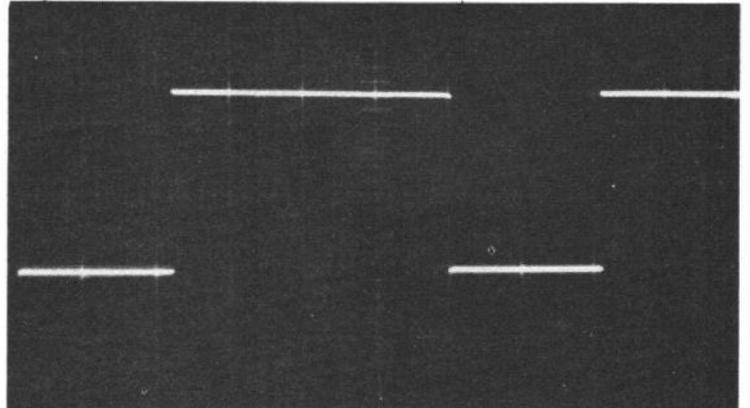


Fig. 79. – Les créneaux sont dissymétriques. Ici, les paliers supérieurs sont plus longs que les paliers inférieurs.

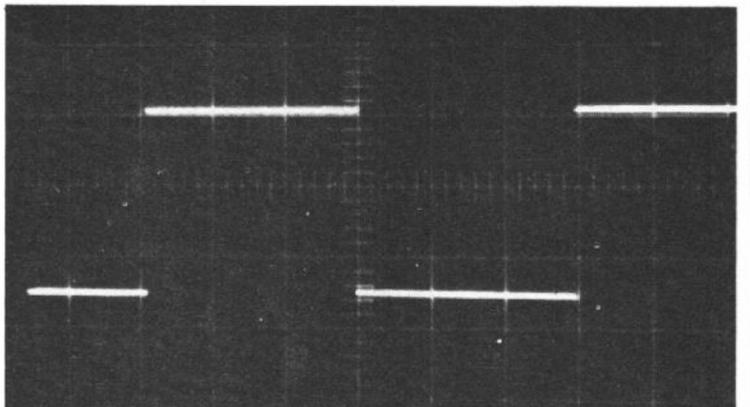


Fig. 80. – Par le réglage de AJ_4 , on peut accéder à une symétrie parfaite des créneaux.

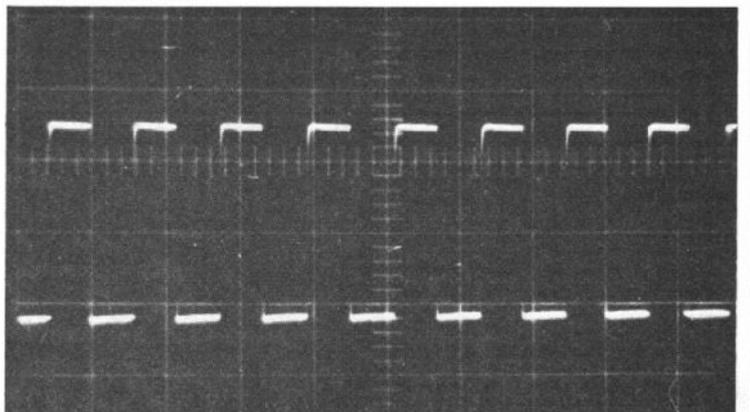


Fig. 81. – Au maximum de fréquence, soit 200 kHz, les créneaux restent encore fort présentables.

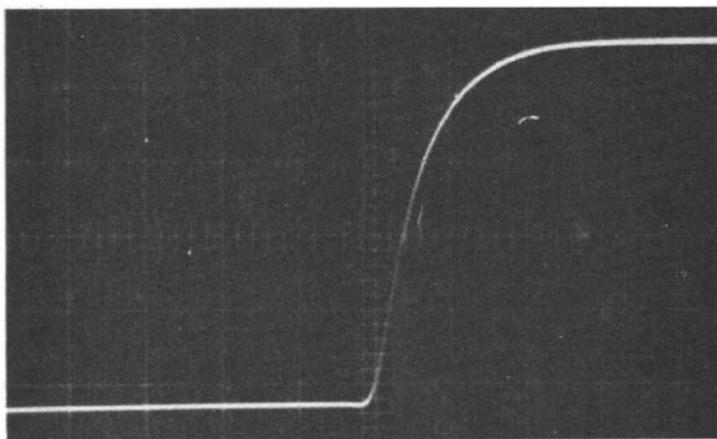


Fig. 82. - Le temps de montée est voisin de 70 ns, comme le montre cet oscillogramme pris avec une vitesse de balayage de 50 ns/cm.

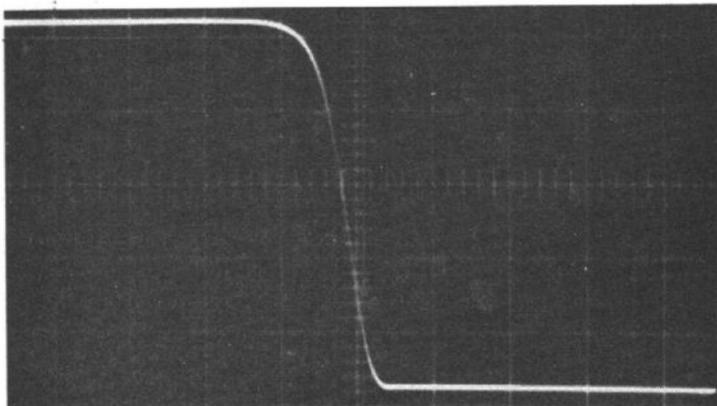


Fig. 83. - Le temps de descente, lui, n'excède pas 50 ns.

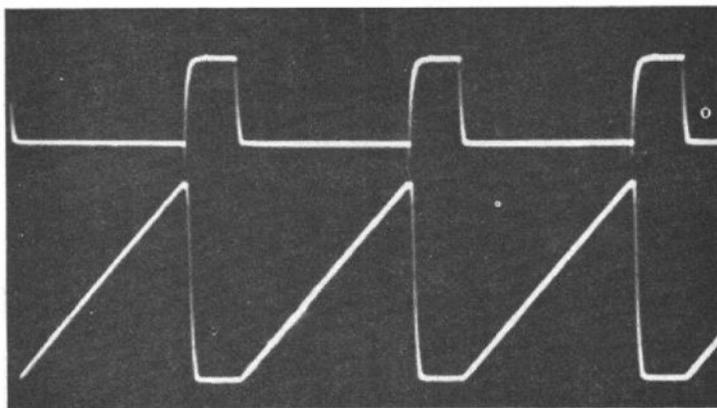


Fig. 84. - Pendant les paliers positifs des créneaux appliqués à la base de T_{37} . Le balayage est annulé, la dent de scie correspond aux paliers inférieurs.

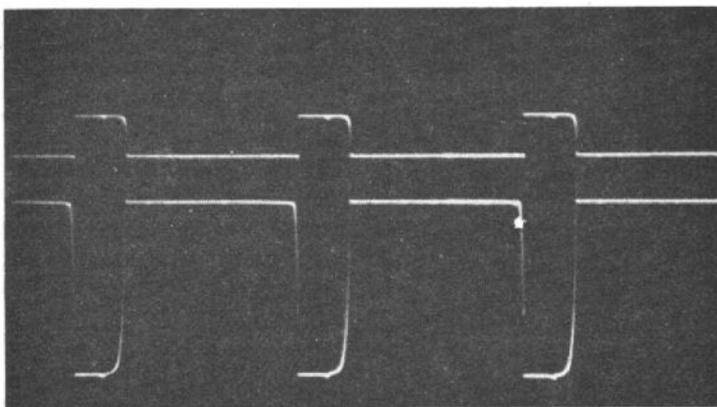


Fig. 85. - Les impulsions d'effacement (courbe du bas) ont une amplitude de 12 volts.

cateurs, atténuateurs), devront être réglés soigneusement.

1) Le préamplificateur vertical.

Pour les réglages préliminaires, on reliera directement l'entrée du préamplificateur (résistance R_{61}) à la masse. Le potentiomètre de cadrage P_6 sera placé à mi-course. Brancher alors un voltmètre (ou un oscilloscope transmettant la composante continue) entre la grille de T_{22} et la masse, et régler AJ_7 pour que cet appareil indique une tension nulle.

On contrôlera alors (oscilloscope bicourbe ou contrôleur) les tensions sur les émetteurs des transistors de sortie du préamplificateur, T_{29} et T_{30} . Ces deux tensions doivent être voisines de 7 V, et surtout égales. Le cas échéant, parfaire cette égalité en fignant le réglage de la résistance ajustable AJ_7 .

La dernière étape consiste à régler le gain du préamplificateur, à l'aide de la résistance ajustable AJ_8 . Pour cela, on appliquera à l'entrée, donc entre la masse et la résistance R_{61} , un signal sinusoïdal à 1 000 Hz, d'une amplitude crête à crête de 5 mV. On obtiendra ce résultat en appliquant sur l'entrée verticale de l'oscilloscope les tensions de sortie du générateur BF, avec les réglages précisés ci-dessous :

- sortie du générateur : maximum de tension, c'est-à-dire commutateur K_3 sur la position « 5 V », et potentiomètre P_3 au maximum de tension,

- atténuateur vertical de l'oscilloscope en position 5 V/div. Dans ces conditions, un oscilloscope de contrôle doit faire apparaître, sur les émetteurs de T_{29} et de T_{30} , des sinusoïdes ayant une amplitude crête à crête de 200 mV. Une légère différence entre ces deux amplitudes est d'ailleurs normale, et résulte de la transition dissymétrique/symétrique opérée au niveau de l'amplificateur différentiel T_{23} , T_{24} .

2) l'amplificateur de sortie vertical.

On y dispose de deux réglages : celui du gain, commandé par la résistance ajustable AJ_9 , et celui de la compensation en fréquence, optimisée à l'aide de AJ_{10} . Pour l'instant, on placera AJ_{10} au maximum de sa valeur : nous reviendrons ultérieurement sur ce point. En branchant un oscilloscope de contrôle sur les sorties Y_1 et Y_2 , on doit voir deux sinusoïdes en opposition de phase, dont il faut, à l'aide de AJ_9 , régler l'amplitude crête à crête à 5 V environ. Il est inutile de figner ce réglage, sur lequel nous devons ultérieurement revenir par une observation directe de l'écran en tube cathodique du minilaboratoire.

3) la base de temps.

Sa mise au point ne comporte qu'un seul réglage, qui sera d'ailleurs effectué lors d'une étape ultérieure, et là encore par observation directe de l'écran. Pour l'instant, le travail consiste à vérifier systématiquement les transformations successives depuis le signal de synchronisation jusqu'aux différentes sorties, afin de déceler une éventuelle anomalie. Pour cela, on réglera la résistance AJ_{13} sensiblement à mi-course. Le générateur BF et l'atténuateur vertical de l'oscilloscope resteront dans les positions précédemment utilisées. On effectuera alors les contrôles suivants :

- sur l'émetteur et sur le collecteur de T_{35} , deux « sinusoïdes » (il est normal qu'elles soient déformées, à cause de la faible impédance d'entrée de la bascule de Schmidt qui suit) d'environ 4 V d'amplitude,

- à la sortie de la porte NAND N_2 , les créneaux (peut être imparfaitement symétriques, mais cela n'est pas grave) doivent avoir une amplitude comprise entre 3 et 5 V,

- la différenciation de ces créneaux donne, au point commun à C_{50} et C_{51} , des

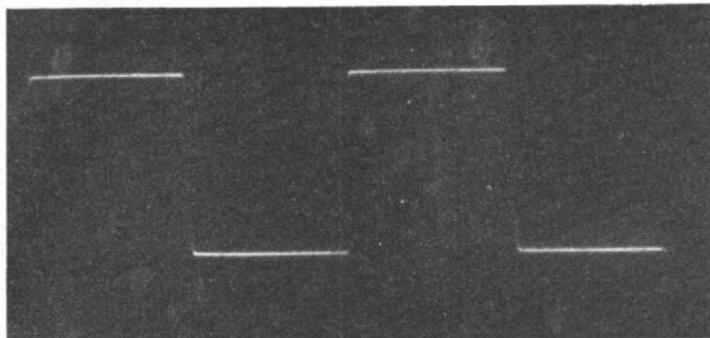
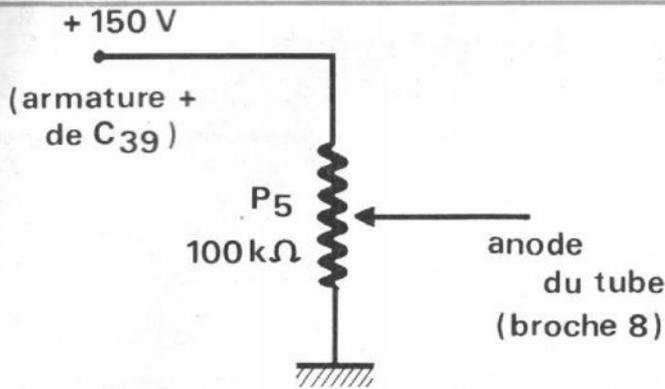


Fig. 86

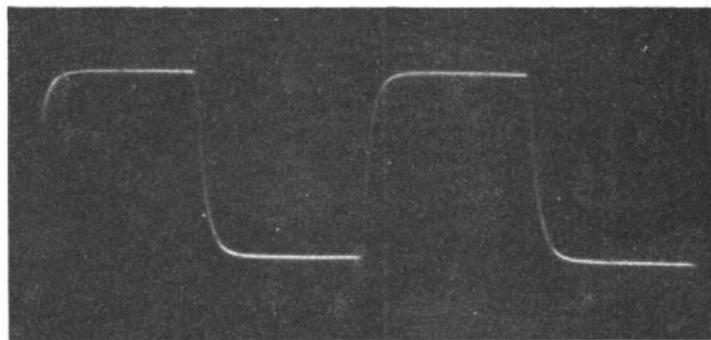


Fig. 87

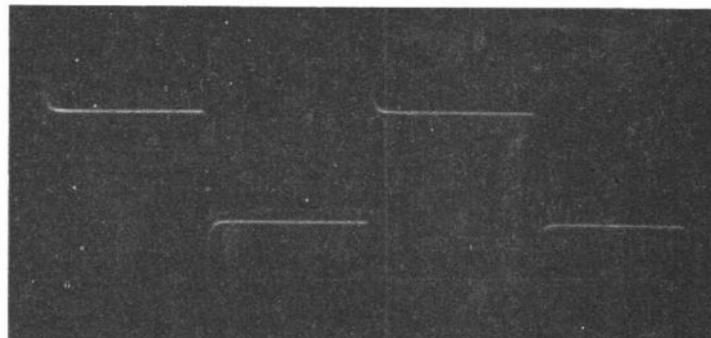


Fig. 88

impulsions de polarité double, dont les amplitudes sont voisines de 1 V (impulsions positives) et 2 V (impulsions négatives). On ne retrouve, sur le collecteur de T_{36} , que des impulsions négatives, de 5 V d'amplitude puisque le transistor T_{36} doit être conduit à saturation.

— Sur la base de T_{37} , les créneaux de la porte N_4 sont reproduits, avec une amplitude ramenée à 1,3 V environ. Le palier supérieur se situe au niveau + 5 V.

— La figure 84 montre la correspondance entre ces derniers créneaux, et les dents de scie observées sur le collecteur de T_{37} . Le commutateur K_8 est alors placé dans la position 2 ms/div. Vérifier qu'en agissant sur AJ_{13} , on peut modifier la durée de chaque dent de scie.

— Les dents de scie réapparaissent en lancée négative, sur le drain du FET T_{41} . Leur amplitude y est voisine de 1,5 V.

— Enfin, au collecteur de T_{42} , les impulsions d'effacement sont synchrones de la sortie de la porte N_4 (fig. 85), mais en opposition de phase. Leur amplitude atteint 12 V.

4) l'amplificateur de sortie horizontal

Sur les collecteurs des transistors T_{33} et T_{34} , apparaissent des dents de scie, en opposition de phase, et dont l'amplitude peut être réglée par la résistance AJ_{12} . On amènera cette amplitude à 25 V environ, et on centrera les deux dents de scie sur la même tension continue moyenne (volts environ), à l'aide de la résistance AJ_{13} . Le réglage de compensation en fréquence (AJ_{11}) s'effectuera plus tard.

5) Contrôle des polarisations du tube cathodique.

Il s'effectue par simple observation de l'écran, sur lequel doivent maintenant s'inscrire, sans doute floues et mal centrées, des sinusôides d'environ 1 division de hauteur. Si rien n'apparaît :

— augmenter au maximum la luminosité, par le potentiomètre P_3 ,

— manœuvrer, de part et d'autre de sa position médiane, le potentiomètre de cadrage vertical P_6 ,

— éventuellement, recentrer la trace horizontalement, à l'aide de la résistance ajustable AJ_{13} .

Une trace doit maintenant apparaître. Augmenter son amplitude jusqu'à 3 ou 4 divisions, à l'aide du commutateur vertical, puis ramener sa luminosité à une valeur normale. Rechercher le maximum de netteté et de finesse en jouant à la fois sur le potentiomètre de focalisation (P_4), et sur le potentiomètre d'astigmatisme P_5 , fixé au transformateur de chauffage du filament.

6) Les compensations en fréquence.

Pour l'amplificateur vertical, on appliquera discrètement à l'entrée des créneaux de faible amplitude, à 200 kHz : pour cela, régler le générateur BF sur la sortie « créneaux », commutateur K_3 sur 0,5 V, et ajustage du potentiomètre P_3 pour observer, sur l'écran, une amplitude de 3 divisions. L'atténuateur verticale sera placé dans la position 5 mV/div., c'est-à-dire un transmission directe. Régler alors AJ_{10} de façon à obtenir le temps de montée minimal, sans dépassement.

Pour l'amplificateur horizontal, commencer par régler AJ_{12} pour que, aux vitesses moyennes de balayage, la trace s'étende horizontalement sur 6 divisions (3 cm). En

profiter pour centrer cette trace à l'aide de AJ_{13} . Passer ensuite sur la vitesse maximale de balayage (2 μ s/div.), et ramener la longueur de la trace à sa valeur initiale, à l'aide de AJ_{11} .

7) l'atténuateur vertical

Il s'agit de régler la compensation en fréquence de chaque cellule. L'ordre indiqué ci-dessous est impératif :

— position 50 mV/div., réglage de CV_1

— position 500 mV/div., réglage de CV_2

— position 5 V/div., réglage de CV_3

— position 10 mV/div., réglage du condensateur ajustable à l'entrée du préampli (noté lui aussi, par erreur, CV_1)

— position 20 mV/div., réglage de CV_4 .

Dans tous les cas, on effectue le réglage en appliquant à l'entrée des signaux rectangulaires (1 à 10 kHz environ). On doit obtenir, sur l'écran, la configuration de la figure 86. Une sous-corrrection augmente les temps de remontée et de descente (fig. 87), tandis qu'une sur-corrrection introduit un dépassement (fig. 88).

R. RATEAU

CIRCUITS D'INTERFACE

(Suite voir N° 1596)

CETTE carte imprimée regroupe plusieurs fonctions simples, parfois indépendantes les unes des autres. La carte d'interface est ainsi nommée parce qu'elle assure la liaison entre certaines des précédentes cartes et le clavier (ou l'entrée des signaux codés) d'une part, et le modulateur d'autre part. Les signaux ASCII entrant (qu'ils proviennent d'un clavier ou de tout autre dispositif) peuvent être inversés par une simple commande, permettant ainsi d'attaquer l'ensemble de visualisation soit par une logique ASCII positive ou négative (1 actif ou bien 0 actif). La carte d'interface réalise également le mixage du signal à vidéo-fréquences avec le signal du pointeur clignotant, et, grâce à deux sorties complétées, permet d'obtenir sur l'écran du tube cathodique des caractères blancs sur fond noir, ou bien des caractères noirs sur fond blanc.

Enfin, par jeu de deux contacteurs extérieurs, la carte d'interface permet une inscription caractère par caractè-

re, ou bien une inscription répétitive qui remplit presque instantanément l'écran du même caractère (ou blanking pour l'effacement). Ces deux commandes peuvent d'ailleurs être fournies directement par le clavier.

Le schéma synoptique de la figure 1 montre le fonctionnement simplifié de la carte d'interface. Les sorties des signaux traités se font vers la partie de droite du schéma ; les entrées des signaux sont regroupées vers la partie de gauche, à l'exception des bornes N° 2, 9 et 13 qui sont également des entrées et qui se trouvent placées sur le côté de la figure 1.

CIRCUITS D'INVERSION DE CODE

Leur but est de transmettre les six entrées du code ASCII vers les six sorties, soit en conservant la logique d'entrée, soit au contraire en

l'inversant, ceci s'effectuant par une commande unique qui est portée au 0 ou au 1 logique. Grâce à cette inversion possible du code d'entrée, l'ensemble de visualisation peut fonctionner avec un code direct (niveaux hauts actifs) ou bien avec un code inversé (niveaux bas actifs).

L'inversion possible du code d'entrée est réalisée à partir de circuits OU EXCLUSIFS. Ce type de circuit logique donne une sortie à l'état logique 1 lorsque l'une ou l'autre des deux entrées est portée elle-même à l'état haut, mais pas lorsque les deux entrées sont simultanément hautes. C'est ce dernier point qui fait la différence entre un OU EXCLUSIF et un OU INCLUSIF. La table de vérité d'un circuit OU EXCLUSIF est représentée sur la figure 2. Les colonnes A et B indiquent les différents états possibles des deux entrées. La colonne S montre quel est l'état logique pris alors par la sortie. On remarque immédiatement que selon l'état d'une entrée, la sortie est ou n'est pas inver-

sée. Par exemple, si l'entrée A est portée au 0 logique (cas des deux rangées supérieures de la figure 2), on voit que la sortie S prend le même état que l'entrée B. Le signal est transmis de B vers S sans subir d'inversion : la sortie a la même polarité que l'entrée.

En revanche, si l'entrée A est haute (cas des deux rangées inférieures de la figure 2), la sortie prend l'état opposé à celui de l'entrée B : le signal est transmis de B vers S en subissant une inversion. C'est cette propriété des circuits OU EXCLUSIFS qui est utilisée pour inverser, ou non, le code d'entrée ASCII (voir fig. 7).

CIRCUIT DE COMMANDE LECTURE/ECRITURE

Il est destiné à permettre l'écriture des caractères sur l'écran du tube cathodique. Cette écriture peut se faire caractère par caractère, ou bien, au moyen d'une com-

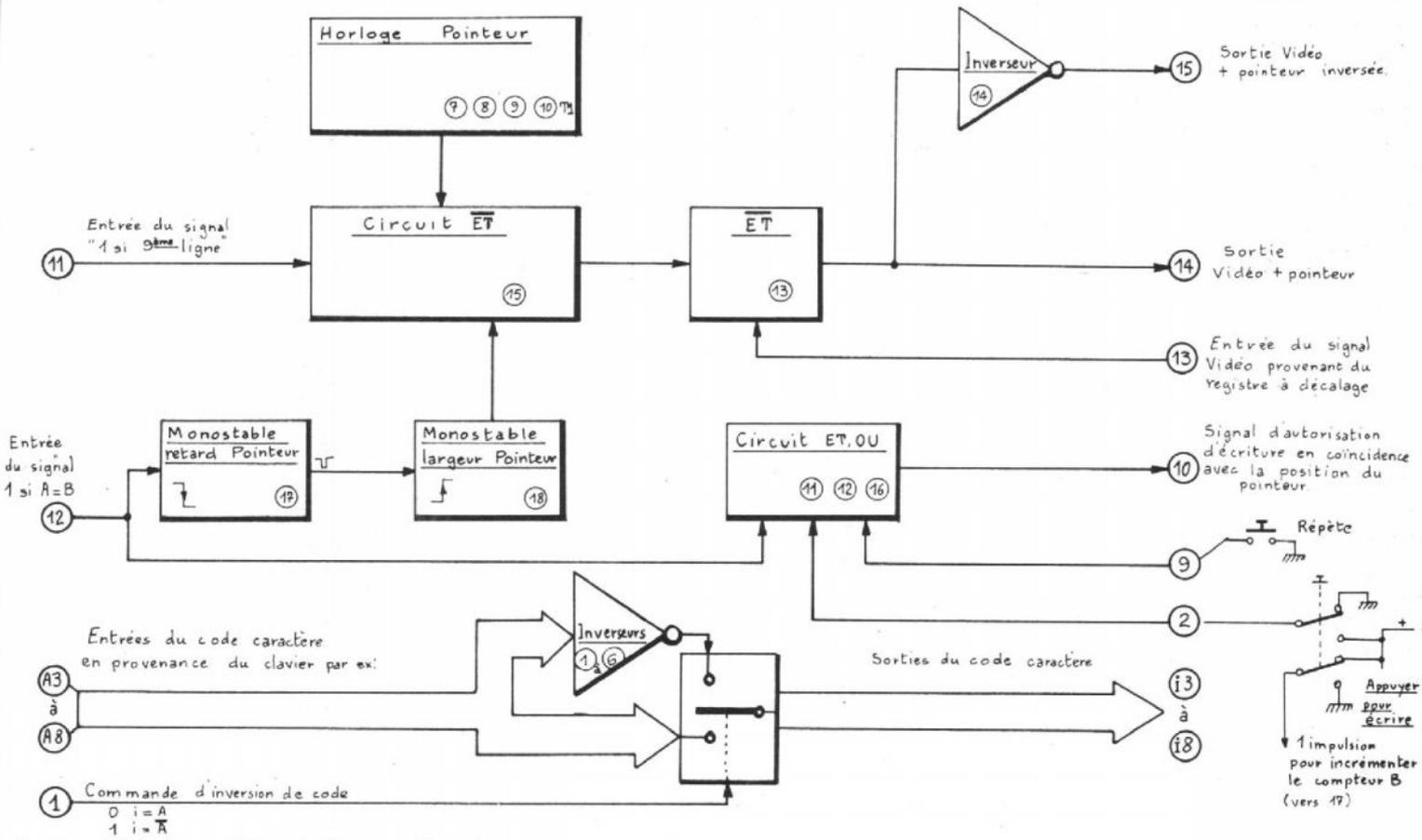


Fig. 1. - Schéma synoptique de la carte d'interface.

mande « repère » s'opérer par un remplissage presque instantané de la totalité de l'écran par un même caractère. C'est d'ailleurs ce procédé qui peut être employé pour effacer l'écran ; on remplit ce dernier avec le caractère blank.

La figure 3 montre le schéma logique qui réalise ces deux fonctions. L'information lecture/écriture est envoyée aux mémoires ; elle est disponible sur la borne N° 10. Pour que les mémoires soient en position lecture, il faut maintenir la borne N° 10 au niveau logique 1. C'est ce qui est fait, tant que la borne d'entrée N° 2 reste au 0, du fait de la présence de la résistance de 330 Ω. Si l'on appuie sur le contacteur d'écriture, on porte la borne N° 2 au 1 logique. A cet instant, la sortie du circuit CI 11 deviendra basse dès qu'il y aura présence du signal 1 si A = B, entrant sur la borne N° 12. Sur la borne de sortie N° 10 on aura donc une commande 0 si écriture qui commutera les mémoires en posi-

tion écriture ; ce signal présentera la même durée que le signal 1 si A = B ; il permettra l'écriture dans les mémoires à l'endroit indiqué par le pointeur et à cet endroit seulement.

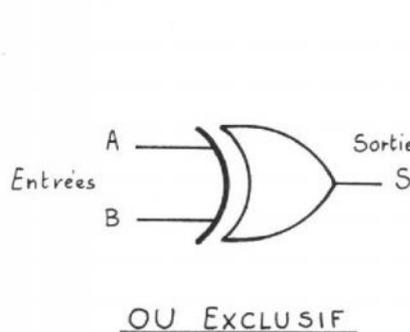
Si, par contre, on actionne le contacteur «repète», on maintient la sortie de la borne N° 10 au 0 logique en permanence (du moins tant que l'interrupteur demeure fermé). L'écriture du caractère défini par le code envoyé sur les entrées du générateur de

caractères s'effectue alors pour toutes les positions successives des mémoires et celles-ci se remplissent toutes du même caractère. Cela est rendu possible parce que la borne N° 10 est maintenue basse en permanence, qu'il y ait ou non présence du signal 1 si A = B, ce qui n'était pas le cas dans le premier mode d'écriture. Lorsqu'on effectue l'écriture caractère après caractère, on prélève également le signal sur la borne N° 12 pour l'envoyer le

compteur/décompteur du pointeur, afin d'incrémenter ce dernier et de faire avancer le pointeur d'une position vers la droite après l'écriture.

HORLOGE POINTEUR

Le schéma de la partie horloge du pointeur est indiqué sur la figure 4. Les circuits intégrés CI 7 et CI 8, de tech-



A	B	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 2. - Table de vérité d'un circuit OU EXCLUSIF ; les propriétés de ce circuit logique sont utilisées pour réaliser l'inversion de code.

nologie C-MOS (SFF 24011 AEV) forment un oscillateur à fréquence ajustable. Il délivre, sur la sortie de CI 8, des signaux carrés dont la fréquence est fonction des éléments P_1 et C_1 . Les deux circuits sont des portes NAND dont les entrées sont réunies et qui se comportent en fait comme des inverseurs de signaux logiques.

Le fonctionnement de cet oscillateur peut être décomposé comme suit : supposons qu'à un moment donné la sortie de CI 7 soit haute, c'est-à-dire que sa tension soit voisine de la tension d'alimentation. Puisque les deux entrées de CI 8 sont simultanément hautes, la sortie de cet inverseur (point B de la fig. 4) est basse, c'est-à-dire à un potentiel voisin de celui de la masse. De ce fait, le condensateur C_1 va se charger à travers le potentiomètre P_1 et la résistance R_2 . C'est l'ensemble P_1 , R_2 et C_1 qui détermine la fréquence des oscillations. Aussi longtemps que le condensateur C_1 n'est pas chargé, le potentiel du point A de la figure 4 (jonction de P_1 , R_1 et de C_1) est bas. La différence de potentiel existant au point A est appliquée sur les entrées du circuit inverseur CI 7 par l'intermédiaire de la résistance R_1 . Puisque, au tout début de la charge de la capacité C_1 , la tension au point A est nulle (ou peu s'en faut), la sortie de CI 7 est haute. Dans ces conditions, la capacité C_1 se charge, avec un + en A et un - en B. Le potentiel du point A s'élève alors graduellement jusqu'au moment où il va atteindre le seuil de tension considéré comme haut par la logique C-MOS. A cet instant, les entrées de CI 7 étant hautes, la sortie de ce même circuit passe brusquement au niveau bas et la sortie de CI 8 au niveau haut. Le condensateur C_1 se trouve alors alimenté avec une tension dont les polarités sont l'inverse de celles précédentes, c'est-à-dire avec un + en B et un - en A. Il doit donc se décharger, puis reprendre une nouvelle

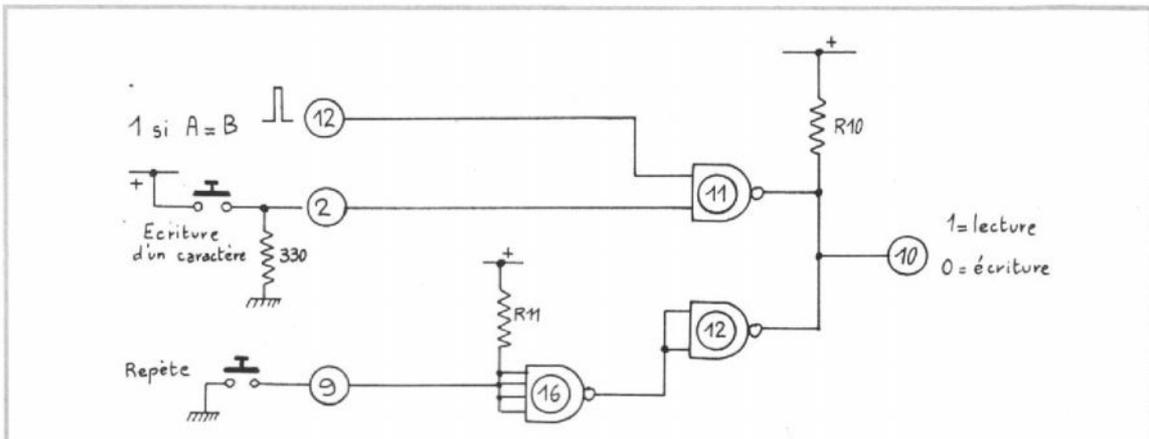


Fig. 3. - Montage permettant l'écriture caractère par caractère ou en rafale. La sortie va commander les broches lecture/écriture des mémoires.

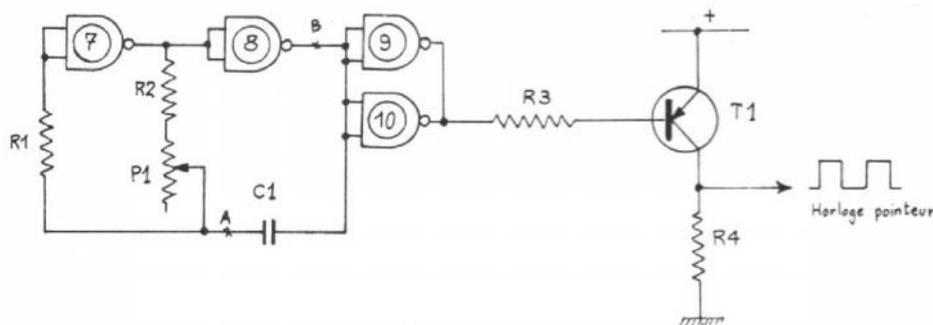


Fig. 4. - Oscillateur à très basse fréquence réalisé avec des circuits C-MOS. La fréquence d'oscillation (quelques Hz) est ajustable par le potentiomètre P_1 .

charge de sens opposé. Lorsque celle-ci atteint la tension de seuil, l'ensemble bascule à nouveau, et ainsi de suite.

La sortie du circuit NAND 8 est réunie aux entrées des circuits CI 9 et CI 10, montés en inverseurs et fonctionnant en parallèle. Leurs sorties communes délivrent un signal carré de niveau suffisant pour attaquer, à travers la résistance R_3 , la base du transistor NPN T_1 . Lorsque la tension en sortie de CI 9 et de CI 10 est haute, le transistor T_1 est bloqué puisque sa base est portée au même potentiel que son émetteur. Sur son collecteur on mesure alors une tension qui est celle de la masse (zéro volt). En revanche, quand le potentiel des sorties de CI 9 et de CI 10 tombe au 0 logique, tension qui est proche de celle de la masse, un courant circule alors, partant du + de l'alimentation, à travers la jonction émetteur-base du transi-

tor T_1 et de la résistance R_3 . Ce courant base fait entrer le transistor T_1 en conduction, et le courant collecteur qui prend alors naissance dans ce dispositif applique le pôle positif de la tension d'alimentation sur l'extrémité supérieure de la résistance R_4 (voir fig. 4). Aux bornes de cette dernière, on recueille donc le signal carré de l'horloge pointeur, signal qui fait clignoter ce dernier. Ce signal est disponible à basse impédance ; il est destiné à attaquer une entrée de porte TTL. Il faut donc choisir la valeur de la résistance R_4 de telle sorte qu'un fonctionnement correct soit obtenu.

Lorsqu'une entrée d'une porte TTL est portée à l'état haut, il ne circule pratiquement aucun courant dans celle-ci (quelques dizaines de μA). Par contre, le montage qui porte une entrée de porte TTL à l'état bas doit être capable d'absorber un courant pouvant s'élever jusqu'à 1,6 mA.

Du fait que la tension maximale d'entrée permise à l'état bas est de 0,8 V, la résistance R_4 ne peut être supérieure à : $0,8/0,0016 = 500 \Omega$. Une bonne pratique consiste à prendre une marge de sécurité ; finalement on a choisi 270Ω comme valeur pour R_4 .

CIRCUITS RETARD POINTEUR ET LARGEUR POINTEUR

Ils sont représentés sur le schéma de la figure 5. Leur but est de retarder le moment de l'affichage du pointeur de telle sorte que celui-ci apparaisse très exactement sous l'endroit où l'on viendra écrire le prochain caractère. Ce retard à l'affichage du pointeur est nécessaire pour compenser les retards dus aux circuits des cartes générateur de caractères et mémoires. En

L'absence du circuit de retard, le pointeur clignoterait à l'emplacement où l'on viendra écrire le prochain caractère. Ce retard à l'affichage du pointeur est nécessaire pour compenser les retards dus aux circuits des cartes générateur de caractères et mémoires. En l'absence du circuit de retard, le pointeur clignoterait à l'emplacement où l'on vient d'écrire le dernier caractère. Le premier circuit monostable (CI 17) permet donc de retarder l'envoi du signal de pointeur. Le second monostable (CI 18) permet de modifier la largeur du pointeur et d'ajuster celle-ci pour qu'elle soit à peu près identique à celle d'un caractère.

Les deux monostables CI 17 et CI 18 sont contenus dans le même boîtier ; ils sont du type SFC 4123 E. Le premier d'entre eux (CI 17) reçoit le signal 1 si A = B à travers un réseau R₁₂, C₅ destiné à éliminer certaines impulsions parasites de très courtes durées. Il est déclenché par le

flanc négatif de ce signal puisqu'il est commandé par son entrée A. La durée de l'impulsion qu'il délivre sur sa sortie Q est de l'ordre de 1 μ s : ceci correspond au temps de retard à la commande de l'écriture du pointeur. Ce temps de retard est ajustable au moyen du potentiomètre P₃.

Le second monostable (CI 18) est déclenché par le flanc montant du signal Q du précédent ; de ce fait, il est attaqué par son entrée B. La durée du signal délivré par le monostable CI 18, signal présent sur sa sortie Q, est d'environ 0,7 μ s. La durée de ce signal est ajustable par le potentiomètre P₂.

CIRCUITS DE TRAITEMENT DE LA VIDEO

Au signal à vidéofréquences véhiculant les informations des différents caractères

visualisés, il convient de rajouter les informations relatives au pointeur clignotant. Le mixage des signaux vidéo provenant du générateur de caractères s'effectue dans le circuit NAND 13 de la figure 6. Le circuit 13 est un ET NON, mais du fait qu'il travaille en logique négative, il se comporte comme un circuit OU INCLUSIF. En effet, le circuit CI 13 reçoit sur une de ses deux entrées le signal vidéo inversé entrant par la borne N° 13. Ce signal vidéo est dans une polarité telle que le 1 logique correspond au niveau du noir, et le 0 logique au blanc (spot du tube cathodique allumé). En sortie du circuit CI 13 (borne N° 1), il y aura un 1 logique si l'une, ou l'autre, ou encore les deux entrées à la fois, sont portées au niveau bas. Sur la borne N° 14 on recueille donc un signal vidéo dont le niveau haut correspond cette fois à l'allumage du spot, et le 0 logique au niveau du noir.

Ce signal est inversé par le

circuit CI 14, et sur la borne N° 15 on trouve un signal vidéo qui est le complément de celui présent sur la borne N° 14. De cette façon, en utilisant l'une ou l'autre sortie, on peut avoir, sur le tube cathodique, soit des caractères blancs sur fond noir, soit des caractères noirs sur fond blanc.

Le circuit CI 13 réalise la fonction OU entre le signal vidéo entrant par la borne N° 13 et le signal provenant de la sortie du circuit NAND 15. C'est dans ce dernier circuit qu'est élaboré le signal d'affichage du pointeur clignotant. A la sortie de CI 13 on dispose donc du signal vidéo auquel on a ajouté le signal d'affichage du pointeur. Le circuit NAND 15 doit fournir, sur sa sortie, un signal en logique négative, (c'est-à-dire un 0 logique) lorsqu'il y a présence simultanée de 1 logiques sur chacune de ses trois entrées (voir fig. 6). Les critères qui doivent déterminer l'affichage du pointeur peuvent se résumer ainsi : le pointeur ne peut être allumé que si l'information 1 si 9^e ligne est présente. Pendant l'exploration de cette 9^e ligne, il faut que le pointeur ne soit allumé qu'au moment où le signal 1 si A = B est envoyé, ou du moins le signal 1 si A = B retardé par CI 17 et CI 18. Enfin le pointeur est rendu clignotant par la présence du signal de l'horloge pointeur qui détermine des séquences d'allumage et d'extinction à une fréquence de l'ordre de 2 à 3 Hz. La présence simultanée de ces trois informations fait passer la sortie du circuit CI 15 au niveau logique bas, ce qui est nécessaire puisque le circuit CI 13 doit être attaqué en logique négative, comme nous venons de le voir.

De cette façon, on a réalisé la superposition de l'affichage du pointeur au signal vidéo. De plus, si l'on efface tous les caractères inscrits sur le tube cathodique (par un blanking et une action sur le contacteur « répète », par exemple), l'écran deviendra vide, à

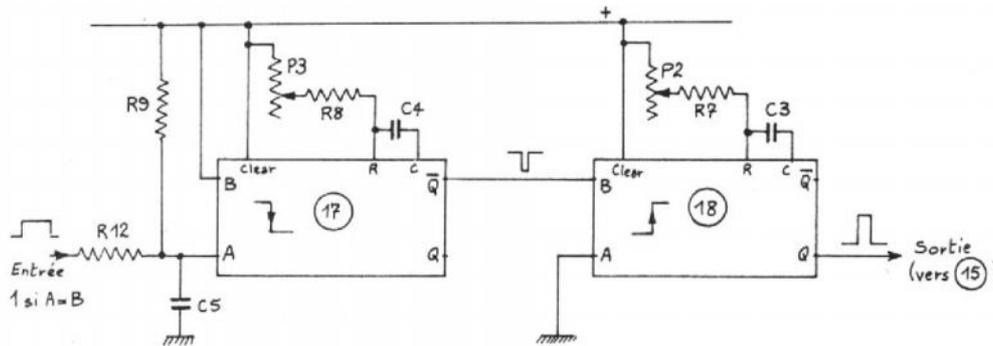


Fig. 5. - Le premier monostable de ce montage détermine le temps de retard à l'écriture du pointeur. Le second circuit permet de modifier la largeur du pointeur.

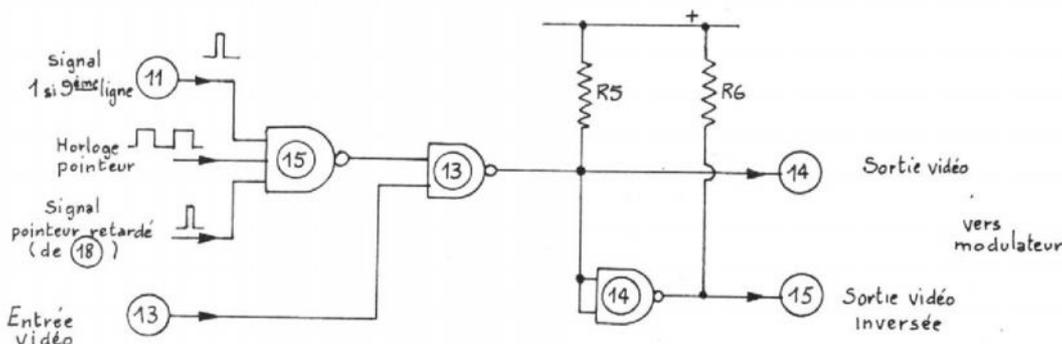


Fig. 6. - Circuits de traitement de la vidéo. Ils permettent d'ajouter le signal du pointeur au signal vidéo.

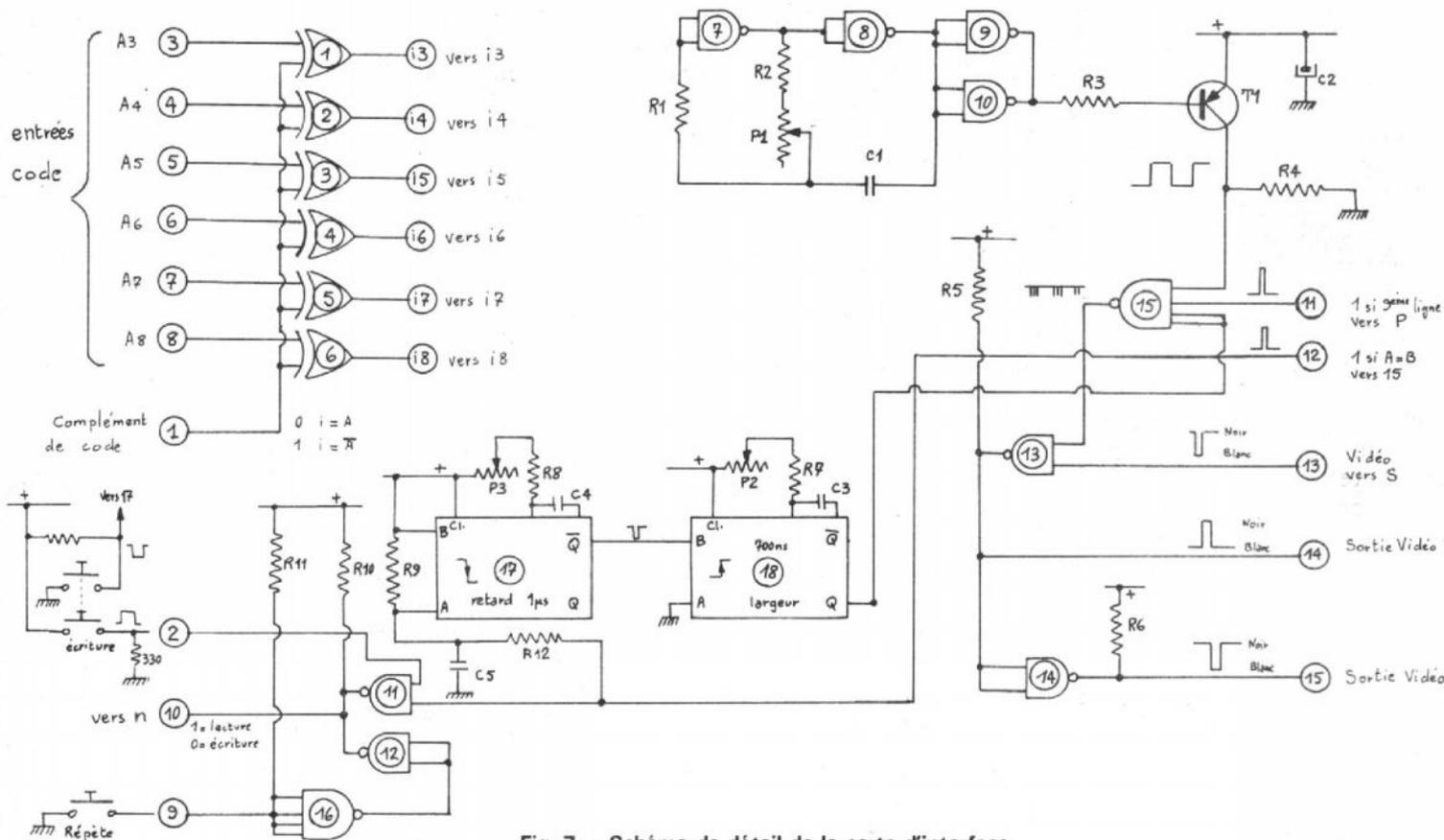


Fig. 7. - Schéma de détail de la carte d'interface.

l'exception du pointeur clignotant qui continuera à être affiché, permettant ainsi de connaître le lieu d'inscription du prochain caractère.

CARTE D'INTERFACE SCHEMA DE DETAIL

Le schéma de détail de la carte d'interface est représenté sur la figure 7. Ce schéma regroupe toutes les parties de montage que l'on vient de décrire ; il précise les interconnexions qui lient les unes aux autres ces sous ensembles. Les liaisons entre la carte et l'extérieur sont matérialisées par des cercles entourant des chiffres qui correspondent aux numéros des bornes dont on a déjà parlé. Le potentiomètre P_1 permet de régler la fréquence de l'horloge pointeur ; le potentiomètre

P_2 ajuste le temps de retard à l'écriture du pointeur ; le potentiomètre P_3 détermine la largeur du pointeur clignotant.

Comme on peut le remarquer, le contacteur d'écriture est double ; une partie est utilisée pour obtenir un signal haut permettant l'écriture, signal qui entre par la borne N° 2, l'autre partie est montée de telle façon que l'on obtienne un signal bas lors de l'écriture. Ce 0 logique est appliqué à la borne N° 17 de la carte d'adressage ? il est destiné à ajouter une unité au compteur/décompteur B de cette même carte. Rappelons que le compteur/décompteur B détermine la position du pointeur sur l'écran. Le signal provenant de la seconde partie du contacteur d'écriture avance le pointeur d'une position après écriture.

Les circuits CI 1 à CI 6 réalisent l'inversion des six entrées du code ASCII lors-

que la borne N° 1 reçoit un niveau haut. Ce code est transmis sans modification si c'est un niveau bas qui est appliqué sur la borne N° 1.

REALISATION

L'ensemble des circuits d'interface a été réalisé en utilisant la technique circuit imprimé simple face. La figure 8 représente, à l'échelle 1/1, le dessin de ce circuit, vu du côté cuivre. Les parties sombres indiquent les endroits où le métal doit subsister après attaque chimique. Les grosses pastilles sont, en fait, les bornes d'entrées ou de sortie ; elles sont repérées sur le circuit imprimé lui-même par des chiffres ou des lettres qui figurent également sur le schéma de détail de la figure 7.

La figure 9 montre l'empla-

cement des différents composants sur le circuit imprimé de la figure 8. Le sens d'insertion des circuits intégrés peut être facilement déterminé, la broche N° 1 étant repérée sur le circuit imprimé. Certains croisements de connexions ont nécessité l'utilisation de cavaliers.

MISE AU POINT

Une fois la mise en place de tous les composants effectuée et le câblage, ainsi que les valeurs soigneusement vérifiées, on mettra le montage sous tension, c'est-à-dire que l'on appliquera une tension de 5 V entre la sortie repérée + 5 V et la masse, qui est la bordure circulaire du circuit imprimé. La consommation relevée sur cette tension doit être de l'ordre de 115 mA. La

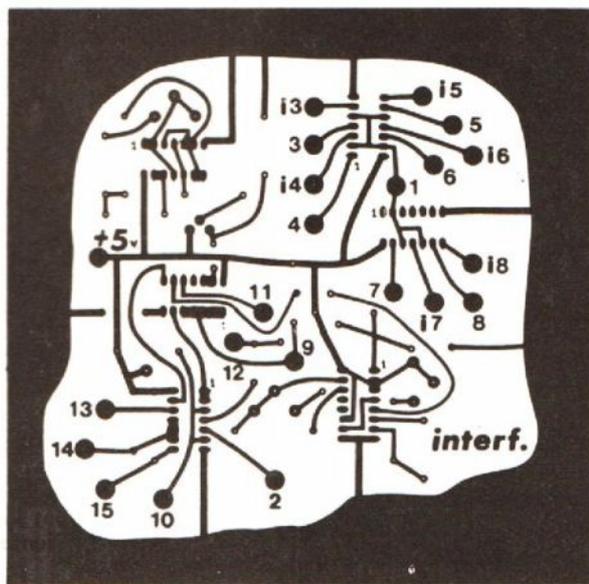


Fig. 8. - Dessin du circuit imprimé de la carte d'interface. Il est représenté à l'échelle 1/1 et est vu du côté cuivre.

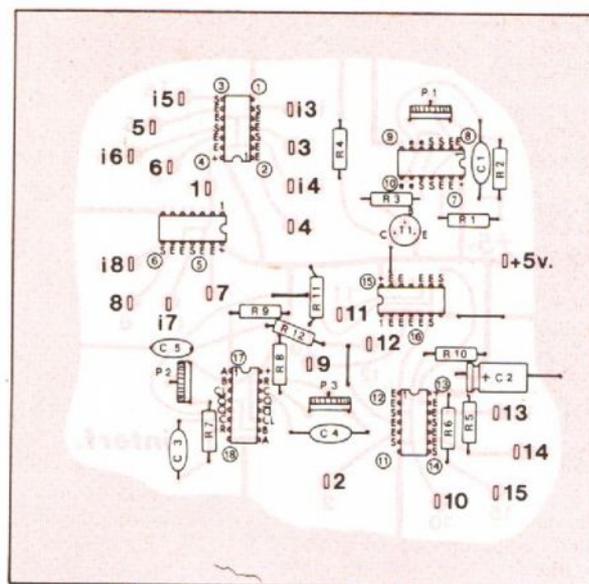


Fig. 9. - Schéma d'implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 8.

vérification du bon fonctionnement des différents circuits nécessite un oscilloscope et des indicateurs de niveaux logiques tels que ceux décrits dans la partie Mémoires pour générateur de caractères (voir le H.P. N° 1587 du 10/2/1977).

On peut, pour commencer, vérifier le fonctionnement des inverseurs de code. Pour cela, relier six inverseurs logiques aux entrées N° 3 à 8 ; connecteur sur les sorties i_3 à i_8 six témoins logiques. Un septième inverseur vient commander l'entrée N° 1. S'assurer que, pour un niveau haut

sur la borne N° 1, la sortie de chaque circuit est le complément de son entrée. Appliquer ensuite un niveau bas sur la borne N° 1 ; les entrées doivent alors avoir le même état logique que les entrées.

Appliquer sur la borne N° 12 le signal 1 si A = B provenant de la carte Ensemble d'adressage (N° 15). A l'aide d'un oscilloscope dont la sonde est branchée sur la sortie \bar{Q} du monostable 17, régler le potentiomètre P₃ pour obtenir un signal rectangulaire dont la largeur soit d'environ 1 μ s. Brancher ensuite la

sonde de l'oscilloscope sur la sortie Q du monostable 18 et ajuster le potentiomètre P₂ pour obtenir un signal rectangulaire dont la largeur soit approximativement 0,7 μ s.

A l'aide de l'oscilloscope, dont la sonde est branchée sur le collecteur du transistor T₁, régler le potentiomètre P₁ pour obtenir un signal carré dont la fréquence de récurrence soit de l'ordre de 2 à 3 Hz. On peut également effectuer cette vérification en branchant au même endroit l'entrée d'un des témoins logiques. Ce dernier doit se met-

tre à clignoter à la fréquence désirée.

Toujours en utilisant l'oscilloscope, connecter la sonde sur la borne N° 14. Appliquer sur la borne N° 11 le signal 1 si 9^e ligne provenant de la carte Générateur de caractères (N° P). Porter la borne d'entrée N° 13 au niveau haut. On doit alors avoir des trains d'impulsions positives (largeur environ 1 μ s) qui apparaissent et disparaissent au rythme de l'horloge pointeur. Si l'on porte la sonde sur la borne N° 15, on doit y trouver le même signal, mais inversé.

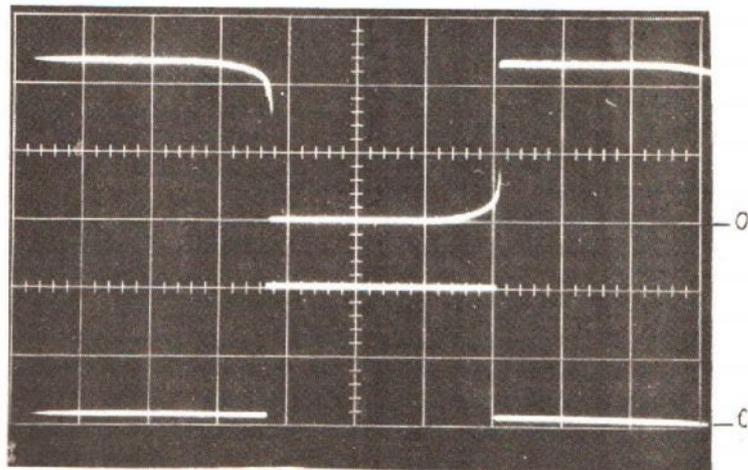


Fig. 10. - En haut : forme du signal sur la sortie du circuit CI 7 ; échelle verticale : 2 V/div. En bas : signal de l'horloge pointeur disponible sur le collecteur de T₁ ? échelle verticale : 2,5 V/div. Echelle horizontale : 50 ms/div.

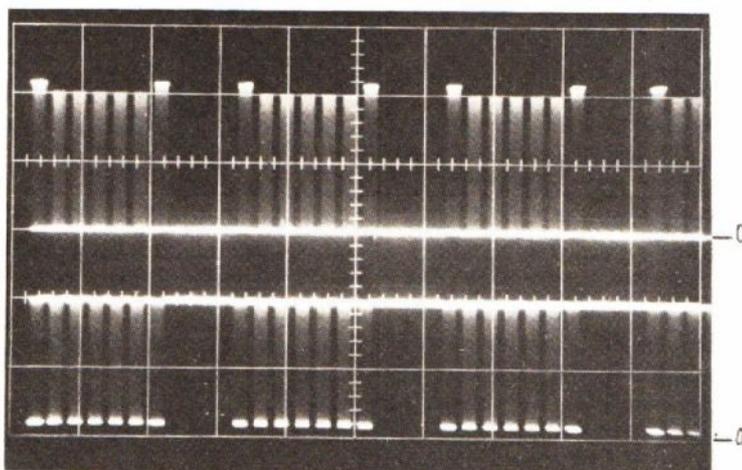


Fig. 11. - En haut : signal vidéo complet sortant sur la borne N° 14, échelle verticale : 2 V/div. En bas : signal vidéo complet sortant sur la borne N° 15, échelle verticale : 2,5 V/div. Echelle horizontale : 200 μ s/div.

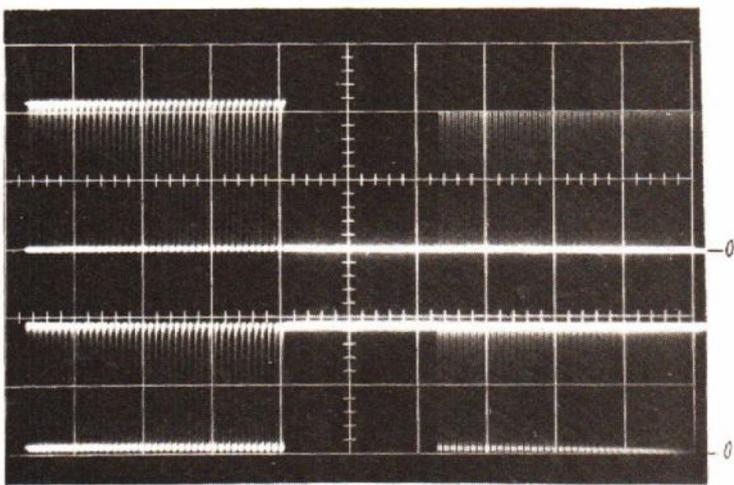


Fig. 12. - En haut : signal vidéo complet sortant par la borne N° 14, échelle verticale : 2 V/div. En bas : signal vidéo complet sortant par la borne N° 15, échelle verticale : 2,5 V/div. Echelle horizontale : 10 μ s/div.

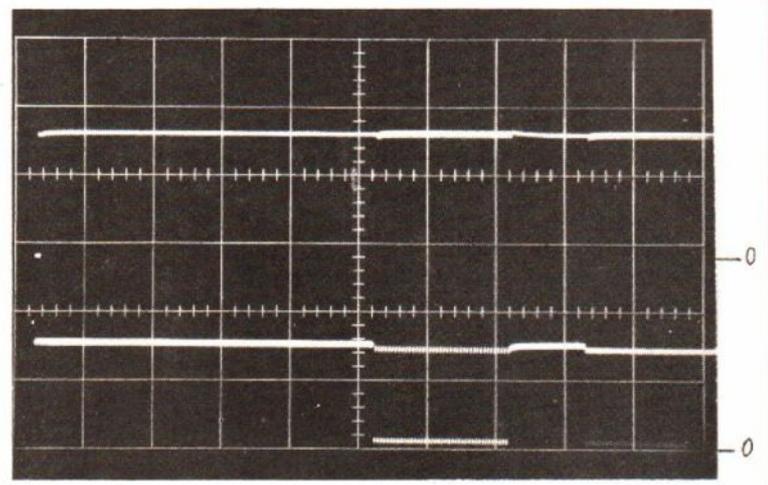


Fig. 13. - En haut : impulsion 0 si A = B retardée vue à la sortie de CI 15, échelle verticale : 2 V/div. En bas : signal vidéo entrant sur la borne N° 13, échelle verticale : 2,5 V/div. Echelle horizontale : 20 μ s/div.

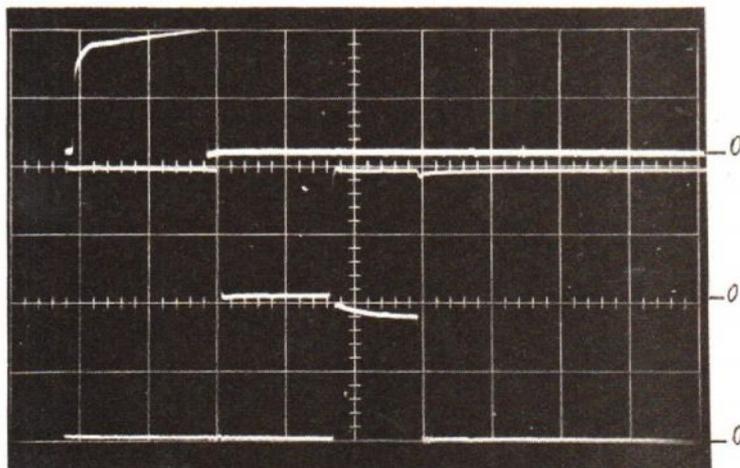


Fig. 14. - En haut : signal 1 si A = B servant à déclencher le monostable CI 17, échelle verticale : 2 V/div. Au milieu : sortie \bar{Q} du monostable CI 17, échelle verticale : 2 V/div. En bas : signal présent sur la sortie Q du monostable CI 18, échelle verticale : 2 V/div. Echelle horizontale : 500 ns/div.

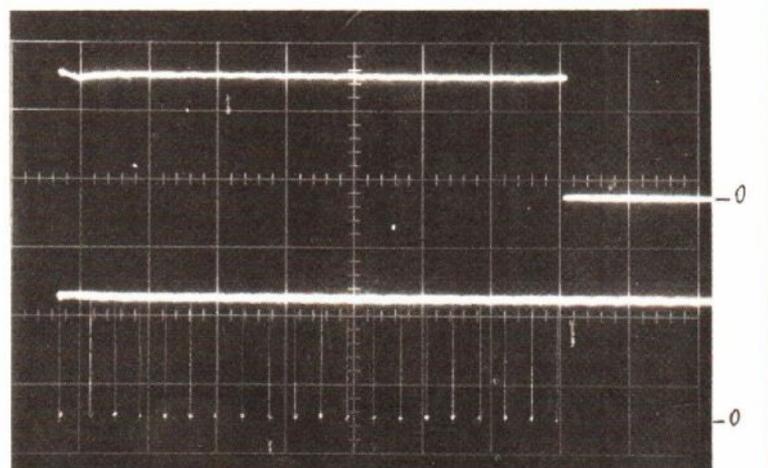


Fig. 15. - En haut : signal d'écriture entrant sur la borne N° 2, échelle verticale : 2 V/div. En bas : signal 0 si A = B sortant par la borne N° 10, échelle verticale : 2,5 V/div. Echelle horizontale : 50 ms/div.

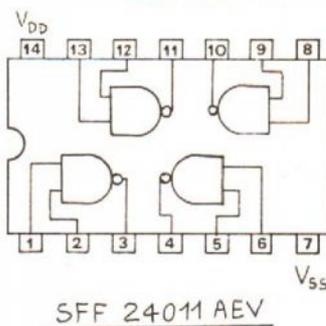
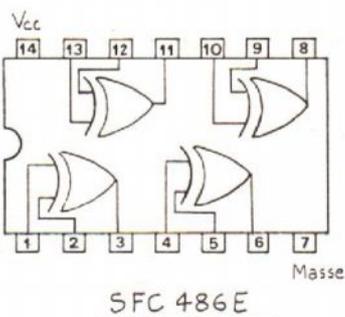
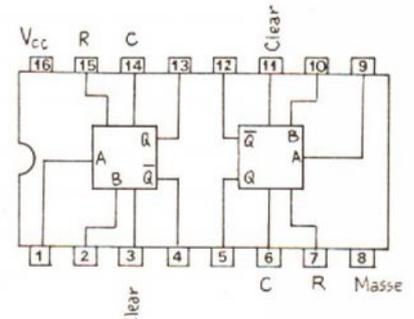
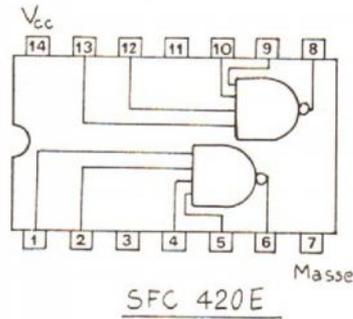
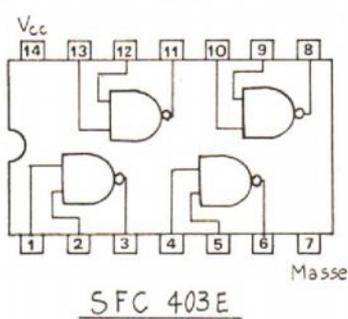


Fig. 16. - Branchement des différents circuits intégrés utilisés dans la carte d'interface. Tous les boîtiers sont vus de dessus.

Enfin, mettre la sonde de l'oscilloscope sur la borne N° 10. En appuyant sur le contacteur d'écriture, on doit observer l'impulsion 1 si A = B mais inversée (0 si A = B). En appuyant sur le contacteur «rèpète», la sortie N° 10 doit passer à l'état bas et y demeurer aussi longtemps que l'on maintient la pression sur ce contacteur.

Les figures 10 à 15 sont des photographies d'oscillogrammes relevés dans la carte d'interface. La figure 10 montre, en haut, la forme du signal sur la sortie du circuit CI 7 ; en bas on peut voir le signal de l'horloge pointeur présent sur le collecteur du transistor T₁.

Les figures 11 et 12 montrent, pour des échelles de temps différentes, en haut le signal vidéo complet sortant sur la borne N° 14, et en bas de même signal mais vu sur la borne N° 15, c'est-à-dire inversé.

La figure 13 représente en haut l'impulsion 1 si A = B retardée telle qu'elle existe à la sortie du circuit CI 15 lorsqu'il y a présence simultanée de l'horloge pointeur, du signal 1 si 9^e ligne et du signal 0 si A = B retardé par le monostable CI 17. En bas de la même figure on peut voir un signal vidéo entrant sur la borne N° 13.

La figure 14 détaille le fonctionnement des deux monostables CI 17 et CI 18. En haut est figurée l'impulsion de déclenchement 1 si A = B. La trace du milieu montre la sortie Q du monostable 17 ; on remarquera que ce dernier est déclenché par le front descendant du signal appliqué sur son entrée A. En bas est représenté le signal présent sur la sortie Q du monostable 18 ; on notera que ce monostable est déclenché par le flanc montant du signal appliqué sur son entrée B.

La figure 15 représente, en haut, un signal d'écriture entrant sur la borne N° 2 et en bas la sortie du signal 1 si A = B inversé (0 si A = B) sur la borne N° 10. Ce signal 0 si A = B va permettre l'écriture ; il

n'est présent que tant que l'on actionne le contacteur d'écriture. Il se répète un certain nombre de fois, mais cela est sans importance car, dans ce cas, l'écriture se fait toujours au même endroit de la mémoire. Le compteur/décompteur du pointeur n'avancera d'une unité que lorsqu'on relâchera la pression sur le contacteur.

La figure 16 montre le brochage des différents circuits intégrés utilisés dans ce montage : précisons que tous les boîtiers sont vus de dessus ; côté opposé aux broches.

R. DESMAY

**NOMENCLATURE DES
ELEMENTS DE
LA FIGURE 7**

- R₁ = 1 MΩ 10 % 1/2 Watt.
- R₂ = 270 kΩ 10 % 1/2 Watt.
- R₃ = 39 kΩ 10 % 1/2 Watt.
- R₄ = 270 Ω 10 % 1/2 Watt.
- R₅ = 680 Ω 10 % 1/2 Watt.
- R₆ = 680 Ω 10 % 1/2 Watt.
- R₇ = 15 kΩ 10 % 1/2 Watt.
- R₈ = 27 kΩ 10 % 1/2 Watt.
- R₉ = 4700 Ω 10 % 1/2 Watt.
- R₁₀ = 680 Ω 10 % 1/2 Watt.
- R₁₁ = 4 700 Ω 10 % 1/2 Watt.
- R₁₂ = 180 Ω 10 % 1/2 Watt.

- P₁ = 1 MΩ linéaire.
- P₂ = 10 kΩ linéaire.
- P₃ = 47 kΩ linéaire.

- C₁ = 0,47 μF 63 V.
- C₂ = 47 μF 12 V.
- C₃ = 100 pF 63 V.
- C₄ = 47 pF 63 V.
- C₅ = 470 pF linéaire.

- CI 1, CI 2, CI 3, CI 4 = SFC 486 E.
- CI 5, CI 6 = SFC 486 E.
- CI 7, CI 8, CI 9, CI 10 = SFF 24011 AEV.
- CI 11, CI 12, CI 13, CI 14 = SFC 403 E.
- CI 15, CI 16 = SFC 420 E.
- CI 17, CI 18 = SFC 4123 E.

T₁ = BCW 96 B.

Lecteurs-Service :

NOUVELLE RUBRIQUE

GRATUITE

VENTE, ACHAT,

ÉCHANGE DE MATÉRIEL

D'OCCASION

(Radio - T.V. - Hifi - Photo-Cinéma -
Appareils de mesure)



Afin de faciliter à nos lecteurs le renouvellement ou l'évolution de leur équipement, nous avons décidé de mettre à la disposition **des particuliers** (cette rubrique ne concernant pas les commerçants et professionnels) une **annonce gratuite** concernant vente, achat ou échange de matériel **d'occasion**.

Votre annonce ne doit pas dépasser 5 lignes de 36 lettres ou signes. Son texte (comportant votre adresse) doit être écrit en caractères d'imprimerie.

Il doit être adressé un mois à l'avance à :

"S.A.P." LECTEURS-SERVICE H-P
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS



**NOUS SOUHAITONS
QUE CETTE NOUVELLE RUBRIQUE
VOUS SOIT AGRÉABLE ET UTILE !..**

SÉLECTION DE CHAINES HIFI

CHAINES TECHNICS

CHAINE TECHNICS 5360

Cette chaîne comprend :
— un tuner amplificateur **Technics 5360**,
— une table de lecture **Akai AP 001**,
— deux enceintes acoustiques **3A Alphase**.
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 :
Gammas : 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 AP 001 :

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 t/mn.

Pleurage et scintillement : < 0,09 % WRMS.

Signal/bruit : > 47 dB.
Longueur du bras : 220 mm.

Echelle de pression : 0 à 4 g.
Poids de cellule admis : 4 à 15 g.

Relève-bras hydraulique.
Dimensions : 445 x 350 x 140 mm.

L'enceinte acoustique 3A ALPHASE :

Puissance nominale : 35 W.
Impédance : 6 Ω.

Réponse en fréquence : 40 à 35 000 Hz.

Distorsion harmonique : 0,7 %.

Dimensions : 260 x 520 x 260 mm.

CHAINE TECHNICS 5460

Cette chaîne comprend :
— un tuner amplificateur **Technics 5460**,

— une table de lecture **Technics SL 2000**,

— deux enceintes acoustiques **3A Allegretto ou Martin Superlab**.

Le tuner amplificateur TECHNICS 5460 :

Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 65 W/8 Ω.

Distorsion harmonique : 0,1 %.

Bande passante : 20 à 20 000 Hz ± 0,5 dB.

Rapport signal/bruit : phono : 65 dB ; aux. : 80 dB.

Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV/47 kΩ ; aux. : 150 mV/35 kΩ ; magnéto 1 : 180 mV/40 kΩ ; magnéto 2 : 150 mV/35 kΩ.

Partie tuner :
Gammas : PO - FM.

Sensibilité FM : 1,8 μV.
Rapport signal/bruit : 54 dB.

Dimensions : 500 x 150 x 420 mm.

La table de lecture TECHNICS SL 2000 :

Platine à entraînement direct.
Moteur CC sans balais.

Plateau en aluminium moulé, 30 cm.

Changement de vitesse à système électronique.

Réglage fin de vitesse.
Pleurage et scintillement : 0,045 %.

Ronflement : - 47 dB.

Dimensions : 430 x 125 x 346 mm.

L'enceinte acoustique 3A ALLEGRETTO :

Puissance : 60 W.
Bande passante : 30 à 20 000 Hz.

H.P. basse de 26 cm de diamètre.

Enceinte équipée de 2 chambres de compression médium et aigu.

L'enceinte acoustique MARTIN SUPERLAB :

Puissance : 55 W.
Bande passante : 32 à 18 000 Hz.

Impédance : 8 Ω.
Potentiomètre de réglage de l'aigu.

Boomer de 30 cm.
Dimensions : 600 x 360 x 250 mm.

CHAINE TECHNICS 7600

Cette chaîne comprend :
— un amplificateur **Technics SU 7600**,

— un tuner **Technics ST 7600**,

— une table de lecture **Akai AP 001**,

— deux enceintes acoustiques **3A Alphase**,

— un magnétocassette **Akai CS 34D**.

L'amplificateur TECHNICS SU 7600 :

Puissance : 2 x 43 W/8 Ω à 1 000 Hz.

Distorsion harmonique totale : 0,2 %.

Distorsion d'intermodulation : 0,2 %.

Bande passante : 5 à 65 kHz (à - 3 dB).

Tension résiduelle signal/bruit : 0,6 mV.

Sensibilité et impédance des entrées : phono :

2 mV/47 kΩ ; tuner :

150 mV/47 kΩ ; auxiliaire :

150 mV/47 kΩ ; magnéto 1 :

150 mV/47 kΩ ; magnéto 2 :

150 mV/47 kΩ.
Rapport signal/bruit : phono :

72 dB ; tuner et aux. : 92 dB.
Alimentation : 110/220 V.
Dimensions : 410 x 140 x 332 mm.

Le tuner TECHNICS ST 7600 :

Gammas : PO - FM.
Sensibilité FM :

1,4 μV/300 Ω.
Rapport signal/bruit : 60 dB (stéréo).

Distorsion harmonique : 0,4 % (stéréo).

Séparation stéréo : 55 dB.
Sensibilité AM : 30 μV.

Dimensions : 410 x 140 x 352 mm.

La table de lecture AKAI AP 001 :

(voir chaîne Technics 5360).

L'enceinte acoustique 3A ALPHASE :

(voir chaîne Technics 5360).

Le magnétocassette AKAI CS 34D :

Stéréo 4 pistes.
Vitesse : 4,75 cm/s.

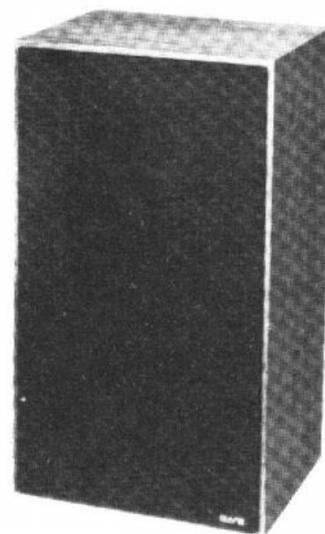
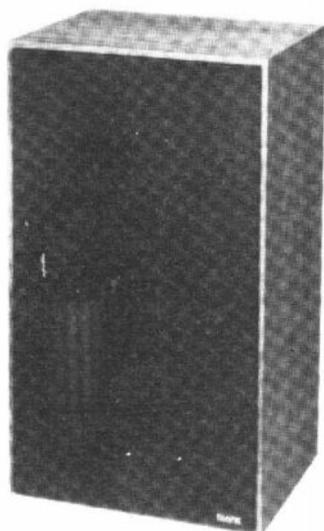
Fluctuations : < 0,13 %.

Bande passante ± 3 dB : 40 à 13 000 Hz (L.N.) ; 40 à 15 000 Hz (Cr O2).

Distorsion : < 1,5 % (1 000 Hz).

Rapport signal/bruit : > 52 dB (avec Dolby).

Dimensions : 378 x 110 x 225 mm.



CHAINES AKAI

CHAINE AKAI AM 2400

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur Akai AM 2400,
- une table de lecture Akai AP 001,
- deux enceintes acoustiques Siare BX 32.

L'amplificateur AKAI AM 2400 :

Puissance : 2 x 40 W.
Distorsion : 0,3 % (à 1 000 Hz).

Rapport signal/bruit : 100 dB.
Bande passante : 7 à 40 000 Hz.

Sensibilité des entrées : phono 1 et 2 : 3 mV/100 k Ω ; tuner : 150 mV/100 k Ω ; magnéto : 150 mV/100 k Ω ; Din : 30 mV/180 k Ω .

Dimensions : 440 x 141 x 331 mm.

La table de lecture AKAI AP 001 : (voir chaîne Technics 5360).

L'enceinte acoustique SIARE BX 32 :

Puissance : 30 W.

Bande passante : 35 à 22 000 Hz.
Impédance : 4/8 Ω .
Dimensions : 500 x 255 x 230 mm.

CHAINE AKAI AM 2600

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur Akai AM 2600,
- une table de lecture Technics SL 2000,
- deux enceintes acoustiques Siare Fugue 50.

L'amplificateur AKAI AM 2600 :

Puissance : 2 x 60 W.
Distorsion : 0,1 % (à 1 000 Hz).

Rapport signal/bruit : 100 dB.
Bande passante : 7 Hz à 40 000 Hz.

Sensibilité des entrées : phono 1 : 3 mV/100 k Ω ; phono 2 : 3 mV/50 k Ω ; tuner : 150 mV/100 k Ω ; magnéto : 150 mV/100 k Ω ; Din : 30 mV/180 k Ω .

Dimensions : 440 x 141 x 331 mm.

La table de lecture TECHNICS SL 2000 : (voir chaîne Technics 5460).

L'enceinte acoustique SIARE FUGUE 50 :

Puissance : 35 W.
Impédance : 4/8 Ω .

Bande passante : 20 à 30 000 Hz.

Dimensions : 600 x 390 x 285 mm.

CHAINE AKAI AM 2800

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur Akai AM 2800,
- une table de lecture Pioneer PL 112 D,
- deux enceintes acoustiques Siare Fugue 50.

L'amplificateur AKAI AM 2800 :

Puissance : 2 x 80 W.

Distorsion : 0,08 % (à 1 000 Hz).

Rapport signal/bruit : 100 dB.
Bande passante : 7 à 40 000 Hz.

Sensibilité des entrées : phono 1 : 3 mV/100 k Ω ; phono 2 : 3 mV/50 k Ω ; tuner : 150 mV/100 k Ω ; magnéto : 150 mV/100 k Ω ; Din : 30 mV/180 k Ω .

Dimensions : 440 x 165 x 396 mm.

La table de lecture PIONEER PL 112 D :

Platine à entraînement par courroie.

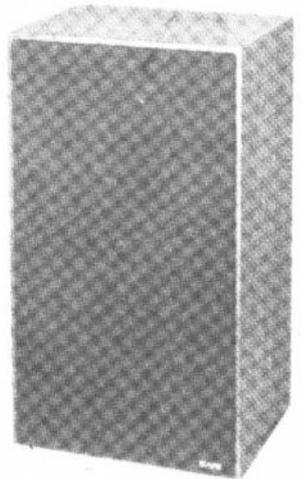
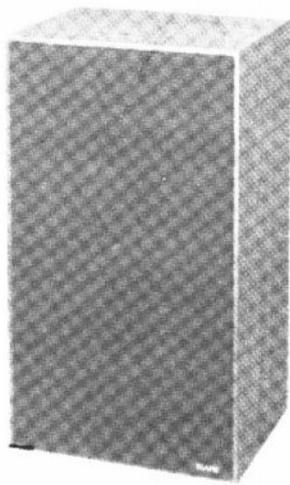
Moteur synchrone : 4 pôles.
Bras tubulaire en S.

Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : < 0,07 %.

Rapport signal/bruit : > 63 dB.

Dimensions : 440 x 159 x 362 mm.

L'enceinte acoustique SIARE FUGUE 50 : (voir chaîne Akai AM 2600).



CHAINES PIONEER

CHAINE PIONEER 5530

Cette chaîne comprend :
— un tuner amplificateur **Pioneer 5530**,
— une table de lecture **Akai AP 001**,
— une platine de magnétophone **Akai 4000 DS MK III**,
— deux enceintes acoustique **Siare CX 32**.

Le tuner amplificateur PIONEER 5530 :

Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 22 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : > 0,8 %.
Distorsion d'intermodulation : < 0,8 %.
Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV/50 kΩ ; micro : 7 mV/85 kΩ ; aux. : 150 mV/75 kΩ ; magnéto : 150 mV/75 kΩ.

Bande passante : 20 à 30 000 Hz (± 1 dB).

Partie tuner :

Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,9 μV.
Rapport signal/bruit : 70 dB.
Distorsion harmonique : 0,4 % (stéréo).
Séparation stéréo : 40 dB.
Dimensions : 480 x 147 x 405 mm.

La table de lecture AKAI AP 001 : (voir chaîne Technics 5360).

La platine de magnétophone AKAI 4000 DS MK II :

Magnétophone 4 pistes.
Diamètre des bobines : 18 cm.
Vitesses : 9,5 et 19 cm/s.
Pleurage et scintillement : < 0,12 % (à 19 cm/s).
Bande passante : 30 à 23 000 Hz (à 19 cm/s).
Distorsion : < 1 % (à 1 000 Hz).
Rapport signal/bruit : > 58 dB.
Dimensions : 407 x 314 x 196 mm.

L'enceinte acoustique SIARE CX 32 :

Enceinte à 3 voies.
Puissance : 35 W.
Puissance maxi : 45 W.
Amplificateur : à partir de 10 W.
Impédance : 4 à 8 Ω.
Bande passante : 30 à 22 000 Hz.
Conforme aux normes DIN 45500.
Dimensions : 540 x 300 x 240 mm.
Poids : 9 kg.

CHAINE PIONEER SA 8500

Cette chaîne comprend :
— un amplificateur **Pioneer SA 8500**,

— une table de lecture **Scott PS 76**,
— un magnéto-cassette **Akai AS 630**,
— deux enceintes acoustiques **Siare Fugue 50**.

L'amplificateur PIONEER SA 8500 :

Puissance : 2 x 60 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : < 0,1 %.
Distorsion d'intermodulation : < 0,1 %.
Bande passante : 7 à 40 000 Hz.
Rapport signal/bruit : phono : > 70 dB ; aux. : > 90 dB.
Sensibilité des entrées : phono 1 et 2 : 2,5 mV/50 kΩ ; tuner, aux. : 150 mV/50 kΩ ; micro : 7,5 à 15 mV/85 kΩ.
Dimensions : 420 x 150 x 345 mm.

La table de lecture SCOTT PS 16 :

Vitesses : 33 1/3 et 45 t/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 SIARE FUGUE 60 : (voir chaîne Akai AM 2600).

CHAINE PIONEER SA 7500

Cette chaîne comprend :
— un amplificateur **Pioneer SA 7500**,
— une table de lecture **Akai AP 001**,
— deux enceintes acoustiques **3A Apogée**.

L'amplificateur PIONEER SA 7500 :

Puissance : 2 x 40 W/8 Ω.
Bande passante : 5 à 40 000 Hz.
Distorsion harmonique : < 0,3 %.
Distorsion d'intermodulation : < 0,3 %.
Rapport signal/bruit : phono : > 70 dB ; aux. : > 90 dB.
Sensibilité des entrées : phono 1 et 2 : 2,5 mV/50 kΩ ; tuner, aux., 150 mV/50 kΩ ; magnéto : 150 mV/50 kΩ ; micro : 7,5 mV/85 kΩ.
Dimensions : 420 x 150 x 345 mm.

La table de lecture AKAI AP 001 : (voir chaîne Technics 5360).

L'enceinte acoustique 3A APOGÉE :

Puissance : 50 W.
Impédance : 8 Ω.
Bande passante : 35 à 35 000 Hz.
Distorsion : < 1 %.
Dimensions : 260 x 630 x 320 mm.

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 03.28 - M. Raymond BOUCHAND, 76 Le Havre, nous demande où se procurer un transistor TH 02 - 107 (ou à défaut, un transistor équivalent), transistor équipant en trois exemplaires un appareil de mesures.

Le transistor TH 02 - 107 ne figure dans aucune de nos documentations, et de ce fait, nous ne pouvons pas non plus vous indiquer un type correspondant éventuel. A notre avis, il ne doit pas s'agir d'une immatriculation, mais d'un simple marquage industriel selon un code propre à l'utilisateur.

Si vous avez le schéma de cet appareil de mesures (?), vous pourriez nous le soumettre et il nous serait peut-être alors possible de déterminer un type de transistor de remplacement selon la fonction et l'utilisation des transistors d'origine.

RR - 03.29 - M. Michel SIMONIN, 77 Provins, nous fait part de ses ennuis dus à des perturbations qu'il provoque sur des téléviseurs et autres appareils voisins lorsqu'il utilise un radio-téléphone 27 MHz. Il nous fait part de divers essais qu'il a effectués sans succès et nous demande conseils.

Pour déterminer ce qu'il convient de faire au sujet des perturbations générées par un émetteur 27 MHz et produites sur un téléviseur, il faut bien comprendre ce qui se passe.

L'émission 27 MHz existe et ne peut être supprimée ou atténuée. D'autre part, avec un radio-téléphone bien conçu, et donc homologué par les P.T.T. le rayonnement perturbateur harmonique est extrêmement faible et peut être négligé.

En conséquence, c'est bien le rayonnement sur 27 MHz qui est gênant. Comment pénètre-t-il dans les téléviseurs voisins ? Tout simplement en attaquant directement la bande passante MF « vision » qui s'étend de 28,05 à 39,2 MHz, car les circuits d'entrée d'un téléviseur ne sont jamais assez sélectifs pour s'opposer au passage des signaux à 27 MHz.

De ce fait, c'est un filtre, un « bouchon » 27 MHz, qu'il convient de monter à l'entrée « antenne » des téléviseurs voisins perturbés, ou à l'avant de l'amplificateur de distribution s'il s'agit d'une antenne collective.

Quant aux autres appareils (électrophones, magnétophones), c'est une autre affaire. Ici, le signal 27 MHz attaque directement l'étage d'entrée de ces appareils, étage d'entrée qui détecte immédiatement (inconvenient des transistors).

La solution consiste à agir également directement sur l'étage d'entrée de ces appareils :

- blindage de cet étage d'entrée ;
- blindage total de l'appareil, éventuellement à relier à une prise de terre ;
- montage d'un filtre - secteur en double L sur les fils d'alimentation ;
- amélioration du blindage des fils des organes connectés aux entrées (fils de pick-up par exemple) ;
- shuntage des entrées par une petite capacité céramique de 100 à 500 pF.

Enfin si votre radio-téléphone est alimenté par le secteur, vous pouvez essayer d'intercaler un filtre en double L sur les fils du réseau pour éviter le rayonnement par celui-ci.

RR - 03.30 - M. Jean-Louis DESAYES, 75018 Paris, nous demande des adresses où il pourrait se procurer des piles rechargeables de 6 V avec le chargeur correspondant.

Les piles rechargeables... cela n'existe pas !

Nous pensons que vous confondez avec les petits accumulateurs étanches au cadmium - nickel (présentés sous la forme de piles) qui eux sont rechargeables.

Divers types sont offerts dans le commerce (forme, tension, capacité). Vous pourriez vous procurer le type qui vous convient (ainsi que le chargeur correspondant) en consultant par exemple des établissements tels que :

- « Au Pigeon Voyageur », 252, bis, boulevard Saint-Germain, 75007 Paris.
- OMNITECH, 82, rue de Clichy, 75009 Paris.

RR - 03.33 - M. Serge HORTEZ, 77 Meaux, nous demande le schéma d'un convertisseur d'alimentation 12 V courant continu - 220 V/50 Hz/500 W.

Nous ne disposons d'aucun schéma de convertisseur conforme à ce que vous demandez.

En fait, avez-vous songé qu'une puissance de 500 W reportée au primaire 12 V, cela fait 42 A... sans tenir compte des pertes ! En conséquence, il faudrait donc démarrer d'une batterie d'accumulateurs 12 V de 420 Ah au moins. De plus, nous ne parlerons pas de la difficulté à utiliser des transistors convertisseurs sur le circuit primaires susceptibles de supporter une intensité de 42 A en régime permanent...

RR - 03.15-F - M. Jacques REY, 69 VENISSIEUX, nous demande le schéma d'un variateur manuel de lumière pour une lampe de 24 V, puissance 150 W.

Un montage de ce genre est représenté sur la figure RR-03.15.

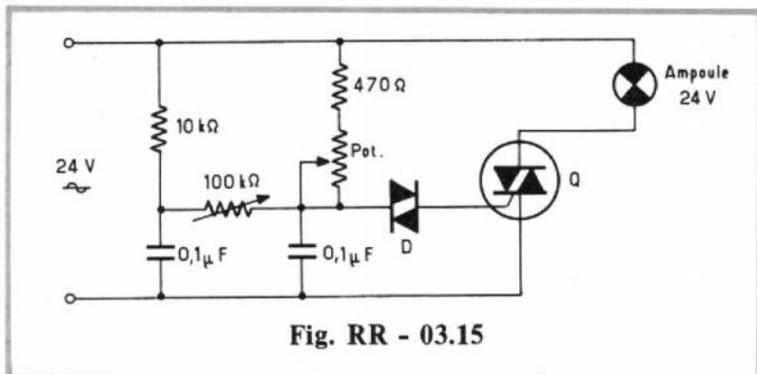


Fig. RR - 03.15

Le réglage de l'intensité lumineuse s'effectue par la manœuvre du potentiomètre Pot. de 50 kΩ À VARIATION LINÉAIRE.

D est une diac du type V413 (Sescosem); le triac Q est du type ESM 193 - 400 (même marque).

La résistance ajustable de 100 kΩ doit être réglée pour obtenir l'extinction de l'ampoule lorsque le potentiomètre Pot. est à sa valeur maximale de résistance.

Nous rappelons ici les variateurs de lumière à triac fonctionnant sous basse tension (24 V) ne sont pas toujours très progressifs...

RR - 03.16 - M. Roger BARD, 65 Rabastens-de-Bigorre, nous demande conseil pour l'amélioration de ses réceptions de télévision.

Il est certain qu'un préamplificateur d'antenne pourrait apporter une amélioration de vos réceptions TV. Mais ce préamplificateur (il en existe de nombreux et excellents modèles dans le commerce) doit être installé convenable-

ment. En effet, s'il est placé dans l'appartement à l'entrée du téléviseur, il sera inefficace. Il doit être monté juste au-dessous de l'antenne proprement dite et alimenté par le truchement du câble coaxial de descente.

Néanmoins, en télévision, il n'y a pas de miracle; il est des

cas de réceptions difficiles où tous les préamplificateurs demeurent inopérants (lieu de réception au fond d'une vallée entourée de collines élevées, par exemple).

RR - 03.17 - M. François GONDEAU, 63, Saint-Amand-Tallende, nous demande de lui envoyer divers schémas d'interphones.

Voici une liste des numéros de notre revue dans lesquels des montages d'interphones ont été publiés et parmi lesquels vous pourrez faire votre choix :

- Interphones ordinaires : Numéros 1128, 1366, 1370 et 1425.
- Interphones automatiques commandés par la parole : numéros 1040 et 1152.
- Interphones secteur sans fil (liaison HF) : numéros 114, 1123, 1129 et 1165.

RR - 03.18 - M. Léon Mathivet, 51 Epernay, demande conseil pour la mise

au point d'un récepteur VHF qu'il vient de réaliser à l'aide de platines VHF + MF + BF du commerce.

D'après vos explications, la section VHF semble bien fonctionner vu la diversité des stations reçues.

Toutefois, nous ne pouvons pas vous dire à distance, la raison de la faiblesse du volume sonore des auditions. Il faudrait pouvoir examiner vos platines, votre assemblage, etc.

Cependant, vous devriez essayer l'amplificateur BF seul en attaquant son entrée par la sortie « détection » d'un radiorécepteur ordinaire. Si l'audition demeure faible, c'est bien la section BF qui est en cause; dans le cas contraire, il faudra penser à un défaut de la platine MF (dérèglement des transformateurs MF, peut-être ?).

RR - 03.19 - Yves Liogier, 50 Saint-Lo, nous demande le schéma d'un montage permettant le déclenchement à distance (et sans fil) d'un appareil de photos.

La solution du problème est aisée: il suffit de prendre n'importe quel montage de radiocommande, ensemble émetteur et récepteur de conception simple, du type monocanal, dont de nombreuses descriptions ont déjà été publiées dans nos revues (bande 27 ou 72 MHz). Vous pouvez également, bien entendu, acquérir un ensemble tout prêt du commerce.

Les récepteurs de radiocommande de ce genre se terminent tous par un relais sensible avec lequel il sera facile de commander un petit électroaimant (par exemple) provoquant le déclenchement de l'appareil de photos.

RR - 03.20 - M. Henri SOUCHON, 45 Montargis, nous demande des schémas d'adaptateurs permettant de transformer un contrôleur universel ordinaire en voltmètre électronique à forte impédance d'entrée.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à nos publications suivantes :

Radio-Plans N° 281, page 52.

Electronique Pratique N° 1540, page 74 et N° 1564, page 96.

Haut-Parleur N° 1288, page 144.

RR - 03.21 - M. Pierre Glad, 42 Saint-Genest-Lerpt, nous soumet le schéma synoptique de son récepteur FM/OC/PO/GO et désire savoir s'il est possible d'utiliser l'antenne extérieure FM/OC sur les gammes PO/GO.

Ce récepteur présente en outre une anomalie: réception du son TV en certains points des bandes OC de fréquences élevées.

1) L'utilisation possible d'une antenne extérieure, d'après vos explications, semble donc être prévue sur FM et OC. Par un procédé semblable et en installant une commutation supplémentaire (une position supplémentaire par rapport à celle existant actuellement), on pourrait également appliquer l'antenne sur les bandes PO et GO.

Partant de cette position supplémentaire, il faut prévoir une connexion aboutissant à un enroulement auxiliaire comportant une trentaine de tours bobinés sur le cadre-ferrite incorporé; l'autre extrémité de cet enroulement additif doit être connectée à la masse. Cependant, nous ne pensons pas qu'une telle adjonction puisse apporter des

résultats vraiment remarquables.

2) La réception du son TV en certains points des bandes OC de fréquences élevées s'explique par les faits suivants :

a) Harmoniques importantes de l'oscillateur du changement de fréquence OC ;

b) sélectivité insuffisante des circuits d'accord OC.

En conséquence, il y a donc battements interférentiels dont l'un d'eux correspond à la valeur MF du récepteur, d'où amplification indésirable par ce canal.

RR - 03.22 - M. Grégoire FIEUX, 22 Saint-Brieuc, nous demande les brochages en boîtier DIL 14 broches des circuits intégrés 709 et 714.

1) Concernant le circuit intégré 709 en boîtier DIL 14 broches, veuillez vous reporter à la page 318 de notre numéro 1473.

2) Concernant le circuit intégré 741 (même type de boîtier), veuillez vous reporter à la page 314 de notre numéro 1454.

RR - 03.23 - M. Raymond LEDUC, 12, rue Victor-Deloué 59186 Anor, recherche le schéma du téléviseur « noir et blanc » de marque TEVEA - Luxe S.G.T.V.E. (N° de chassi 183733).

RR - 03.24-F - M. Bruno BOIVIN, 25 Baume-les-Dames, nous demande les caractéristiques et les brochages des tubes DG7 - 31/01 et QQE 03-20.

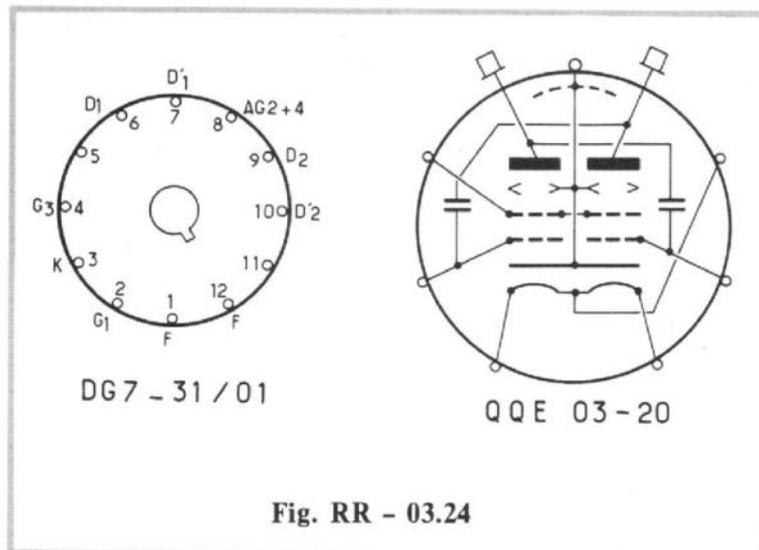


Fig. RR - 03.24

1) Tube cathodique pour socilloscope DG7 - 31/01. Chauffage = 6,3 V 0,3 A ; Vg4 = 500 V ; Vg3 = 0 à 120 V ; Vg2 = 500 V ; Vg1 = -50 à -100 V. Ecran : trace verte.

Déviations D₁ d₁ symétrique ; sensibilité = 0,27 mm/V. Déviations D₂ D₂' asymétrique ; sensibilité = 0,48 mm/V. Brochage : voir figure RR-03.24.

2) Double tétrode d'émission QQE 03 - 20 (ou 6252). Chauffage = 6,3 V/1,3 A ou 12,6 V/0,65 A. Fréquence max. = 200 MHz ; S = 2,5 mA/V ; Wa = 10 W ; capacité d'entrée = 7 pF ; capacité de sortie = 2,6 pF.

Amplificateur tripleur de fréquence : Va = 300 V ; Vg₁ = 175 V ; Vg₂ = 250 V ; Ia = 90 mA ; Ig₂ = 6 mA ; puissance d'entrée = 2 W ; puissance de sortie = 10 W.

Amplificateur push-pull C/CW : Va = 600 V ; Vg₁ = 60 V ; Vg₂ = 250 V ; Ia = 100 mA ; Ig₂ = 8 mA ; Ig₁ = 1,4 mA ; puissance d'entrée = 1,5 W ; puissance de sortie = 48 W.

Amplificateur push-pull classe C, modulation plaques et écrans : Va = 500 V ; Vg₁ = 80 V ; Vg₂ = 250 V ; Ia = 80 mA ; Ig₁ = 2 mA ; puissance de sortie = 31 W.

Brochage : voir figure RR-03-24.

RR - 03.25 - M. Romain MANPOUYA, Brazzaville (Congo) possède un téléviseur au standard C.C.I.R. et désire l'utiliser sur le standard O.I.R.T.

En télévision, le standard O.I.R.T. ne se différencie du standard C.C.I.R. que par l'écart en fréquences entre la porteuse « son » et la porteuse « vision ».

Cet écart est de 5,5 MHz pour le standard C.C.I.R. et de 6,5 MHz pour le standard O.I.R.T.

Avec votre téléviseur prévu pour le standard C.C.I.R., vous nous dites recevoir correctement l'image. L'oscillateur étant réglé pour obtenir la meilleure image possible, en conséquence, il doit suffire de décaler de 1 MHz le réglage du canal MF « son » (transformateurs de l'amplificateur MF « son ») pour obtenir convenablement celui-ci.

Le cas échéant, et si nécessaire, revoir également en conséquence les réglages des réjecteurs de son du canal MF « vision ».

RR - 03.26 - M. Louis MONTENSIER, 54 Essey-les-Nancy, nous demande de lui établir un schéma lui permettant de construire une paire de talkies-walkies simple et robustes.

Il y a quelques années en effet, nous avons publié des schémas pour la construction de talkies-walkies par l'amateur. Néanmoins, depuis cette époque, la réglementation a changé et maintenant, les talkies-walkies doivent être homologués par le Service compétent de la Direction Générale des Télécommunications les réalisations « amateurs » ne sont plus tolérées).

De plus, un fer à souder et un simple contrôleur universel ne suffisent pas pour effectuer convenablement la mise au point, le réglage et l'alignement des circuits des talkies-walkies (après leurs constructions).

RR - 03.27 - M. Jean TULOUP, 68 Mulhouse, sollicite nos conseils pour l'installation de divers haut-parleurs à l'intérieur d'une enceinte acoustique.

D'après les caractéristiques que vous nous communiquez au sujet des trois haut-parleurs à votre disposition, il y a une impossibilité technique en ce qui concerne le haut-parleur de plus grand diamètre dont l'impédance est de 4 Ω, alors que l'impédance des deux autres est de 8 Ω.

Pour obtenir un fonctionnement correct, nous vous rappelons que les trois haut-parleurs associés dans une enceinte acoustique et couplés entre eux par un filtre à trois voies, doivent tous présenter la même impédance (celle-ci devant être par ailleurs égale à l'impédance de sortie de l'amplificateur BF).

Il n'est pas question de jouer sur la valeur des composants du filtre à trois voies pour compenser ou corriger l'impédance trop faible du haut-parleur de 4 Ω.

RR - 03.34 - M. Raoul TROSSELLI, 76 Sotteville-les-Rouen, nous demande conseil au sujet de l'allumage sur une moto de compétition.

Nous ne voyons pas très bien à quel montage additionnel simple vous faites allusion dans le but de minimiser l'usure des contacts du rupteur d'allumage.

Vous pensez peut-être à un montage d'allumeur électronique très simple, dispositif ne comportant essentiellement qu'un transistor de puissance dont la base est commandée par le rupteur, transistor commandant à son tour la bobine. L'intensité traversant le rupteur est alors réduite (voir par exemple notre numéro 1127).

Néanmoins, dans le cas d'une moto bicylindre, sans distributeur pour l'allumage, ayant donc deux rupteurs, il faudrait installer deux dispositifs de ce genre.

RR - 03.35 - M. Daniel REGOIRE, 75010 Paris, nous demande si nous avons déjà publié des schémas de réducteurs de bruit de fond (applicables en BF).

Nous avons en effet publié divers schémas de réducteurs de bruit de fond. Nous vous suggérons de vous reporter aux numéros suivants du Haut-Parleur : 1349 (page 90); 1370 (page 220); 1440 (page 153); 1482 (page 243); 1517 (page 232).

RR - 03.36 - M. Philippe PETIT, 53 Laval, nous demande conseil pour la construction d'une antenne genre ground-plane destinée à un émetteur - récepteur type SCR 510.

L'émetteur récepteur SCR 510 peut s'accorder au choix sur n'importe quelle fréquence comprise entre 20 et 28 MHz (c'est-à-dire entre 10,7 et 15 mètres de longueur d'onde). En conséquence, l'antenne ground-plane que vous envisagez d'installer doit être dimensionnée selon la longueur d'onde que vous utilisez, ou que vous envisagez d'utiliser, afin d'obtenir le rendement maximum.

La longueur du fouet vertical doit sensiblement être égale au quart de la longueur d'onde employée multiplié par 0,95 :

$$L = 0,95 \frac{\lambda}{4}$$

Vous devez aussi avoir la même longueur pour les quatre éléments radiaux horizontaux constituant le plan de terre.

RR - 03.37 - M. Jean VERNAY, 37 Tours, nous demande conseil pour la construction d'un petit flash électronique portatif « amateur ».

Nous avons déjà publié la description de plusieurs montages de flashes électroniques. Nous vous suggérons de bien vouloir consulter les numéros suivants du Haut-Parleur : 1129, 1351, et 1526.

Néanmoins, nous nous permettons d'attirer votre attention sur le fait suivant : Compte tenu du prix de vente actuel relativement bas de ce genre d'appareils dans le commerce, il ne semble plus guère rentable de chercher à les construire soi-même.

RR - 03.55 - M. Guy MICHALON, 71 Matour, nous soumet un problème

concernant une installation assez particulière d'antennes de télévision.

Le fait d'installer vos antennes de télévision au sommet de la patite colline voisine vous apportera très probablement une nette amélioration, le champ en microvolts devant être certainement plus intense sur ce point haut.

Néanmoins, vous nous annoncez une liaison à l'habitation par l'intermédiaire d'un câble coaxial qui présentera une longueur d'au moins 60 m. De ce fait, il importe de compenser l'affaiblissement que va apporter cette importante longueur de câble en installant un préamplificateur au départ du coaxial (c'est-à-dire juste au-dessous des antennes).

L'alimentation sera installée à l'entrée « antenne » vers le téléviseur, et le courant d'alimentation pour le préamplificateur (24 V) sera véhiculé par le câble coaxial lui-même.

En matériel Portenseigne, nous vous suggérons :

— Préamplificateur à très large bande 40 à 860 MHz (bandes VHF et UHF); gain 14,5 dB; type 01 - 520 - 00.
— Alimentation correspondante 24 V type 01 - 580 - 00.

RR - 03.56 - M. Jean-Pierre GUILLAUME, 22 Dinan, nous demande conseil concernant l'utilisation d'un casque.

D'après vos indications, la sortie « casque » prévue sur votre magnétophone est de 0,6 V sur 5,6 k Ω . Faites le calcul, la puissance moyenne disponible en ce point est de 0,000064 W. En conséquence, il faut donc utiliser un casque sensible et à haute impédance.

Votre casque stéréophonique 2 x 4 Ω ne convient pas; en effet, ces casques récents sont prévus pour être utilisés aux sorties « HP » des ampli-

ficateurs, et une puissance beaucoup plus grande que celle dont vous disposez leur est nécessaire.

RR - 03.57 - M. Jean-Claude MARTIN, 19 Brive, nous demande s'il est possible de remplacer sur son téléviseur le tube cathodique 23 AXP 4 par un tube cathodique du type AW 59 - 91.

Oui, le tube cathodique 23 AXP 4 peut en effet remplacer le tube AW 59 - 91 sans aucune modification; tous deux présentent exactement les mêmes caractéristiques.

RR - 03.58 - M. Charles TONNELLET, 14 Caen, nous demande si nous avons déjà publié le schéma d'un récepteur auto-radio permettant de recevoir le trafic FM sur les fréquences 85, 5 et 85, 6 MHz.

Nous n'avons publié aucun schéma de récepteur de ce genre, et nous ne pensons pas qu'un tel appareil existe commercialement...

Nous estimons que la solution la plus simple, la plus économique et la plus élégante, consiste à utiliser un récepteur auto-radio comportant la gamme FM de radiodiffusion (88 à 100 MHz); puis on décale cette gamme de 88 vers 85 MHz par ses circuits oscillateur et accord, soit par réglage des noyaux de ces circuits, soit par adjonction de petites capacités en parallèle sur ces mêmes circuits. Il convient d'examiner le schéma de l'appareil pour déterminer ce qu'il y a de mieux à faire.

DIP-MÈTRE À MOSFET

DEVONS-NOUS rappeler tout d'abord ce qu'est un dip-mètre ? C'est un oscillateur HF à fréquence variable muni d'un indicateur accusant la variation du courant d'oscillation lorsqu'un circuit à mesurer (circuit absorbant) vibre sur la fréquence propre d'oscillation de l'appareil.

On peut donc dire aussi qu'un dip-mètre fonctionne à l'inverse d'un ondemètre à absorption ; mais nous le verrons plus loin, un dip-mètre peut également être utilisé en ondemètre à absorption...

Le principe général de l'utilisation d'un dip-mètre est représenté sur la figure 1. Sur cette figure, nous avons pris le cas général de l'étude d'un circuit accordé anti-résonnant Lx Cx ; le couplage peut être fait, soit en couplant directement Lx à L, soit au moyen d'une ligne à basse impédance de longueur quelconque, terminée par deux boucles couplées au côté froid des bobines, si l'ensemble Lx Cx est difficilement accessible avec l'appareil.

Avec un tel circuit anti-résonnant, si nous connaissons Cx, on déduit facilement Lx (détermination de la valeur des bobines) par la relation :

$$L_x = \frac{253,28 \times 10^8}{F^2 C_x}$$

dans laquelle F² est le carré de la fréquence d'oscillation de l'appareil au moment de l'absorption accusée par l'indicateur ; Lx en microhenrys (μH) ; Cx en picofarads (pF) ; F en kilohertz (kHz).

Si, par contre, nous connaissons Lx, nous déduirons la valeur de Cx (détermination de la valeur des capacités) par la relation :

$$C_x = \frac{253,28 \times 10^8}{F^2 L_x}$$

(mêmes unités que précédemment).

Dans le cas plus général où Lx et Cx sont inconnus, on voit tout de suite la fréquence de résonance Fx de l'ensemble, par simple lecture de la fréquence d'oscillation de l'appareil au moment de l'absorption accusée par l'indicateur (étalonnage d'un ondemètre à absorption, vérifica-

tion des circuits accordés d'un récepteur, mesure de la fréquence de résonance d'une antenne, etc.).

Précisons que si l'on veut se fier à l'étalonnage en fréquences pré-établi sur le dip-mètre « non chargé » (c'est-à-dire non couplé avec un circuit absorbant quelconque), il faut absolument faire un couplage excessivement lâche entre l'oscillateur et le circuit à étudier. Sinon la fréquence d'oscillation du dip-mètre risque d'être modifiée. Mais, de toute façon, on peut faire une lecture exacte en abandonnant les courbes d'étalonnage et en procédant comme suit : le radioamateur possède toujours un récepteur de trafic soigneusement étalonné ; sans toucher ni au circuit en étude, ni à son couplage avec le dip-mètre, recherchons l'oscillation de ce dernier sur le cadran

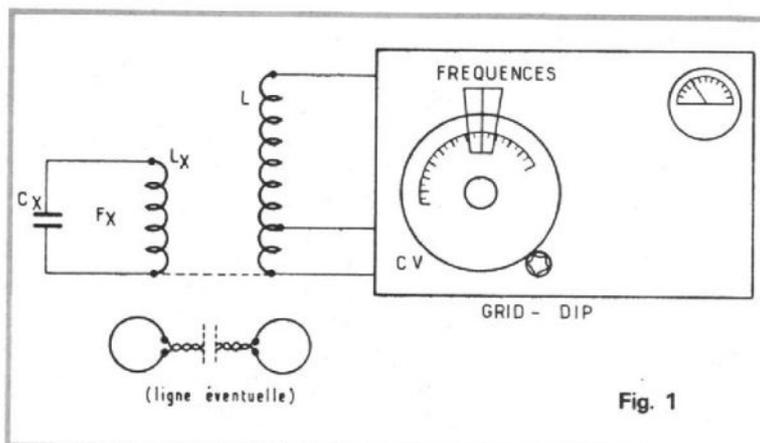
du récepteur. Il ne reste, évidemment, qu'à lire la fréquence de l'oscillation (qui est naturellement aussi la fréquence de résonance du circuit à mesurer) sur le cadran de ce récepteur.

Le schéma général du dip-mètre à transistor MOSFET est représenté sur la figure 2. L'oscillateur est du type Colpitts à drain à la masse (du point de vue HF) utilisant un transistor MOSFET à double porte du type BFS 28 ou BFR 84 (de la R.T.C.).

Le niveau de l'oscillation est détecté par une diode D1 et amplifié par le transistor Q2 commandant l'indicateur constitué par un milliampèremètre de 1 mA de déviation totale.

La transconductance du transistor Q1, et par conséquent l'amplitude de l'oscillation générée, est commandée par le potentiomètre P1 ajustant la tension de porte G2. Lorsque cette dernière est de l'ordre de + 5 V, sur la source de Q1 nous disposons d'une oscillation de 10 V crête à crête environ.

Le potentiomètre P2 permet d'ajuster la sensibilité de l'indicateur, ou plus exacte-



LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE L'ÉLECTRONIQUE POPULAIRE

PRÉSENTE CHAQUE MOIS 4 ÉDITIONS

1^{re} semaine

extrait du sommaire
du N° 1594

Bancs d'essai :

- Le tuner Yamaha CT 410
- L'appareil photographique Canon AE1
- Le magnétophone à cassette Sanyo RD 5150

Réalisations :

- Un temporisateur pour photo et autres applications
- Une roulette électronique



le Haut-Parleur « vulgarisation argus »

Dans cette édition vous trouverez :
des bancs d'essai d'appareils grand public ;
des réalisations d'appareils en kit ;
des articles d'initiation ;
des reportages ; les dernières nouveautés
des informations
et l'argus de l'occasion.

2^e semaine

le Haut-Parleur « sono »

Dans Sono : tout ce qui concerne :
la sonorisation ; le matériel ; les instruments ;
les lumières psychédéliques ; des reportages
dans les discothèques, les salles de spectacle,
les derniers disques ; les nouveaux matériels ;
des conseils techniques et
le courrier des lecteurs pour résoudre
vos problèmes de sono.



extrait du sommaire
du N° 1595

Le groupe « Il était une fois »

Bancs d'essai :

- 4 microphones Sennheiser
- Table de mixage Rodec Mixetta
- Batterie électronique CRB Diamond 725
- L'amplificateur Power APK 280S

3^e semaine

extrait du sommaire
du N° 1591

Réalisations

- Un générateur B.F. sinusoïdal
- Une fréquencesmètre analogique
- Une chambre d'écho
- Un mini laboratoire

Bancs d'essai :

- Compresseur et expanseur de dynamique DBX 124
- Table de lecture Philips GA 437



le Haut-Parleur « vulgarisation »

Tout sur : le son ;
la radio ; la télévision ; l'électronique.
Des bancs d'essai ; des appareils
de mesure ; des réalisations électroniques ;
des articles d'initiation aux techniques
nouvelles et aussi des informations
et des nouveautés.

4^e semaine

le Haut-Parleur « électronique pratique »

Electronique Pratique est plus spécialement
destiné à ceux dont la vocation, ou le « hobby »
touche à l'électronique et aussi aux jeunes
débutants et amateurs.

Vous y trouverez des réalisations ; des
montages expérimentaux ; des appareils en kits ;
mais aussi des articles d'initiation.

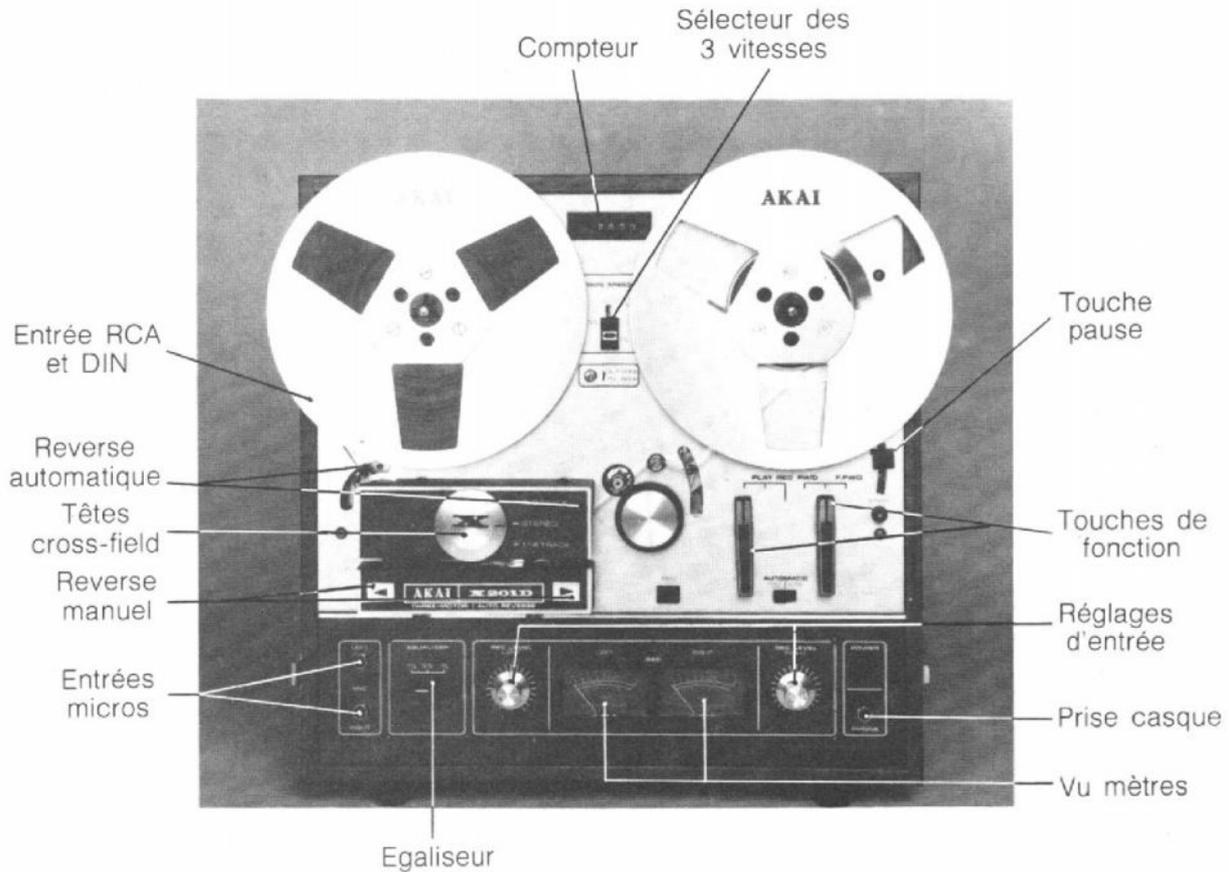


extrait du sommaire
du N° 1592

Réalisations

- Un voltmètre auto à diodes LED
- Une alimentation stabilisée de laboratoire à verrouillage
- Un synthétiseur
- Une alarme antivol pour auto
- Un générateur de vibrato

Une platine Akai reverse pour 400 frs *



La platine à bande Akai X 201 D est une platine trois moteurs à têtes cross-field (champs-croisés) permettant la lecture continue automatique. Caractéristiques techniques : quatre pistes stéréo ou mono, vitesse 19 - 9,5 - 4,75 cm/s, bobine de 18 cm maxi, fluctuation inférieure à 0,08% à 19 cm/s, bande passante 40 à 22 000 Hz à 19 cm/s (± 3 dB) distorsion inférieure à 2%. Rapport signal bruit supérieur à 50 dB. Rembobinage rapide 75 secondes pour 365 m. Capacité d'enregistrement lecture à 4,75 cm/s avec une bande 365 m : 4 heures. Dimension 374 (H) x 362 (L) x 245 (P). Poids 16,6 kg. Garantie totale pièces et main d'œuvre pendant un an.

* Versement légal plus 21 mensualités de 95 francs, soit à crédit 2 395 francs après acceptation du dossier, ou au comptant **1 990** francs. Vous pouvez bénéficier de cette offre spéciale en renvoyant ou en recopiant le bon de commande ci-dessous et l'expédier à l'une des adresses suivantes :

AUDIO CLUB

6, rue Taylor
(début 62, rue R. Boulanger)
(fini 25, rue Château d'eau)
75010 PARIS
Tél. : 607.83.90

MAISON DE LA HIFI

236, boulevard Pereire
75017 PARIS
Tél. : 380.36.23
(métro Porte Maillot)

BON DE COMMANDE



OUI, je désire profiter de cette offre exceptionnelle, adressez-moi franco de port la platine à bande stéréo Akai X 201 D.

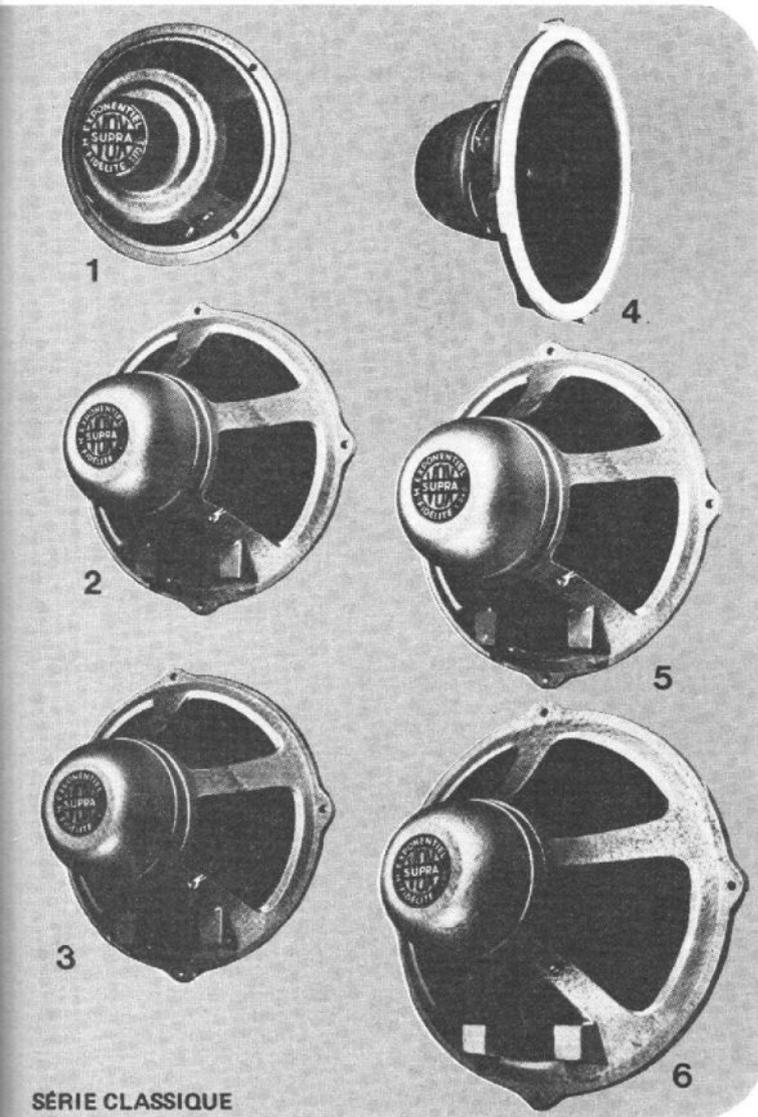
Je choisis le règlement comptant,
Ci-joint un chèque de 1990 F.

Je choisis le règlement à crédit :
Ci-joint un chèque de 400 F. Le solde en 21
mensualités de 95 F.

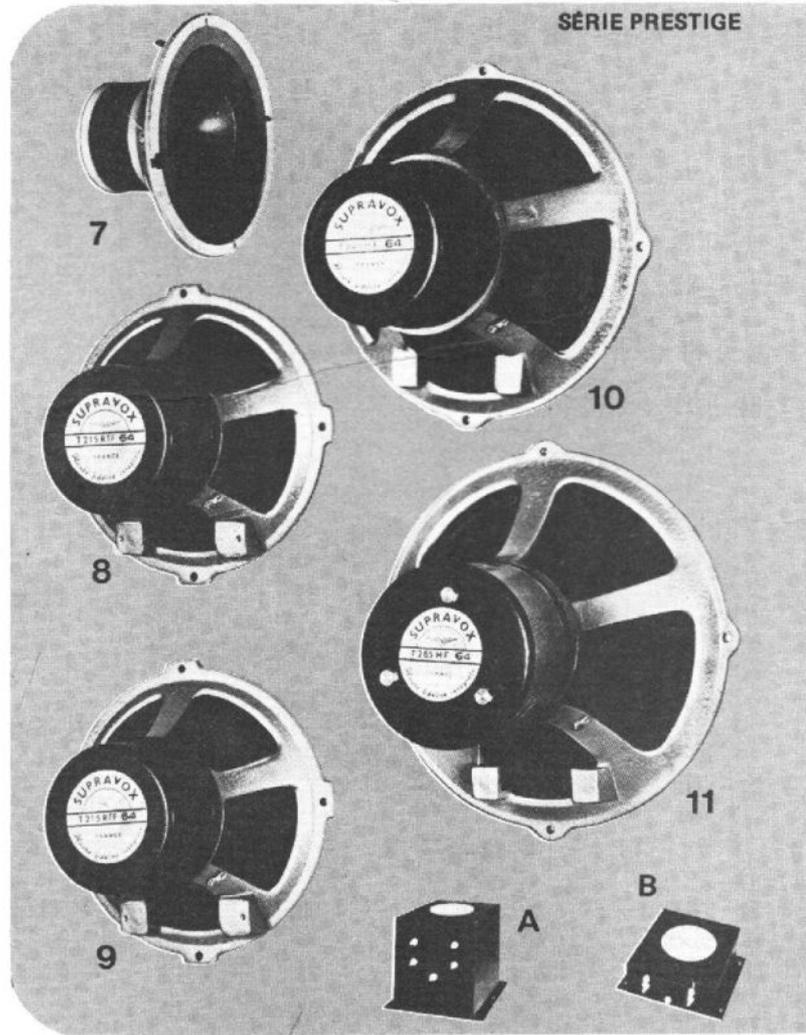
NOM
PRÉNOM AGE
ADRESSE
.....
Signature
(précédée de : lu et approuvé)

SUPRAVOX

N'HESITE PAS...
A VOUS MONTRER
SES HAUT-PARLEURS
NUS!



SÉRIE CLASSIQUE



SÉRIE PRESTIGE

		∅	watts pointe	Bande passante Hz			∅	watts pointe	Bande passante Hz
1	T 175 S	17 cm	8	55 à 16.000	7	TWM 71 Tweeter Médium	17 cm	40	1.500 à 20.000
2	T 215	21 cm	10	40 à 16.000	8	T 215 RTF 64 Fréquences pures	21 cm	40	115 à 12.000
3	T 215 SRTF	21 cm	15	20 à 20.000	9	T 215 RTF 64	21 cm	40	16 à 20.000
4	T RTF 215 Médium	21 cm	20	140 à 10.000	10	T 245 HF 64	24 cm	55	20 à 18.000
5	T 245 Basses	24 cm	20	18 à 6.000	11	T 285 HF 64	28 cm	60	16 à 17.500
6	T 285 Basses	28 cm	28	15 à 6.000	A	FILTRE F 120 Filtre 2 voies Fréq. de coupure 1.400 Hz			
						Puiss. pte ser 150 w Puiss. essais sinusoïdale 200 w	B	FILTRE F 50	Mêmes caractéristiques Techniques que le F 120 mais prévu pour 100 w pointe.

SUPRAVOX

46, RUE VITRUVÉ - 75020 PARIS.

Tel. : PARIS (1) 371.34.48

Autobus : 26. Metro : Maraichers, Alexandre-Dumas

BON A DECOUPER

HP
Veuillez m'adresser gratuitement la documentation
technique très détaillée sur toutes vos productions.

NOM _____

ADRESSE _____

Je suis le moins cher du marché !

LES QUATRE MOUSQUETAIRES DE LA MESURE



Un 20.000 Ω/V pour ce prix... INTRAISENABLE



Un 40.000 Ω/V pour ce prix! Qui dit mieux?



Je suis le dernier arrivé, ... Voyez mes performances!



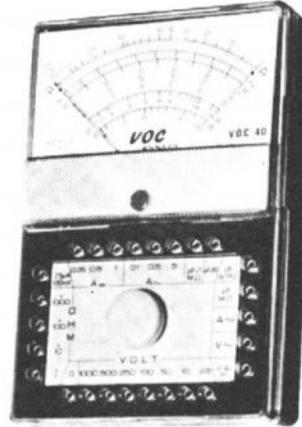
CONTROLEUR UNIVERSEL VOC 10
10.000 Ω / V - Anti-chocs
18 gammes de mesure.
Tensions = et ~ : 6 gammes de 10 à 1000 Volts.
Intensités = : 4 gammes de 100 μA à 500 mA.
Résistances: 2 gammes de 0 à 3 MΩ.
Livré complet avec cordons de mesure et étui en skai.

PRIX : 164,00 F TTC



CONTROLEUR UNIVERSEL VOC 20
20.000 Ω / V - Anti-chocs - Anti-surcharges - 43 gammes de mesure.
Tensions = : 8 gammes de 100 mV à 1000 V - Tensions ~ : 7 gammes de 2,5 V à 1000 V - intensités = : 4 gammes de 50 μA à 1 A
Intensités ~ : 3 gammes de 100 mA à 5 A - Mesure des capacités, db, fréquences, tension de sortie, etc.
Livré avec cordons et étui.

PRIX : 184,00 F TTC



CONTROLEUR UNIVERSEL VOC 40
40.000 Ω / V - Anti-chocs - Anti-surcharges - 43 gammes de mesure.
Tensions = : 8 gammes de 100 mV à 1000 V - Tensions ~ : 7 gammes de 2,5 V à 1000 V - intensités = : 4 gammes de 25 μA à 1 A
Intensités ~ : 3 gammes de 100 mA à 5 A - Mesure des capacités, db, fréquences, tension de sortie, etc.
Livré avec cordons et étui.

PRIX : 205,00 F TTC



MILLIVOLTMETRE ELECTRONIQUE VOC TRONIC
Impédance d'entrée 10 MΩ en =, et 1 MΩ en ~ - 30 gammes de mesure
Transistors effet de champ FET.
Tensions =, + et - de 0,2 à 2000V
Tensions ~ : de 0,5 à 1000V
Intensités = : de 0,02 μA à 1 A
Résistances : de 10 Ω à 10 MΩ milieu d'échelle.

PRIX : 505,00 F TTC

- VOC 10
- VOC 20
- VOC 40
- VOC 'TRONIC

VOC

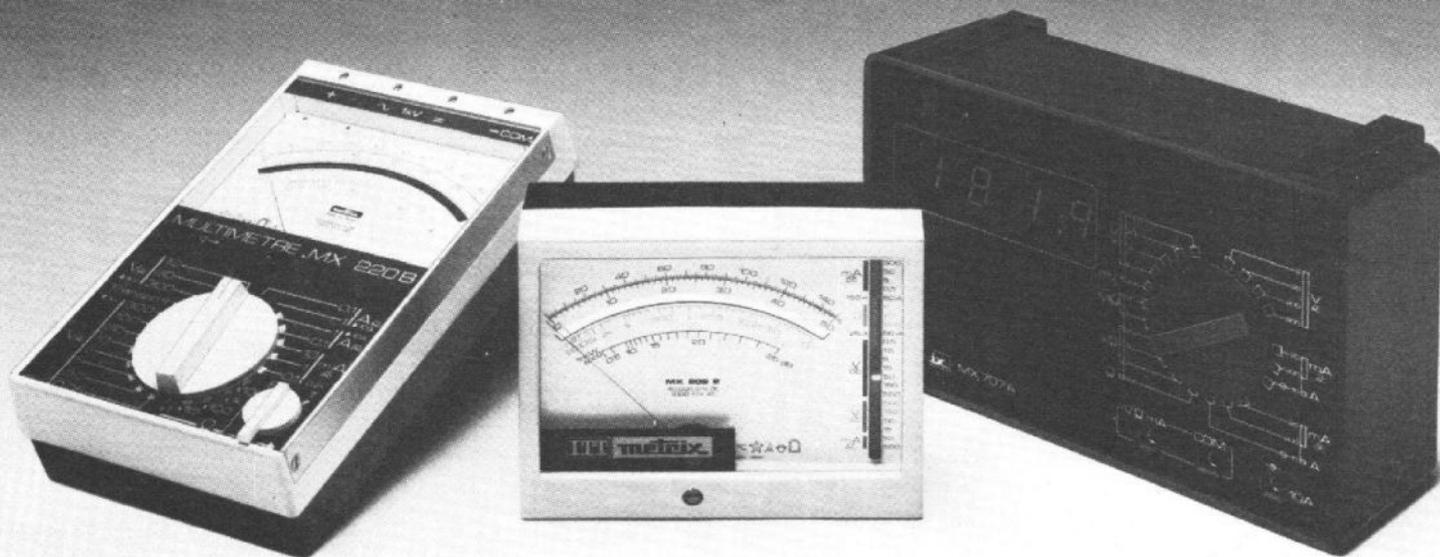
se bat contre les prix et garde sa qualité professionnelle!

VOC 10, r. François Lévêque
74 - ANNECY
tél.(50)57.43.21 C.C.P. 7234-96 LYON

Je désire recevoir une documentation complète
mon nom :
mon adresse :
Je joins deux timbres de 1 F

EN VENTE CHEZ TOUS LES GROSSISTES
N° 1600 - Page 247

Choisissez un Metrix. Par mesure de tranquillité.



orange F 77/CONTR

Aujourd'hui, la plupart des professionnels ont choisi Metrix par mesure de tranquillité.

Tranquillité d'emploi par leur simplicité d'utilisation et leur solidité.

Tranquillité du service après-vente, il existe 600 points de distribution Metrix.

La tranquillité Metrix, c'est aussi celle de trouver exactement l'instrument dont vous avez besoin dans une gamme qui

couvre toutes les utilisations courantes d'instruments de mesure électrique. Metrix a conçu des contrôleurs de poche (MX 202 B), des multimètres de table (MX 220 B), des multimètres numériques (MX 707), des pinces, des oscilloscopes, etc.

Alors, si vous cherchez un instrument de mesure, commencez par vous renseigner sur Metrix, par mesure de tranquillité.

Metrix: nous avons le sens de la mesure.

*Société des Produits Industriels ITT
Division Instrumentation Metrix
Chemin de la Croix-Rouge, B.P. 30
74010 Annecy Cedex
Tél. : (50) 52.81.02 - Téléx : 300.722.*

metrix

Instruments et Composants

ITT

connaissez-vous marantz?

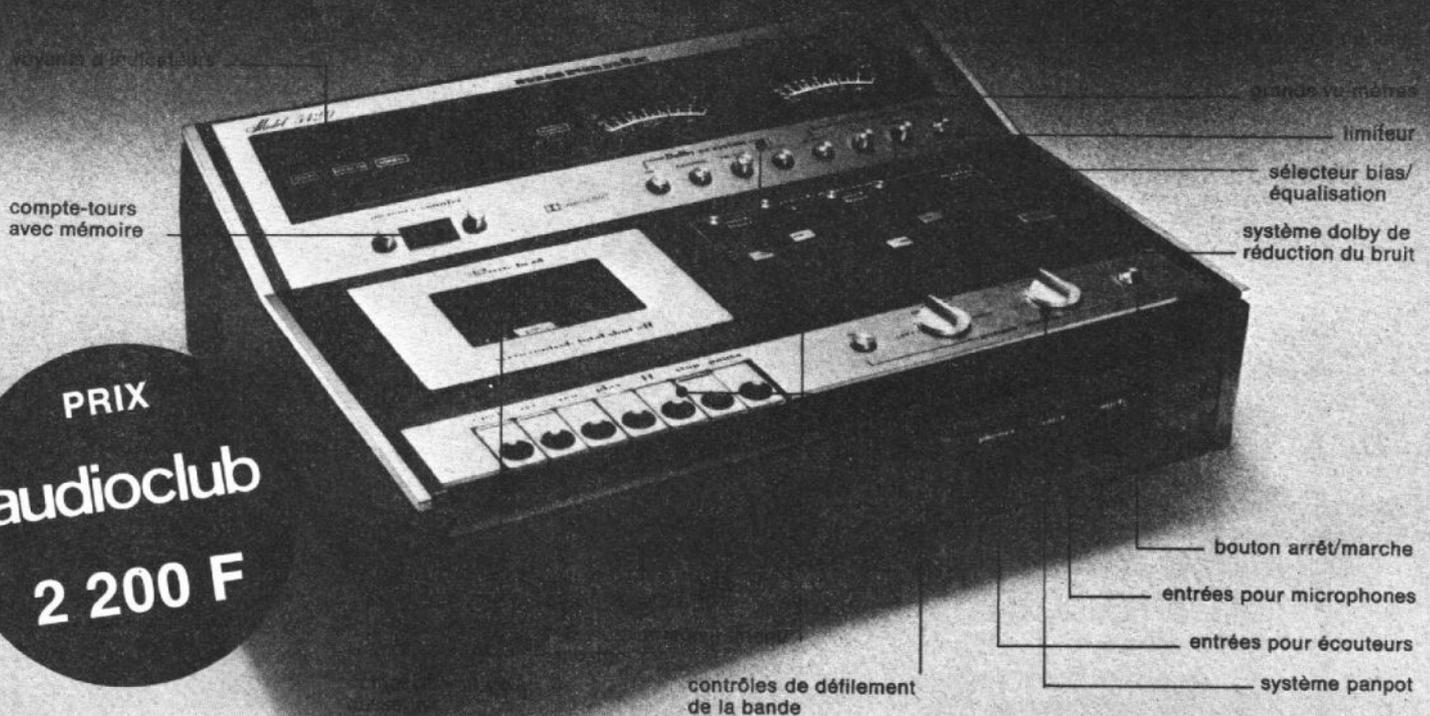
Offre exceptionnelle
Quantité limitée

GARANTIE 2 ANS
PIECES
ET MAIN-D'ŒUVRE

Connaissez-vous la platine à cassettes stéréo 5420 ?

Lisez ces quelques lignes et vous en saurez autant que nous

Pupitre de mixage 4 voies sélectionnables • Système dolby avec possibilité d'utilisation sur un autre magnétophone n'ayant pas de dolby ou sur un tuner FM pour les émissions codées • Système panpot permettant de déplacer le signal d'entrée d'un canal à l'autre lors de l'enregistrement.



PRIX
audioclub
2 200 F

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Rapport Signal/Bruit
DOLBY NR Hors-circuit
Avec Bande Fe-Cr ou CrO₂ 50 dB
Avec Bande Standard 48 dB
DOLBY NR en Circuit
amélioration du Rapport S/B 10 dB
Distorsion Harmonique Totale 2 %
Réponse en Fréquence :
Avec Bande Fe-Cr 30 Hz à 17 kHz ± 3 dB

Avec Bande OrO₂ 30 Hz à 16 kHz ± 3 dB
Avec Bande Standard . . . 45 Hz à 14 kHz ± 3 dB
Pleurage et Scintillement .. 0,07 % W.R.M.S.
Impédance d'Entrée :
MICRO 10 KΩ
LIGNE 68 KΩ
Sensibilité d'Entrée :
MICRO 0,25 mV (-70 dB)
LIGNE 70 mV (-21 dB)

Niveau de Sortie Ligne 900 mV (+ 1 dB)
Impédance de Sortie Ligne 6 KΩ
Impédance de Sortie Casques 8 Ω
Dimensions :
Largeur 440 mm
Hauteur 152 mm
Profondeur 321 mm
Poids 8,6 kg

BON DE COMMANDE (à découper ou à recopier et à retourner à l'adresse ci-dessous)

OUI, je désire profiter de cette offre exceptionnelle, adressez-moi franco de port la platine à cassettes stéréo Marantz 5420.

Je choisis le règlement comptant : ci-joint un chèque de 2.200 F.

Je choisis le règlement à crédit : ci-joint un chèque de 500 F. Le solde en 12 mensualités de 163,83 F, ou 21 mensualités de 100,74 F.

NOM
PRENOM
ADRESSE

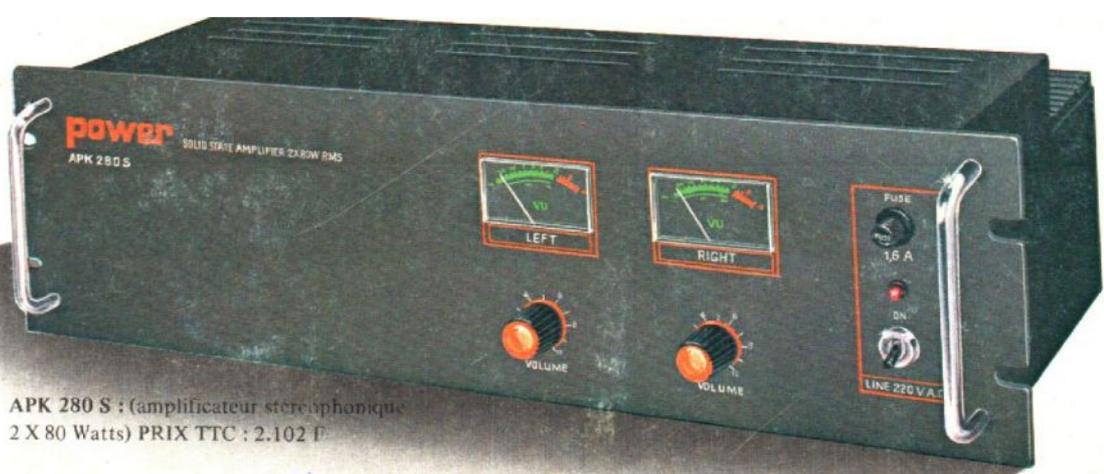
Crédit CETELEM : joindre 20 % à la commande.

Expéditions province - Règlement comptant 50 % à la commande, le solde contre remboursement port.

l'audioclub jean-louis behar

AU CENTRE DE PARIS : 7, rue Taylor, PARIS-75010 - Tél. : 208-63-00 - 607-05-09
607-83-90

GRANDE FACILITE DE STATIONNEMENT FACE AU MAGASIN ★ Métro : Jacques-Bonsergent - République : A 3 minutes des Gares de l'Est et du Nord



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



MPK 705 B : (console de mixage stéréophonique P.U., magnétos, micros) PRIX TTC : 1 932 F

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

CARACTERISTIQUES DE LA CONSOLE DE MIXAGE MPK 705 B.

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

power

Documentation et tarif sur demande à :
COMEL - 6, Rue R. Dubost
 92230 GENEVILLIERS. Tél. 793.65.12

Pour la Belgique :
DELTA EQUIPEMENT -
 Rue de Calevoet 112 - 1180 BRUXELLES.