

6,50F
196 PAGES
L^e ANNÉE - N° 1513
DU 7 AOUT 1975

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

TERAL

Hi-Fi

TERAL



- La chaîne compacte RANK-ARENA AS 3616.
- Réalisez : un égalizer à 7 fréquences.
- Un générateur de fonctions B.F. simple : le TBF 1.
- Un carillon électronique.

sommaire détaillé page 67

SWISSE 9 FS
ITALIE 1 000 LIRE
ALGERIE 6 50 DINAR
TUNISIE 6 50 MIL

haute fidélité :
les apparences se paient cher...

SIARE

CX 32



35/45 watts
30 - 22 000 hz
4/8 ohms
540x300x240 mm

la performance et l'efficacité

D'abord un certain goût pour la discrétion : malgré la taille de ses trois haut-parleurs, la CX 32 fait partie des enceintes compactes.

Pas de gadget : chaque détail est fonctionnel.

Sa nouvelle façade noire en mousse d'uréthane assure une perméabilité acoustique totale.

Pas de concession non plus sur les détails : la finition est irréprochable.

Du côté performances, la tranquillité et la sobriété :

- une puissance largement calculée avec une marge confortable de sécurité, même à 40 watts.

- un très haut rendement, une réponse rapide en impulsions.

La CX 32 est utilisable à toutes les puissances, y compris sur de petits amplificateurs (10 watts).

Mais du côté de la technique, les grands moyens partout où cela est nécessaire et là seulement :

- très gros aimants, bobines à support aluminium

trois haut-parleurs différents (réalisés spécialement). Chacun d'entre eux a été déterminé dès le départ en fonction de son utilisation future à l'intérieur de l'enceinte.

Le nouveau tweeter TWO à membrane extra-plaqué possède des qualités de dispersion spatiale exceptionnelles et les systèmes d'amortissement interne et périphérique ont fait l'objet de recherches approfondies.

La CX 32 est une enceinte homogène.

La précision sonore n'est pas sacrifiée au prix de revient. Pourtant, avec la CX 32 SIARE met les performances et l'efficacité à la portée de tous les mélomanes.

SIARE

BP 93 - 94210 LA VARENNE SAINT-HILAIRE

Journal hebdomadaire

Fondateur :

J.-G. POINCIGNON

Directeur de la publication

A. LAMER

Directeur :

Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :

André JOLY

Comité de rédaction :

Jacques BERCHATSKY

Bernard FIGHIERA

Charles OLIVERES

Direction-Rédaction :

2 à 12, rue Bellevue

75019 PARIS

C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN
COMPRENANT :

14 numéros HAUT-PARLEUR

dont 2 numéros spécialisés.

Haut-Parleur Panorama Hi-Fi.

Haut-Parleur Spécial Sono

12 numéros HAUT-PARLEUR :

« ÉLECTRONIQUE PRATIQUE »

dont 1 numéro spécial radiocommande

11 numéros HAUT-PARLEUR :

« ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »

12 numéros HAUT-PARLEUR :

« QUESTIONS ET RÉPONSES »

FRANCE 125 F

ÉTRANGER 190 F

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

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

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES

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

SOMMAIRE

B.F. - Technique générale -

- La puissance des amplificateurs B.F. 86
- La chaîne compacte Rank-Arena AS 3616..... 135

B.F. - Réalisations

- Un égalizer à 7 fréquences..... 69
- Une enceinte acoustique originale 118

Electronique - Technique générale

- Nouveaux condensateurs électrolytiques et les éléments au Tantale 99
- Montages électroniques expérimentaux 107
- Montages d'effets spéciaux pour orgues électroniques 123
- Quelques abaques facilitant la détermination des circuits électroniques 126
- Les lasers : opto-liaisons 148

Electronique - Réalisations

- Un carillon électronique musical..... 131
- Un indicateur de crête..... 139

Mesure - Service

- Un générateur de fonctions B.F. : le TBF 1..... 78
- Le laboratoire de l'amateur..... 89
- Utilisation pratique d'un oscilloscope : contrôles H.F. sur un récepteur AM 143

Journal des O.M.

- Transceiver transistorisé monobande BLU..... 160

Divers

- Le monstre du Loch-Tronic 97
- Table des matières année 1974-1975..... 112
- Sélection de chaînes Hi-Fi..... 152
- Notre courrier technique..... 154
- Petites annonces 165



Commission Paritaire N° 23 643

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)

C.C.P. Paris 3793-60

**CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A**

128 000

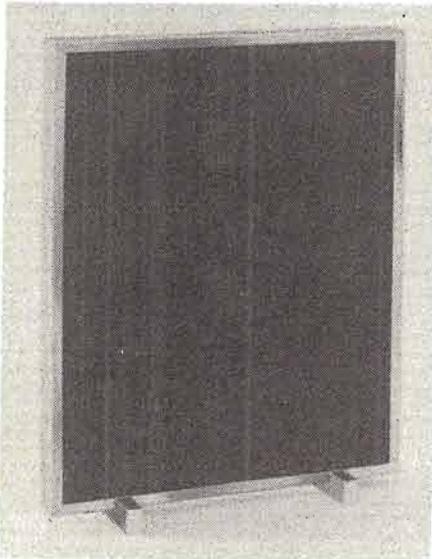
EXEMPLAIRES

INFORMATIONS-NOUVEAUTES

PRECISION

La Société Cinéco, 72, av. des Champs-Elysées, nous prie de bien vouloir préciser à nos lecteurs qu'elle importe toute la gamme Ferrograph, y compris les appareils de mesure.

UN H.-P. HI-FI DE CONCEPTION NOUVELLE



Le haut-parleur Duke D.P. 40 fonctionne librement c'est-à-dire sans utiliser ni enceinte ni sphère.

Il est de plus ultra-plat, ce qui a permis une présentation Design, s'harmonisant bien avec la décoration actuelle.

Le cadre est en aluminium mat et la face en tissu pongé : noir - chaudron - blanc gris.

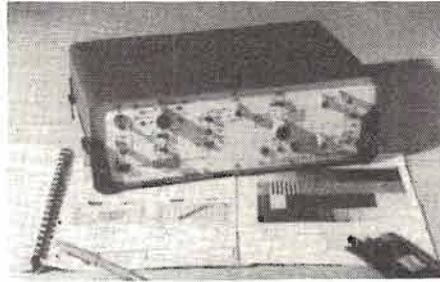
Caractéristiques techniques :

Courbe de réponse : 40 Hz - 20 000 Hz.
Puissance : 25 W R.M.S.
Impédance : 8 ou 4 Ω
Dimensions : 300 x 375 x 36.

Ce nouveau haut-parleur a été réalisé par la Société Setton et Cie.

UN NOUVEAU GENERATEUR DE MIRE PAL/SECAM CHEZ METRIX

Nouvellement présenté par la Division Instrumentation Metrix, membre du G.I.E. Instruments et Composants ITT, le générateur de Mire GX 952 PAL/SECAM a été étudié pour offrir aux techniciens télévision un instrument compact comportant toutes les fonctions nécessaires au réglage, à la mise au point



et au dépannage des téléviseurs, SECAM, PAL ou mixtes PAL/SECAM.

L'intérêt de cet instrument est de délivrer des signaux strictement conformes à l'émission dans un standard européen ou français : image facilement analysable par un examen visuel ou oscillographique.

Le passage de l'émission PAL à l'émission SECAM s'effectue par un simple inverseur, le repérage des fonctions étant simple et sans ambiguïté.

LE RADIO-CASSETTE SHARP GF 4000



Le radio-cassette Sharp GF 4000 présente une particularité unique sur le marché, son système incorporé de **repérage automatique de début de programme**, l'A.P.S.S.

C'est un magnétophone portatif à cassettes tout transistors, avec radio incorporée 4 gammes : FM, OC, PO, GO.

Alimentation sur piles et sur secteur.

Il comporte deux haut-parleurs ronds de 12 cm et 5 cm.

Il possède également un sélecteur de bande spécial qui permet l'exploitation optimale des caractéristiques des bandes au chrome ainsi qu'un dispositif d'arrêt automatique intégral.

Enfin, il est équipé d'un microphone ultra-sensible à condensateur incorporé, d'une commande mécanique de pause, d'un indicateur de haute précision, d'un commutateur de sommeil et d'un servomoteur électronique.

LA NOUVELLE PLATINE TOURNE-DISQUES AKAI AP003



Cette nouvelle platine Akai possède un système automatique d'arrêt et de retour du bras, en fin de disque mais qui peut être obtenu en cours de disque par pression sur le levier « cut ». La mise en route du plateau est obtenue dès que le bras de P.U. est soulevé. L'entraînement du plateau est effectué par courroie, le moteur est un synchrone à 4 pôles.

Caractéristiques techniques :

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn.
Rapport signal/bruit : > 52 dB
Longueur du bras : 215 mm.
Dimensions : 440 x 123 x 358 mm.
Poids : 6,8 kg.

LA PLATINE DE MAGNETOPHONE AKAI GXC 310 D



La nouvelle platine à cassette Akai GXC 310 D se présente avec une esthétique nouvelle où la façade métallique brossée prédomine sur les autres matériaux.

Caractéristiques techniques :

Fluctuations : < 0,07 %
Bande passante à ± 3 dB - 30 à 14 000 Hz (bande L.N.) 30 à 16 000 Hz (bande CrO2) - 30 à 17 000 Hz (bande FeCr)
Rapport signal/bruit : > 50 dB sans Dolby ; > 60 dB avec Dolby (au-dessus de 5 kHz).
Dimensions : 300 x 440 x 143 mm.

UN EQUALIZER

à 7 fréquences

GÉNÉRALITÉS

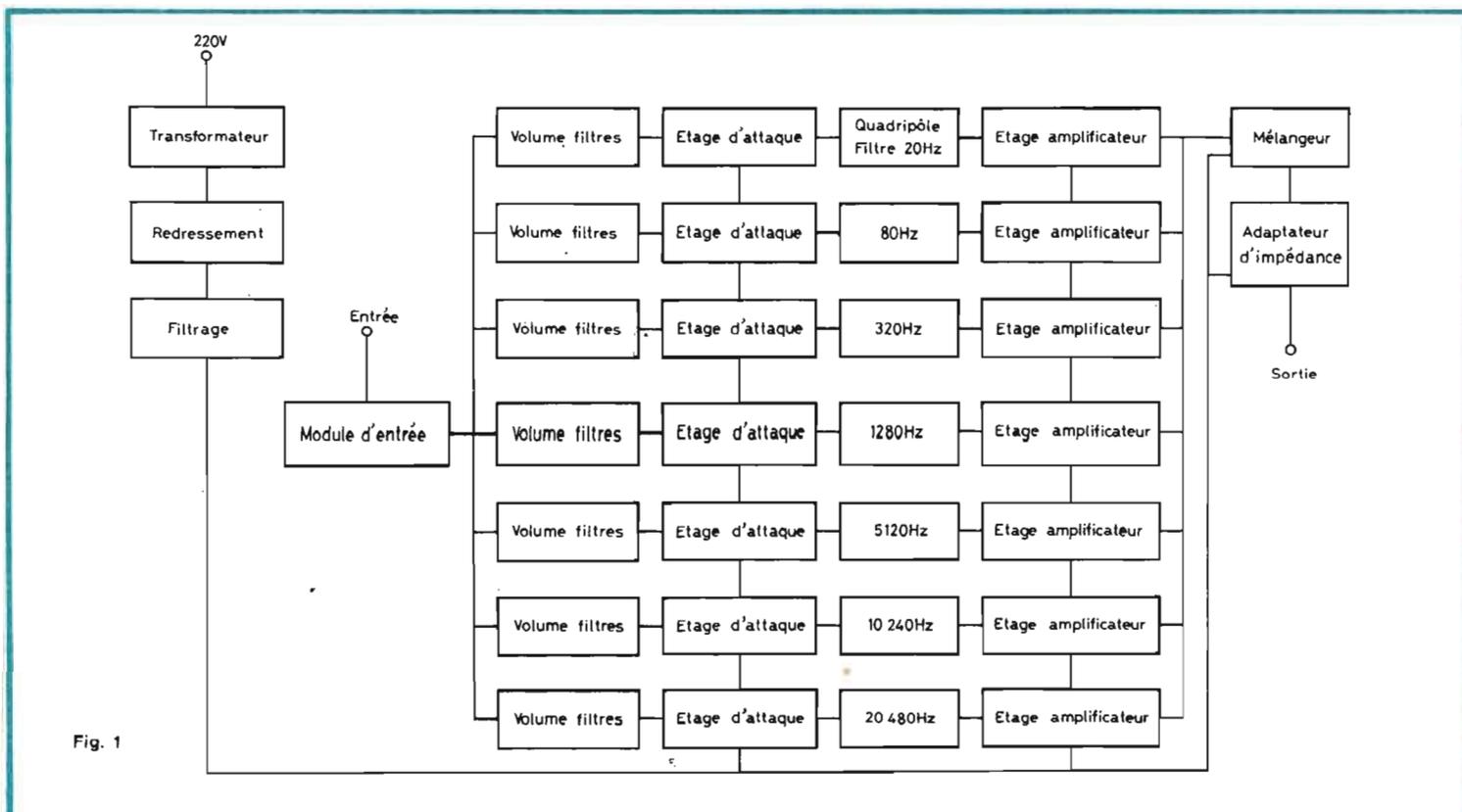
NOUS vous proposons ici un appareil qui, malgré sa simplicité de réalisation, possède de très bonnes caractéristiques. Nous pensons qu'il intéressera tout autant les mélomanes avertis que les fanatiques de pop music, qu'ils soient auditeurs ou musiciens, en raison des nombreuses applications pour lesquelles il a été prévu.

En effet, cet appareil n'est qu'une sorte de gros correcteur de tonalité qui, au lieu de posséder deux réglages de tonalité, un pour les graves et l'autre pour les aigus, en possède sept.

Voyons donc quelle est l'utilité d'un tel appareil. Tout d'abord, étant donné le grand nombre de fréquences dont il permet de modifier l'amplitude, il procure à votre amplificateur Hi-Fi la bande-passante de votre choix. Entre autres, les potentiomètres

de réglage des fréquences extrêmes sont très efficaces pour supprimer le rumble et les scratches des disques défectueux. Tous les autres potentiomètres peuvent vous servir à régler la présence ainsi que la profondeur du disque que vous écoutez ou au contraire à éliminer certaines fréquences parasites. Cet appareil est également très utile aux groupes de musiciens ayant l'habitude de se produire sur scène, car il permet de diminuer considérablement

l'effet Larsen en abaissant la ou les fréquences auxquelles cet effet se produit. On peut également s'en servir pour modifier le timbre d'un instrument ou de la voix en amplifiant certaines harmoniques, qui, sans l'emploi de notre appareil, resteraient couvertes par la fondamentale. De plus, étant donné l'efficacité des réglages, il peut être utilisé en sonorisation où l'on recherche souvent des aigus perçants et des basses très profondes.



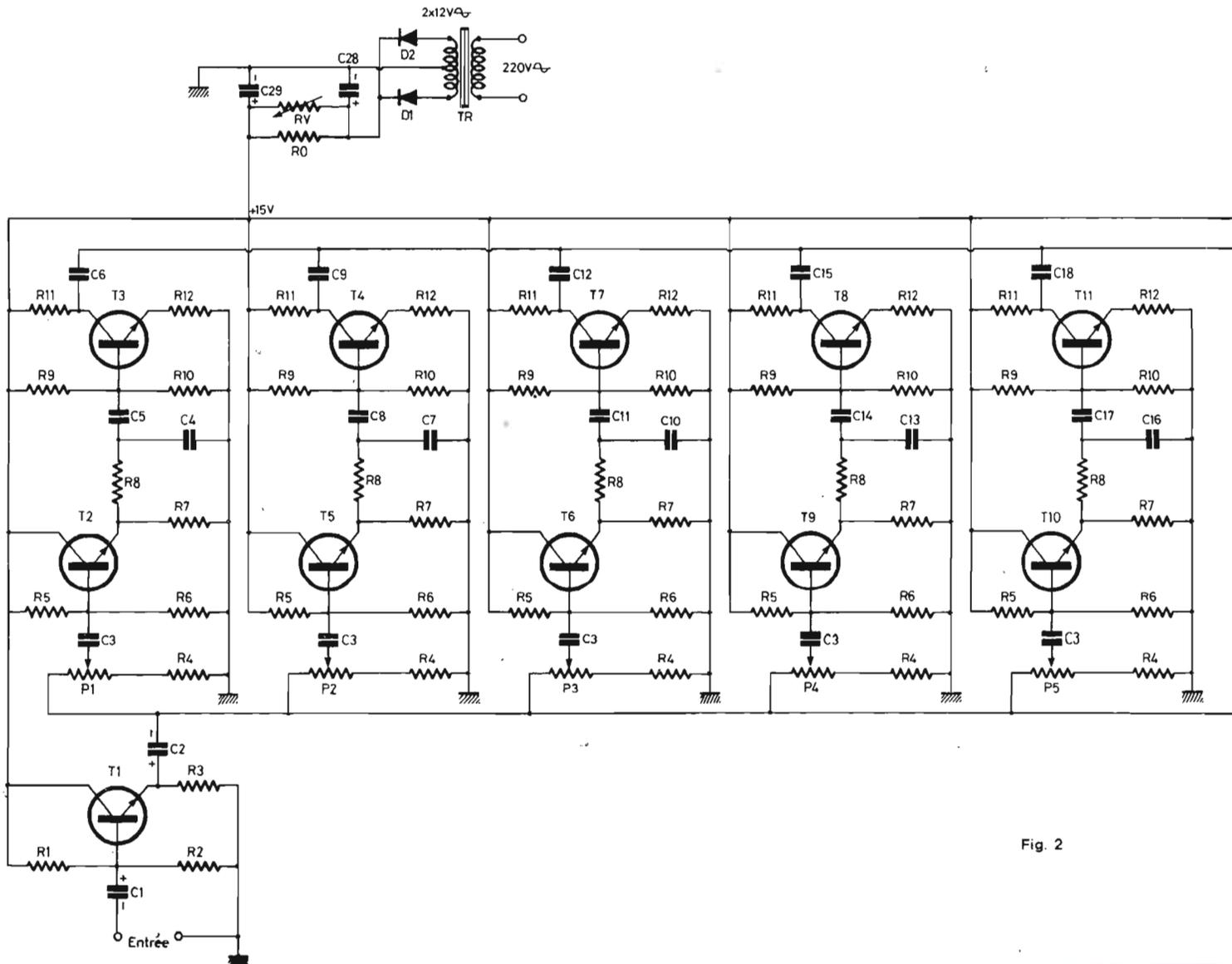
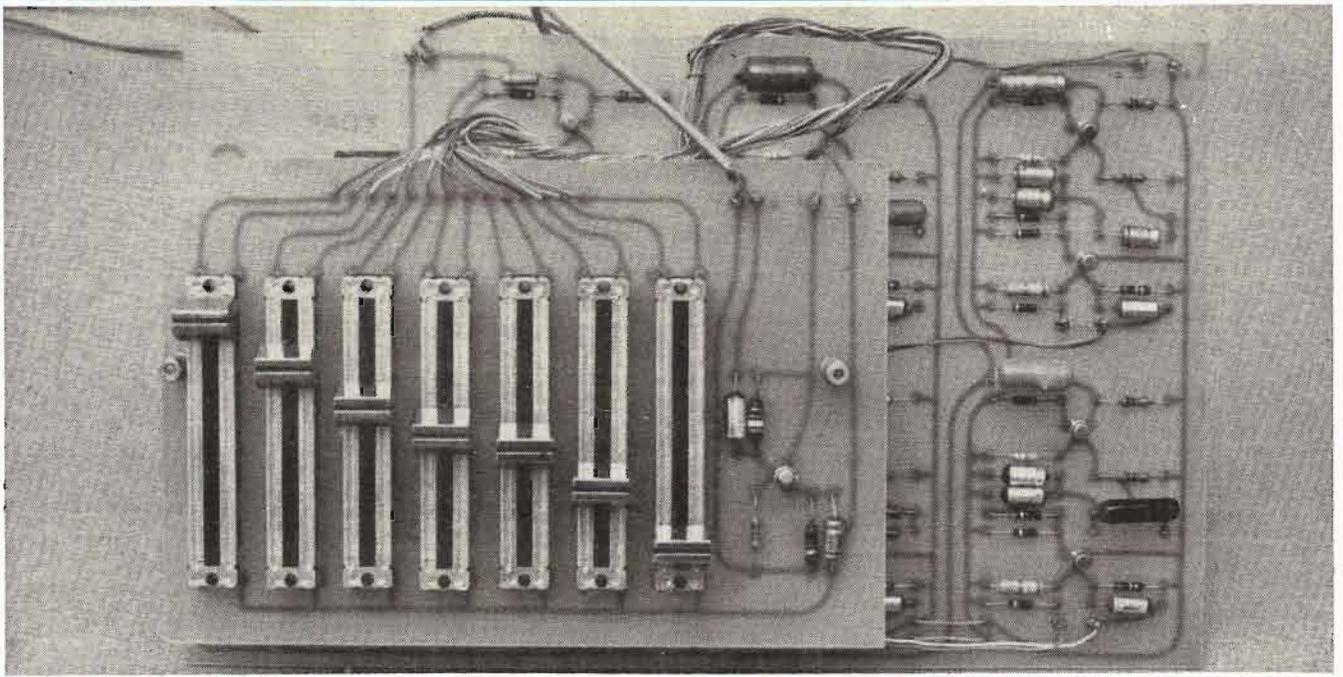
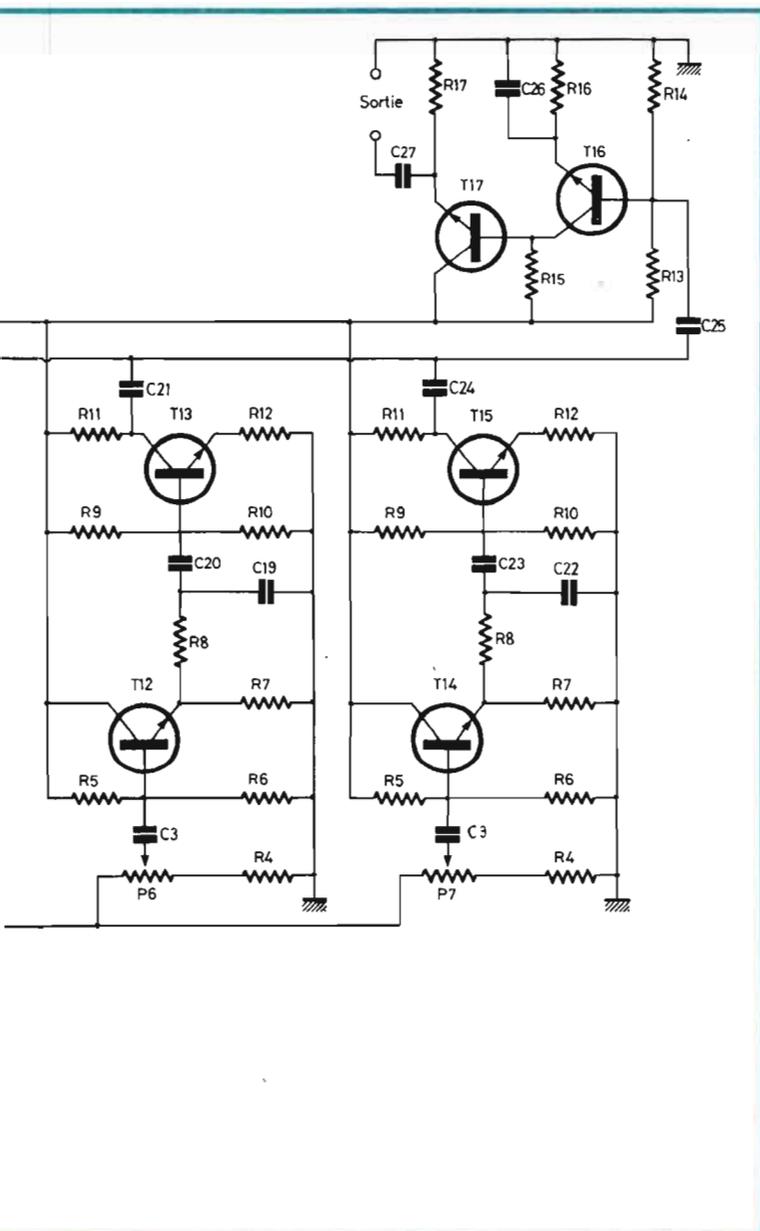
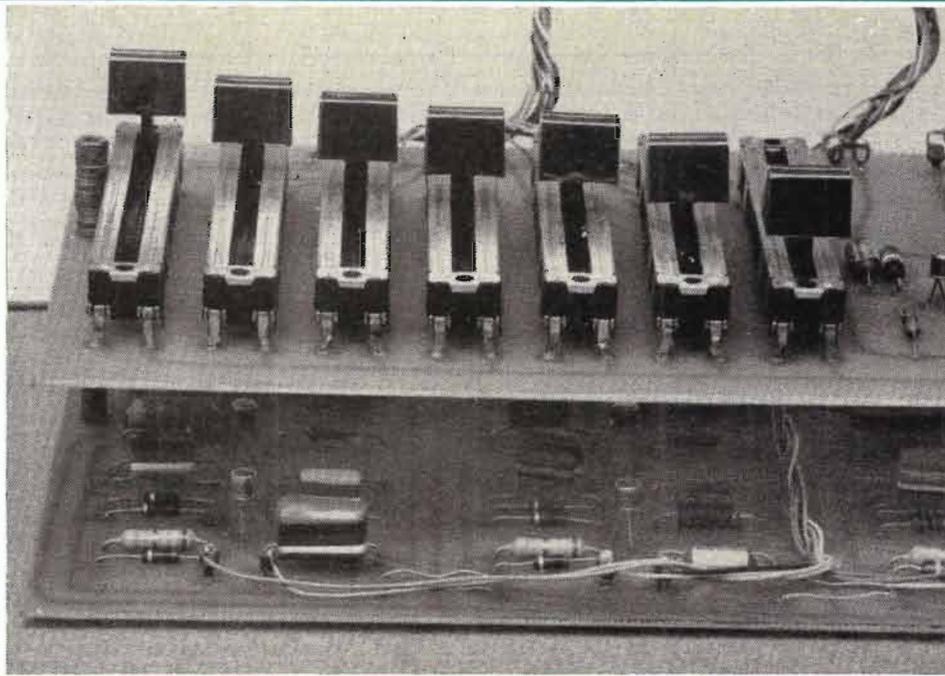


Fig. 2



Il est évident que d'autres utilisations de cet appareil peuvent être envisagées mais là, nous laissons libre cours à votre imagination.

ORIGINALITÉ DE CETTE RÉALISATION

Notre but était de créer un appareil simple et réalisable par tout amateur, même débutant. C'est pour cette raison que nous avons proscrit l'usage des selfs, celles-ci étant difficiles à se procurer ou à réaliser. Nous n'avons donc utilisé que des circuits RC. Aucune mise au point ou étalonnage n'est nécessaire et l'appareil doit fonctionner dès la mise sous tension.

De plus, étant donné les impédances d'entrée et de sortie de notre appareil, on peut le placer pratiquement à n'importe quel point d'une chaîne Hi-Fi. Cependant, l'emplacement idéal, celui qui permet d'avoir le meilleur rendement, se situe entre le préamplificateur et l'étage de puissance de votre chaîne. Une prise spéciale est d'ailleurs réservée à cet effet sur la plupart des amplificateurs de fabrication récente.

ETUDE TECHNIQUE

Nous pouvons décomposer cet appareil en quatre parties :

- l'étage d'entrée,
- les modules filtres,

- les étages de mélange et de sortie,
- l'alimentation.

a) L'étage d'entrée

Comme on peut s'en rendre compte sur le tableau synoptique de la **figure 1**, le but de cet étage est d'adapter le signal d'entrée en courant de façon à attaquer les modules filtres convenablement sans pour cela avoir une impédance d'entrée de l'appareil trop basse. Il s'agit donc d'un étage à transistor (BC 109) monté en collecteur commun. Sa polarisation de base est assurée par un pont classique de deux résistances. L'émetteur de ce transistor est également polarisé par rapport à la masse par l'intermédiaire d'une résistance. Les capacités d'entrée et de sortie de cet étage assurent la stabilité des polarisations du transistor. L'impédance d'entrée de cet étage est de $20\text{ k}\Omega$

b) Les modules filtres

Ils sont, au total, au nombre de sept. Ils ont pour but de ne laisser passer que les fréquences proches d'une fréquence F_0 pour laquelle ils ont été calculés. C'est cette fréquence F_0 qui est appelée charnière et qui est indiquée pour chaque filtre. Ces fréquences charnières sont les suivantes : 20 Hz, 80 Hz, 320 Hz, 1280 Hz, 5120 Hz, 10240 Hz, 20480 Hz. Le choix de ces fréquences n'est pas arbitraire. En effet, on constate que chacune d'entre elles est séparée de deux octaves, sauf les trois

dernières qui, elles, ne sont séparées que d'une octave chacune. La partie essentielle de ces modules se compose de deux filtres RC dont la bande-passante est indiquée à la **figure 5**. Nous constatons que si la fréquence coïncide avec ω_0 elle passe à -6 dB. Si, par contre, on s'écarte de cette fréquence vers le haut, un filtre passe-bas affaiblit cette fréquence avec une pente de -6 dB par octave. Si, par contre, la fréquence réduit, c'est au tour d'un filtre passe-haut de la shunter avec une pente de -6 dB par octave seulement. Nous voyons

donc qu'il s'agit bien de filtres successifs. Le réglage du volume de chaque filtre est assuré par un potentiomètre. Ce potentiomètre a une action de ± 20 dB pour F_0 . A la suite de ce potentiomètre, nous trouvons un étage d'attaque à transistor monté en collecteur commun. Il sert à éviter l'interaction des différents filtres entre eux. C'est à la suite de cet étage que surviennent les filtres RC.

A la sortie des filtres nous trouvons un étage amplificateur. Il se compose d'un transistor dont la polarisation est du type charge répartie. Le gain en tension de cet

étage est d'environ 6. Cet étage lui aussi permet d'éviter toute inter-action des filtres. Cet étage est muni d'une capacité de sortie. Celle-ci permet de conserver les polarisations du transistor.

c) Les étages de mélange et de sortie

Ces deux étages sont montés en liaison directe. Cela confère à ces étages d'excellentes caractéristiques et de plus, ce montage permet de réduire de façon notable le nombre des composants. Le premier étage a un rôle d'amplificateur. La polarisation du transistor de cet étage est réalisée de

façon classique à l'aide d'un pont de base. On constatera, par ailleurs, que le collecteur et l'émetteur sont polarisés en charge répartie. La résistance d'émetteur de ce transistor est découplée par un condensateur de $0,47 \mu\text{F}$ afin d'obtenir un gain, en tension, élevé. Le transistor suivant sert d'adaptateur d'impédance. Il est donc monté en collecteur commun. La base est directement polarisée à l'aide de la tension de collecteur du transistor précédent. L'impédance de sortie de cet ensemble est de l'ordre de 500Ω .

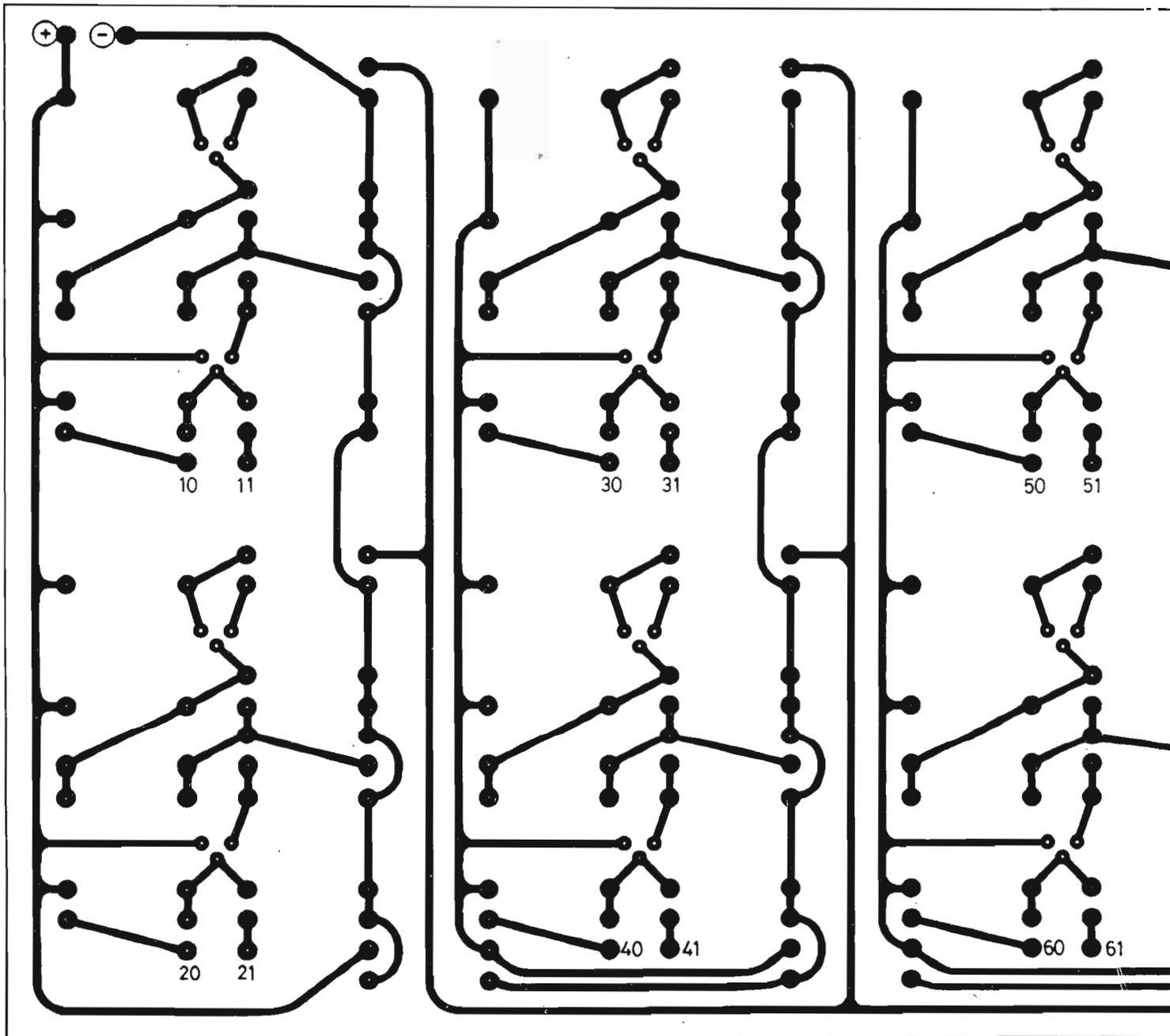


Fig. 3

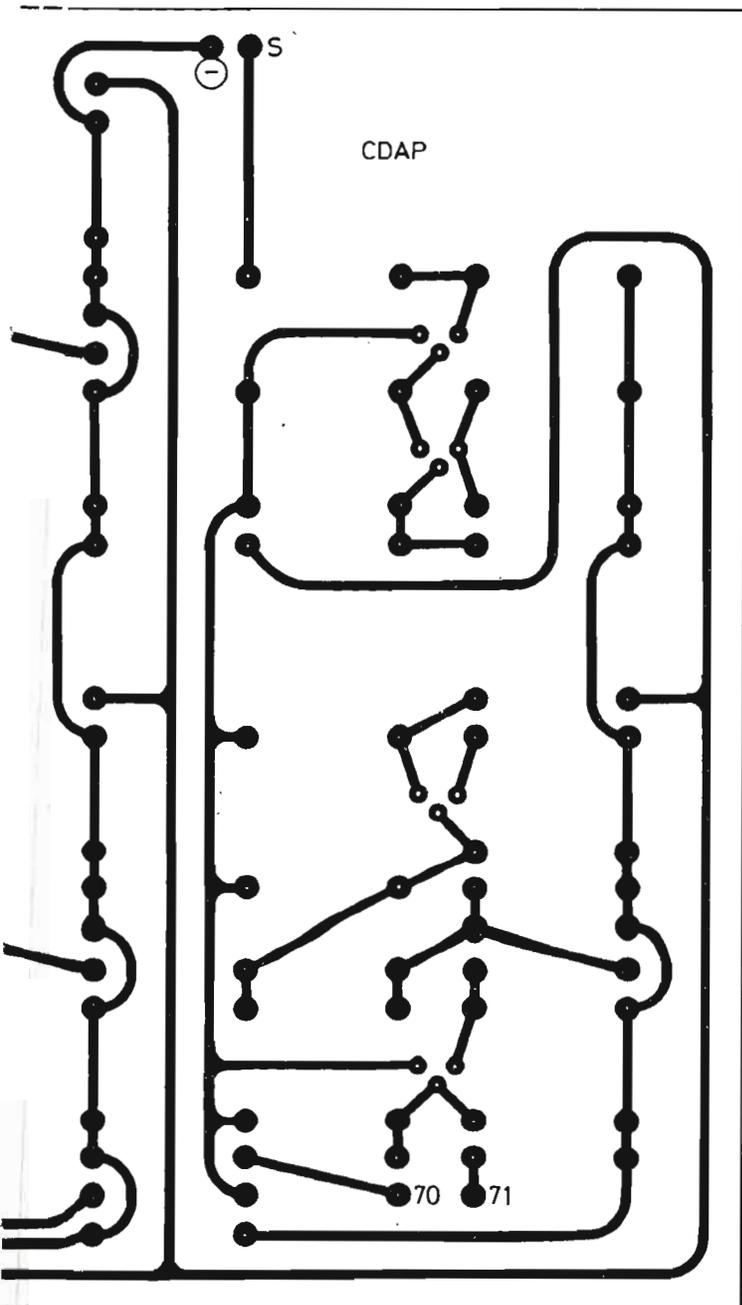
Nous pouvons résumer cette étude par les caractéristiques suivantes :

- Impédance d'entrée : 20 k Ω
- Impédance de sortie : 500 Ω
- Gain (potentiomètre en milieu de course) : 1
- Bande-passante : 15 Hz - 25 KHz \pm 0,8 dB.

d) L'alimentation

Etant donné la faible consommation de l'ensemble (60 mA max.), l'alimentation est très simple. Elle se compose d'un transformateur deux fois 12 V à point milieu. Ensuite, deux diodes

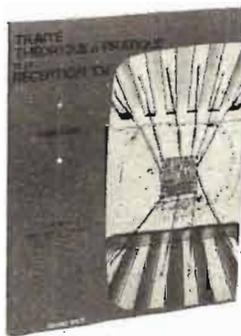
1N4004 assurent un redressement bialternance. La tension est ensuite filtrée par une cellule en ϵ composée de deux condensateurs et de deux résistances dont une variable. Cette dernière permet d'ajuster la tension d'alimentation à +15 V. Cette tension étant nécessaire au bon fonctionnement de l'appareil. On prévoiera un interrupteur sur le primaire du transformateur, afin de pouvoir commander la mise sous tension de l'ensemble.



B. FIGHIERA
LES MODULES D'INITIATION ÉLECTRONIQUES

L'initiation par la pratique, tel pourrait s'intituler cet ouvrage. En effet, nous avons pu suivre une trame qu'il serait mathématiquement possible de définir comme étant 10% de théorie + 20% de pratique + 70% de réalisation.
La raison d'un tel plan s'explique par le fait qu'une des meilleures méthodes d'initiation consiste bien à plonger d'emblée le jeune technicien dans la « réalisation pratique ».
Il était opportun que cet ouvrage comporte une partie théorique succincte et intitulée « Sachez reconnaître les composants ». Cette identification des éléments constitutifs est bien entendu suivie de tableaux résumant les principaux symboles qui constituent le paragraphe « Apprenez à lire un schéma ». Mais c'est la pratique de « Comparez les différentes méthodes de réalisation » que déjà le débutant va fébriler d'envie d'assembler lui-même le plus simple des modules : le métronome. Vient ensuite « Réalisez vous-mêmes » où tous les modules sont détaillés d'une façon très complète.
Modules : Ce qu'on peut faire sans source d'alimentation, pour mesurer les capacités, amplificateur BF simplifié, un émetteur AM, une chouette électronique, un cadenceur à relais...
Ouvrage complété d'une liste d'adresses Paris-Provence ainsi qu'un code des résistances et condensateurs tout en couleur et pelliculée.
Un ouvrage de 170 pages, broché, format 15 x 21, couverture 4 couleurs, 140 figures dont 47 photographies. Prix 35 F

En vente à la : **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878.09.94/95 C.C.P. 4949-29 PARIS
(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15% pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé).



P. MELUSSON
TRAITÉ THÉORIQUE ET PRATIQUE DE LA RÉCEPTION T.V.
Tome 1 : Circuits intégrés Linéaires T.V. et Amplis B.F.

Avènement et philosophie des circuits intégrés linéaires en TV. - Procédés technologiques de fabrication. - Différents types de bases servant à l'élaboration des circuits intégrés. - Plan de découpage d'une TV noir et blanc avec des circuits intégrés en normes françaises et en normes CCIR.

- Explication des principaux circuits :**
- FI image TV - FI son TV normes françaises et CCIR
 - Circuits « Jungle »
 - Circuits bases de temps - Alimentation réglée - Décodage luminance chrominance des télévisions couleurs.

- Les circuits intégrés d'amplification audio fréquences :**
- L'ampli AF à composants discrets :**
- Étude d'un circuit en classe A - Étude d'un circuit push-pull à symétrie complémentaire.

- Les circuits intégrés AF**
- Différents types d'utilisations et de présentations.
 - Étude de Fonctionnement et relevé des performances électriques.

Ce traité clair, complet, à jour des derniers progrès et développement de la technique TV, apportera tous les renseignements indispensables, aussi bien aux ingénieurs et techniciens des services d'exploitation, aux techniciens de la télévision qu'aux élèves des écoles d'ingénieurs et des techniciens en électronique, au recyclage des dépanneurs et metteurs au point TV, aux distributeurs et techniciens du service après-vente.

Un volume de 128 pages format 21 x 27. Prix 49,50 F

En vente à la : **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878.09.94/95 C.C.P. 4949-29 PARIS
(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15% pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé).

RÉALISATION DES CIRCUITS IMPRIMÉS

Pour que notre égaliseur respecte les caractéristiques que nous indiquons, nous vous recommandons de n'employer que des composants de haute qualité. C'est pour cette raison que nous conseillons d'utiliser, pour la réalisation des circuits imprimés, des plaques de verre

époxy, ce support offrant d'excellentes propriétés mécaniques et électriques.

Pour obtenir un tirage parfait de ces circuits, nous vous conseillons la méthode photo-sensible.

D'autre part, nous vous rappelons que si vous ne possédez pas le matériel nécessaire pour ce mode de tirage, la société Sonerel est spécialisée dans cette opération. Pour que cette société puisse effectuer ce travail, il vous est nécessaire de réaliser un mylar

(film plastique transparent de faible épaisseur).

Vous tracerez sur ce mylar le dessin des circuits imprimés à l'aide d'éléments prépositionnés de marque Brady de préférence.

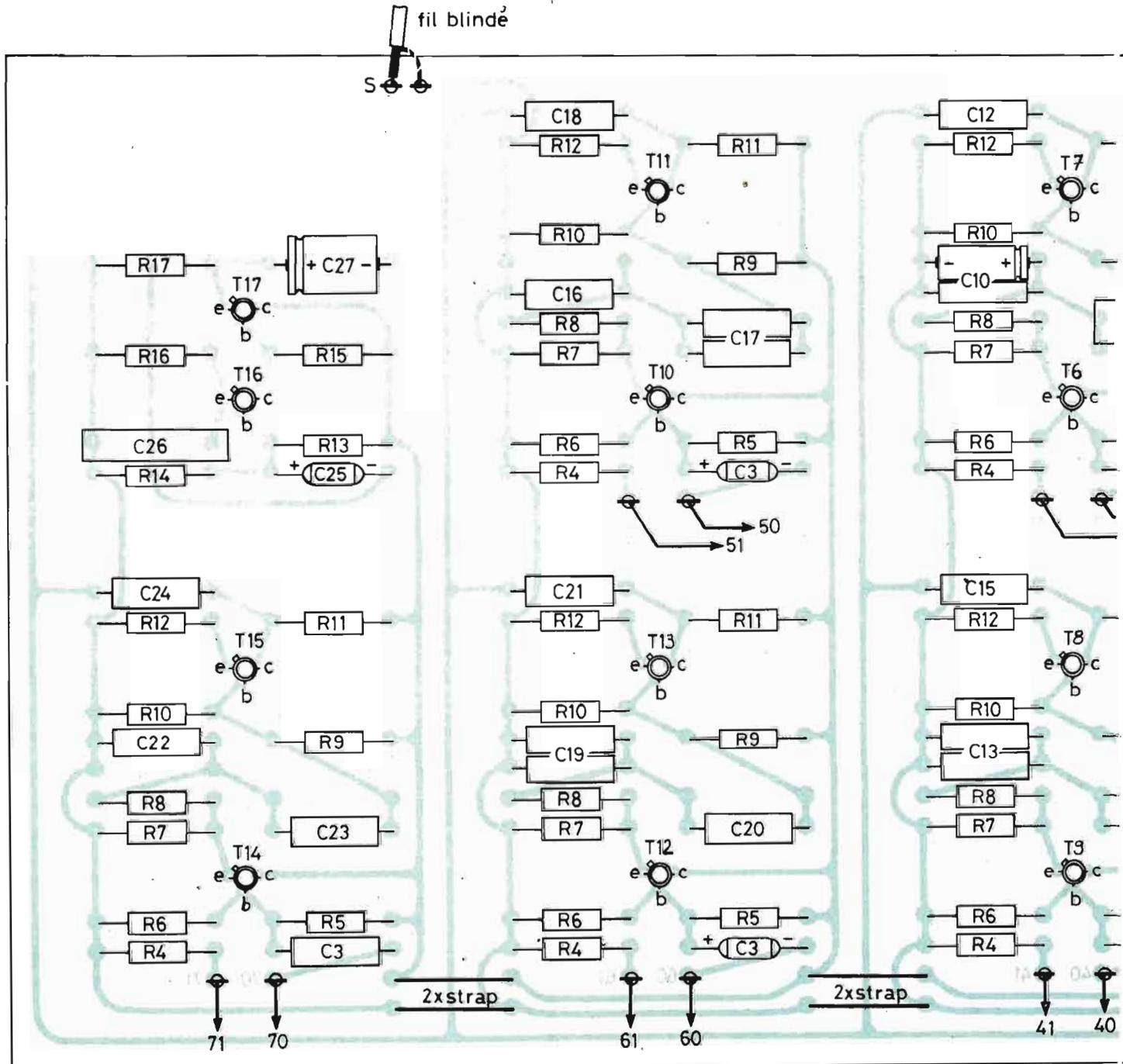
Pour la fabrication du circuit, le côté bandes doit être appliqué sur le côté cuivre ; donc le dessin à fournir est celui des connexions vu côté composants. Nous délimiterons les quatre bords du circuit pas quatre coins formés par des bandes à angle droit.

Les plans des deux circuits, vus côtés cuivre, vous sont fournis à l'échelle 1, à la **figure 3-a), 3-b)**, et vus côté composants à la **figure 4-a), 4-b)**.

IMPLANTATION DES COMPOSANTS

Malgré le nombre relativement élevé des composants, cette réalisation reste fort simple.

On prendra, néanmoins, soin



de respecter la polarité des condensateurs chimiques, le brochage des transistors, et il faudra repérer les cosses curseurs des potentiomètres à glissière.

L'une de ces cosses doit être soudée sur la pastille non raccordée du circuit. Les trois autres cosses se positionneront alors automatiquement. L'implantation des composants des deux circuits vous est fournie à l'échelle 1 aux figures 4-a) et 4-b).

Le circuit alimentation, étant

donné son extrême simplicité, est réalisé sur barette à cosses. Son plan de montage vous est fourni à la figure 6. Nous en profitons pour vous rappeler qu'étant donné la faible consommation de l'ensemble (60 mA max.), il vous est très facile de remplacer cette alimentation secteur par trois piles de 4,5 V montées en série.

D'autre part, si aucune de ces deux propositions ne vous satisfait, il vous sera facile de réaliser un petit circuit imprimé destiné à

supporter les divers éléments de cette alimentation. Celui-ci étant très simple, nous n'avons pas jugé utile de vous le communiquer.

CONNEXIONS À RÉALISER

Nous vous conseillons d'assembler les deux circuits en les superposant à l'aide de tiges filetées de 3 mm munies d'entretoises « photos ».

Le circuit d'alimentation sera fixé plus loin dans le boîtier.

Les connexions à réaliser entre les deux circuits seront repérées par des numéros semblables : 10, 11, ... 70, 71. Il suffira de relier les diverses cosses à l'aide de fil de câblage classique. En effet, vu les faibles impédances sous lesquelles cet appareil fonctionne, il est inutile d'utiliser un conducteur blindé, aucune cosse de raccordement des masses n'ayant par ailleurs été réservée à cet usage.

Nous n'utiliserons un conducteur blindé que pour le raccordement de l'entrée et de la sortie générale de l'appareil.

L'alimentation sera raccordée aux cosses marquées + et - de chaque circuit imprimé.

C.D.A.P.

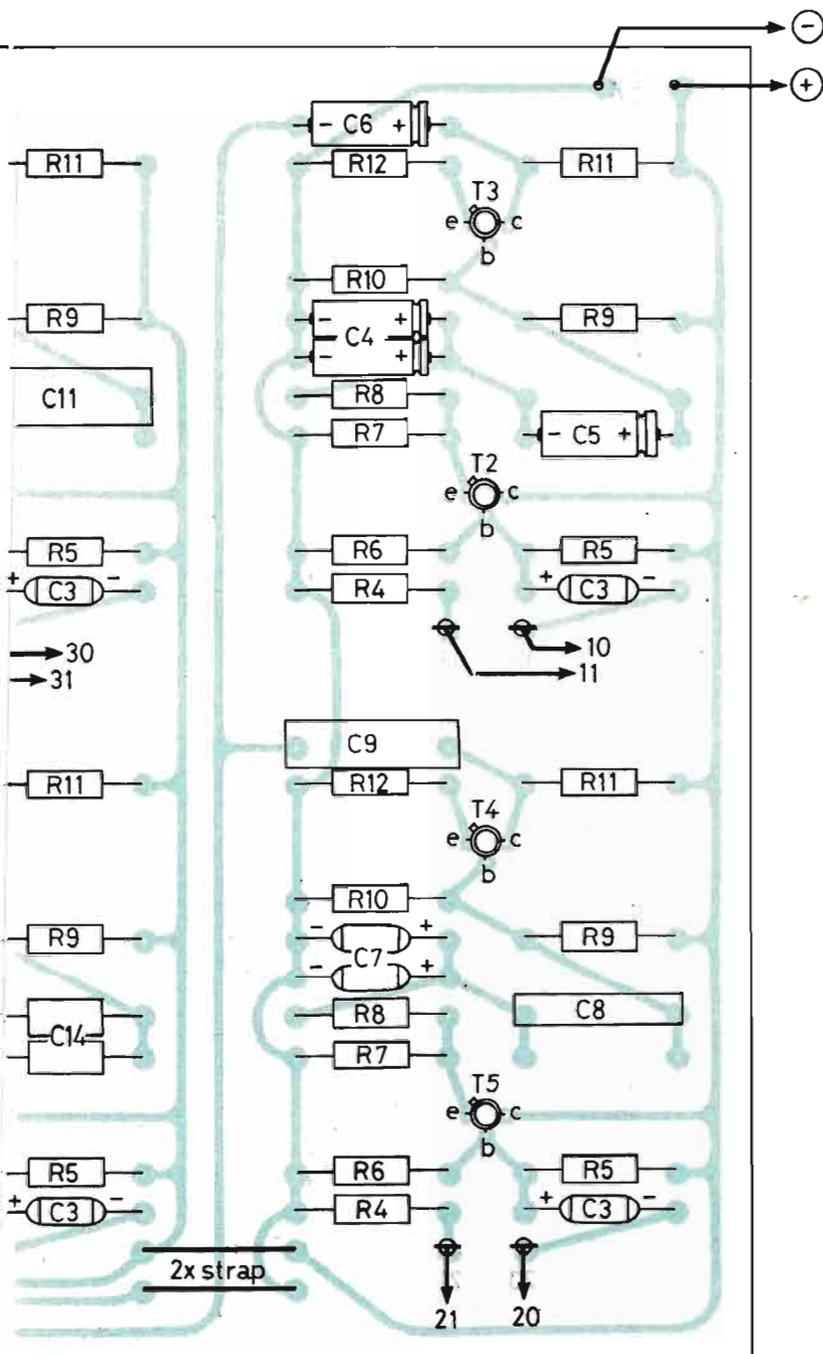
NOMENCLATURE

Résistances

R0 =	91 Ω
R1 =	39 k Ω
R2 =	47 k Ω
R3 =	1 k Ω
R4 =	1 k Ω
R5 =	200 k Ω
R6 =	240 k Ω
R7 =	1 k Ω
R8 =	1 k Ω
R9 =	11 k Ω
R10 =	4,7 k Ω
R11 =	10 k Ω
R12 =	1,5 k Ω
R13 =	620 k Ω
R14 =	47 k Ω
R15 =	4,7 k Ω
R16 =	300 Ω
R17 =	1 k Ω
RV =	200 Ω 1/2 W

Condensateurs

C1 =	1 μ F 16/18 V
C2 =	1,5 μ F 63 V
C3 =	1 μ F 16/18 V
C4 =	2 \times 4 μ F 63 V montés en parallèle
C5 =	1,5 μ F 63 V
C6 =	16 μ F 40 V
C7 =	2 \times 1 μ F 16/18 V montés en parallèle
C8 =	0,39 μ F non polarisé
C9 =	680 nF non polarisé
C10 =	0,47 μ F et 50 nF non polarisés montés en parallèle
C11 =	0,1 μ F non polarisé
C12 =	0,47 μ F non polarisé
C13 =	2 \times 68 μ F non polarisés montés en parallèle
C14 =	2 \times 12 nF non polarisés montés en parallèle
C15 =	0,1 μ F non polarisés
C16 =	33 nF non polarisés



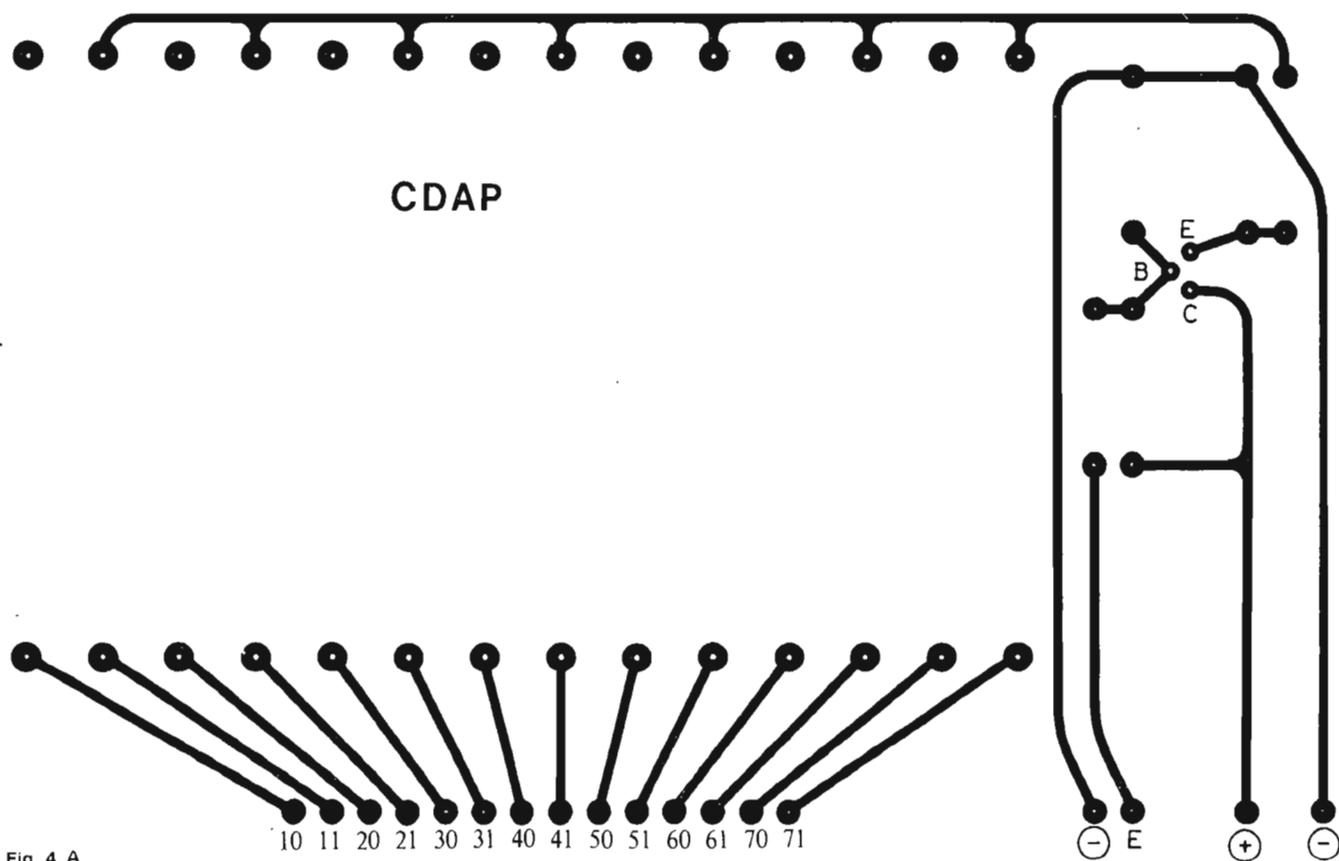
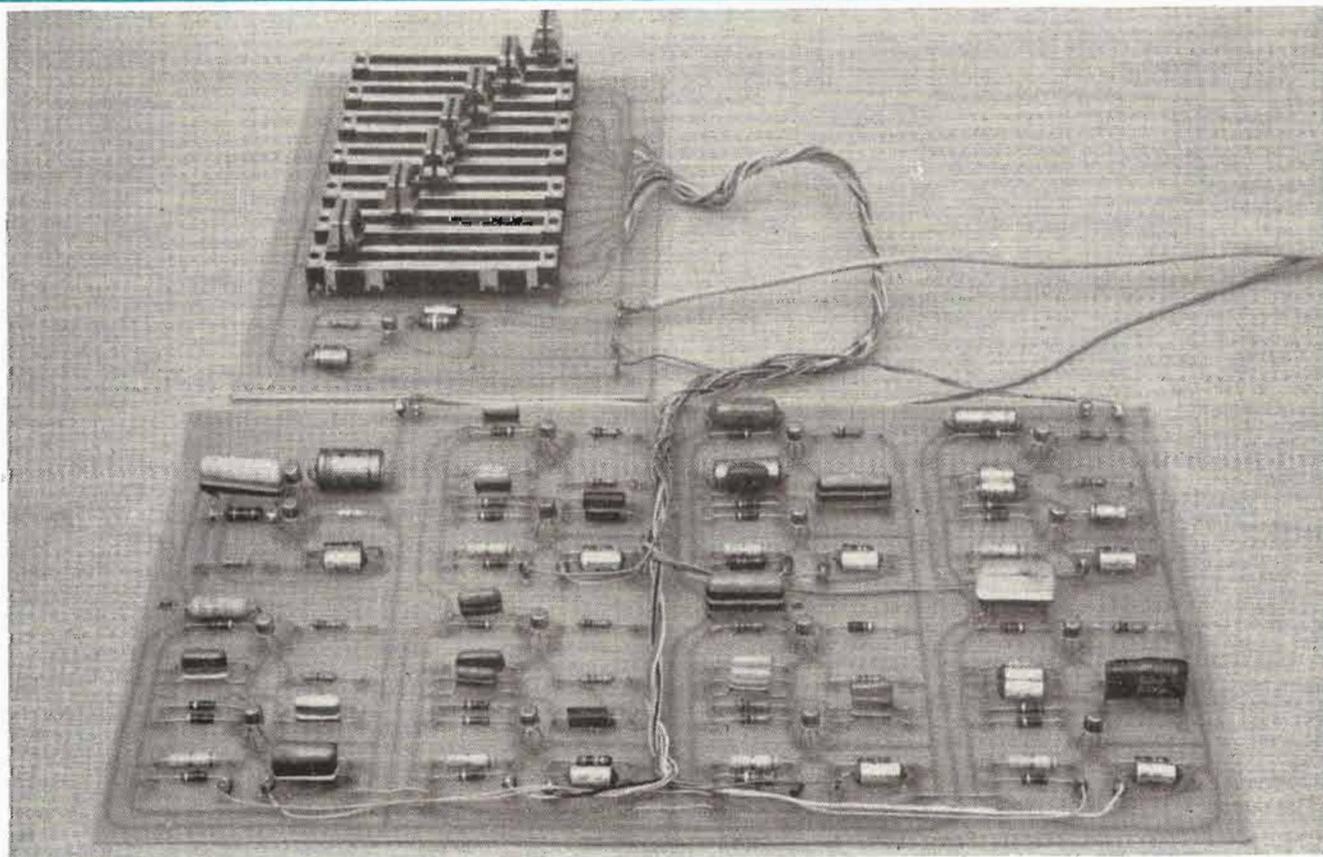


Fig. 4 A



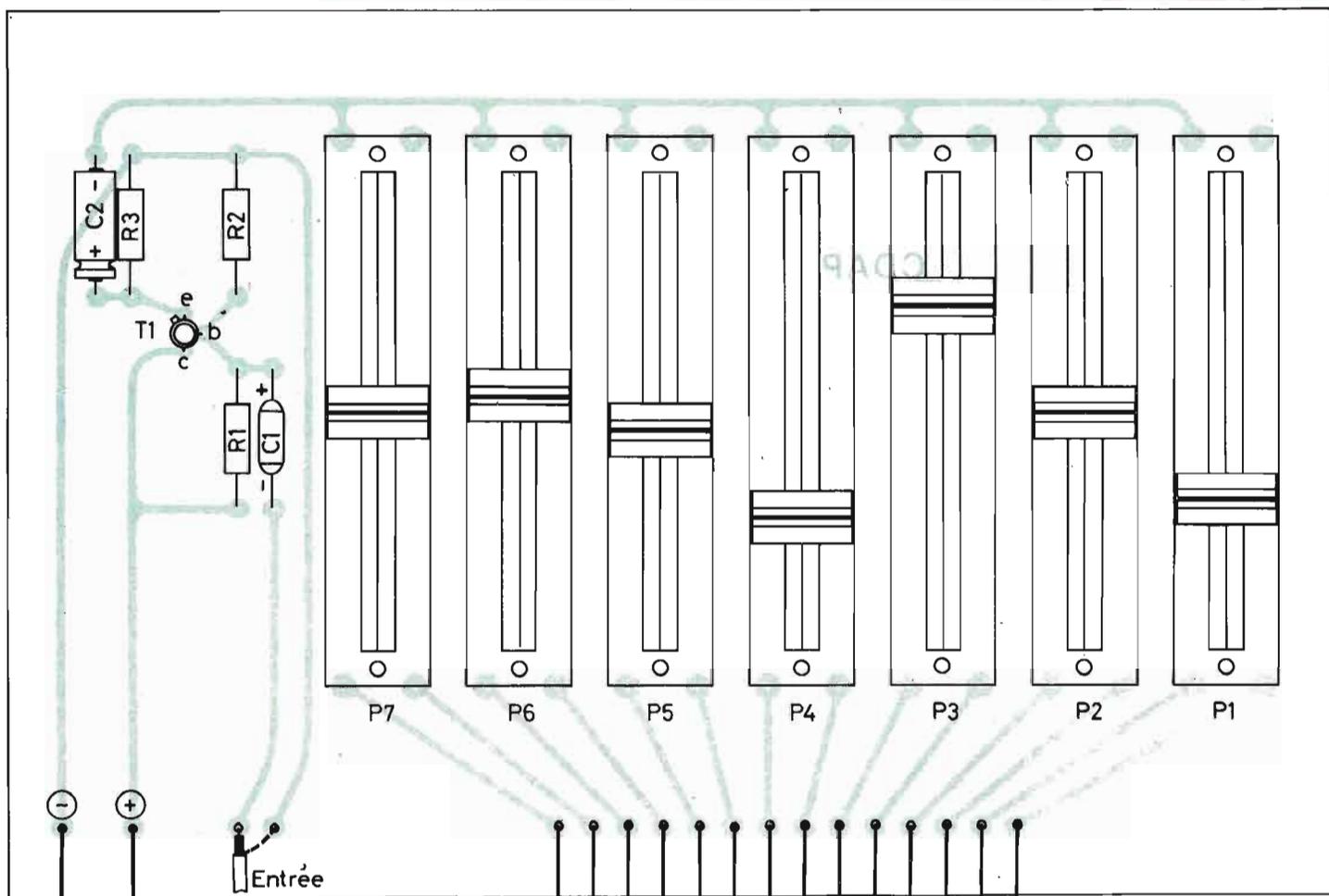


Fig. 4 B

71 70 61 60 51 50 41 40 31 30 21 20 11 10

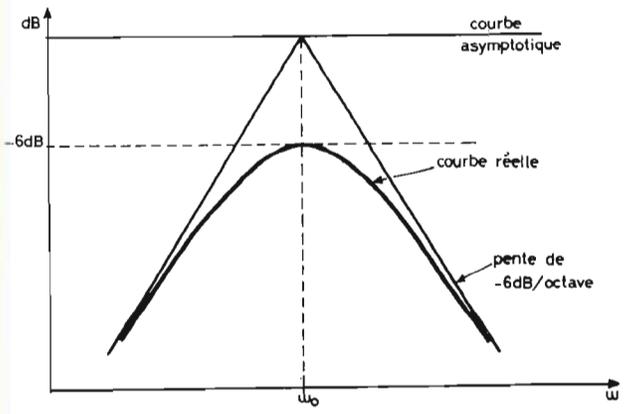


Fig. 5

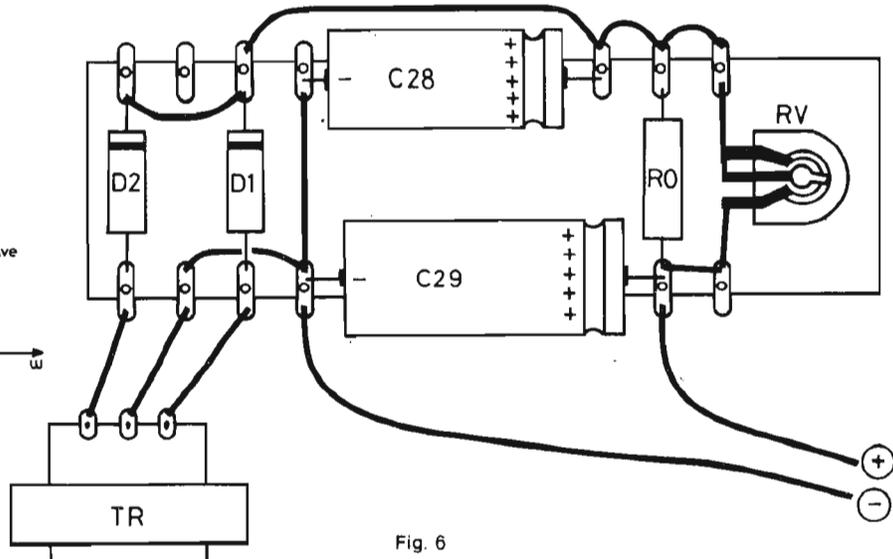


Fig. 6

C17 = 2 × 3 nF non polarisés montés en parallèle
 C18 = 33 nF non polarisés
 C19 = 15 nF et 1 nF non polarisés montés en parallèle
 C20 = 3 nF non polarisé
 C21 = 0,1 μF non polarisé

C22 = 1,5 nF non polarisé
 C23 = 8,2 nF non polarisé
 C24 = 10, nF non polarisé
 C25 = 1 μF 16/18 V
 C26 = 0,47 μF non polarisé
 C27 = 80 μF 25 V
 C28 = 1000 μF 55 V

C29 = 2200 μF 63 V
Semi-conducteurs
 T1-T17 BC109B ou BC109C
 D1-D2 1N4004
Transformateur
 Primaire : 110 V-220 V

Secondaire : 2 × 12 V à point milieu à partir de 5 VA c'est-à-dire 200 mA
Potentiomètres
 P1-P7 100 kΩ lin.

REALISONS NOS APPAREILS DE MESURE

un générateur

de fonctions B.F. simple :

LE TBF 1

DEPUIS l'ouverture de cette rubrique, nous avons décrit deux fréquencesmètres numériques, le TFX1 et le TFX2, un multimètre numérique, le DMM1038 et un générateur de fonctions BF, le TBF1038. Ces appareils ont permis aux lecteurs de la revue, qui ont bien voulu nous suivre de se doter d'appareils de mesure et de contrôle qu'ils n'auraient sans doute jamais possédés. En effet, il suffit de consulter quelques catalogues de grandes marques spécialisées dans la mesure, pour se convaincre de l'avantage financier très considérable apporté par la construction d'amateur : de 2 à 5, selon le prestige de la marque ! Une récente visite au Salon des Composants n'ayant fait que renforcer cette opinion. Et même si les performances des montages décrits sont quelquefois inférieures, elles restent toujours très honorables et largement suffisantes pour les amateurs, à qui sont destinées ces lignes.

D'autre part, nous ne rappellerons que pour mémoire, les immenses avantages apportés par l'étude, la réalisation, la mise au point de ces

appareils, car nous savons que nous prêchons à des convertis !

Toutefois, quelques lecteurs nous ont fait un reproche : les appareils décrits exigent tout de même un effort financier important. Or l'« Apézite » chronique étant une maladie très répandue chez l'amateur, beaucoup lisent nos descriptions mais,

en soupirant... ferment la revue... en attendant des jours meilleurs !

Nous en convenons, les montages proposés jusqu'ici restent coûteux, malgré l'importante réduction par rapport au « tout fait ». Hélas, on ne peut rien faire sans composants et les composants sont chers ! De plus, nous voulions (et nous le voulons

toujours) présenter aux lecteurs du H.-P. des réalisations performantes et d'une technique aussi avancée que possible. Néanmoins nous avons été sensible à l'argument et avons décidé d'offrir aux amateurs ayant des moyens plus modestes, la possibilité de construire quelques appareils de base, permettant d'équiper correctement leur « labo »,

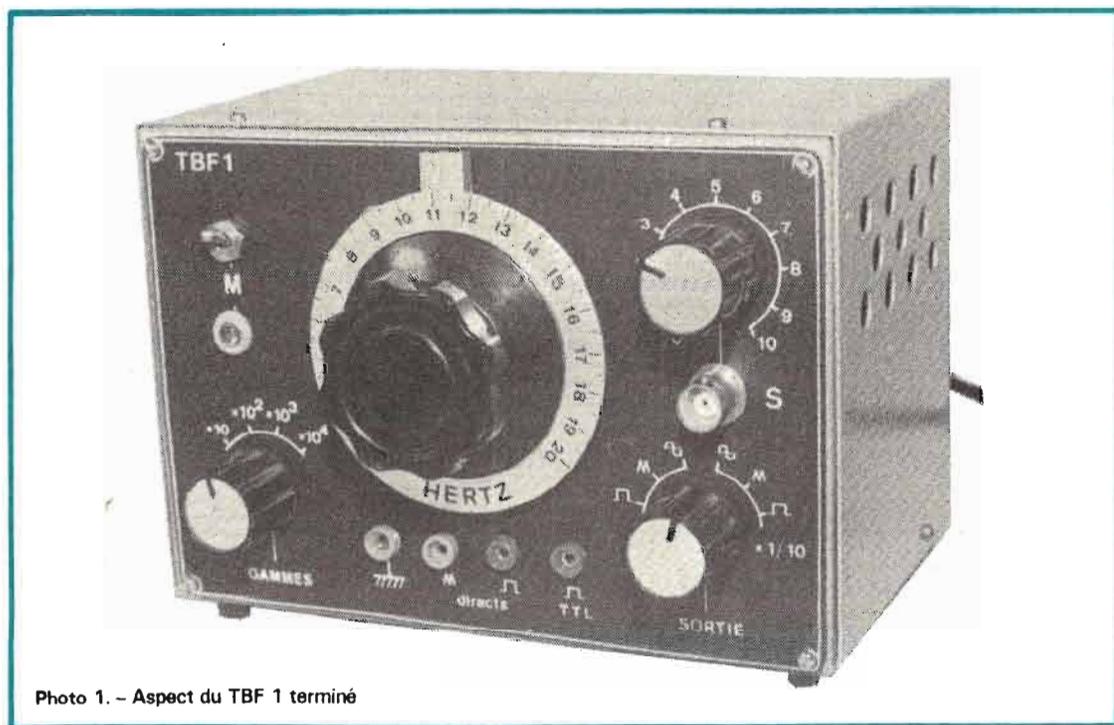


Photo 1. - Aspect du TBF 1 terminé

étant toujours disponibles simultanément.

— Niveau de sortie atténuable, pour l'une des trois ondes au choix, de 1 V eff à 0.

— Sortie TTL.

— Fréquence de 20 Hz à 200 kHz, en 4 gammes, par cadran à graduation unique et linéaire. Précision $\pm 2\%$.

— Dimensions avec boîtier décrit : 170 x 110 x 100 mm.

— Alimentation secteur 110/220 V.

II. Le schéma

Particulièrement simple comme on pourra le voir en figure 1, et cela à cause de l'utilisation de circuits intégrés spécialisés. Nous avons repris le 8038 de Intersil. Ce circuit est évidemment un peu coûteux mais, à résultats égaux, le montage à composants discrets ne le serait pas moins, avec en contre-partie une bien plus grande complexité et difficulté de réalisation. D'aucuns avaient écrit, il y a quelques années, que l'intégration sonnait le glas de l'amateurisme. Nous sommes bien persuadé du contraire. Quand l'amateur a réussi à vaincre cette appréhension curieuse qu'il éprouve en face de ces nouveaux composants, alors il s'aperçoit que bien au contraire, l'électronique prend une nouvelle dimension : combien de montages impensables, il y a quelques années à peine se réalisent maintenant avec facilité. Il est donc indispensable de franchir le pas ! Le TBF1 vous en fournit l'occasion.

Les réalisateurs auront intérêt à se reporter au n° 1482 du H.-P. dans lequel le 8038 a été étudié en détail. La fréquence des signaux fabriqués dépend de plusieurs facteurs :

— La valeur de la résistance Rg.

— La valeur de la capacité C.

— La valeur du potentiel de la broche 8.

Les 4 gammes sont obtenues par commutation de Rg et de C. La couverture d'une gamme, par la variation du potentiel de la broche 8,

laquelle est alimentée par le curseur d'un potentiomètre connecté entre le + et le - de l'alimentation. On remarquera le potentiomètre ajustable, P₁, alimentant les broches 4 et 5 et en série avec Rg. Ce potentiomètre permet de régler le rapport cyclique de fonctionnement à 1, ce qui donne des signaux bien symétriques.

Les signaux rectangulaires et triangulaires sont disponibles directement sur le panneau avant. Par ailleurs, le signal carré est prélevé pour alimenter la base d'un 2N914. Ce transistor alimenté par une tension de + 5 V, par rapport à la masse (point milieu de l'alimentation) délivre des créneaux symétriques, compatibles TTL, ce qui permet le travail sur ce genre de circuits logiques fort répandus.

Enfin les trois formes d'ondes sont envoyées, via un commutateur de fonctions, sur l'entrée d'un « suiveur de tension » LM310. Ce circuit les restitue à la même amplitude, mais sous une impédance beaucoup plus basse. Un potentiomètre de faible valeur permet un réglage du niveau de sortie. On remarquera qu'une atténuation de 10 a été combinée avec le commutateur de fonctions. Ainsi en position X1, les signaux disponibles en S ont 2,8 Vcc pour la sinusoïde et le triangle, ce qui correspond à 1 V eff pour la sinusoïde. En position X1/10, ces valeurs sont 10 fois faibles.

L'alimentation fournit le + et - 11 V, ainsi que le + 5 V. Le schéma est très classique, à composants discrets, car dans ce domaine, s'il existe des circuits intégrés très intéressants, ils ne sont pas compétitifs dans le rapport simplification/prix. Le transformateur fournit deux fois 20 V, redressés positivement et négativement par deux paires de 1N4002. Un filtrage et une régulation électroniques sont très facilement réalisés par un transistor série dont la tension de base est stabilisée par Zener de 12 V. Le 5 V est obtenu directement du

+ 11 V, par circuit Zener simple.

III. Liste des composants

Semi-conducteurs

1 8038 CC de Intersil
1 LM310H de NS
1 2N914
1 BC238
1 BC251
4 1N4002
2 Zeners 12 V, 1/2 W
1 Zener 5, 1 V, 1/2 W

Condensateurs

2 1000 μ F 30 V
4 0,1 μ F C280, 250 V
1 47 nF C280, 250 V
1 4,7 nF C280, 250 V
1 470 pF styroflex

Résistances 5 % 1/4 W

1, 390 Ω
1, 470 Ω
2, 1200 Ω
1, 1800 Ω
1, 2700 Ω
1, 4700 Ω
1, 27 k Ω

Résistances 1 % 1/4 ou 1/2 W

1, 100 Ω
1, 221 Ω
1, 402 Ω
1, 499 Ω
2, 619 Ω
1, 845 Ω
1, 4320 Ω
1, 5620 Ω
1, 73,2 k Ω

Résistances ajustables

4, 100 Ω EO86BD
4, 220 Ω EO86BD
1, 470 Ω EO86BD
2, 100 k Ω EO86BD

Potentiomètres

1, 10 k Ω bobiné VC375 de V. Alter
1, 470 Ω graphite, linéaire

Divers

1 boîtier
1 face avant
1 circuit imprimé
1 commutateur 3 circuits, 4 positions
1 commutateur 2 circuits, 6 positions
1 prise BNC UG625/BU
4 douilles Radiall 2 mm
1 tumbler
1 témoin néon à fils, 65 V

1 cadran Stockli de 70 mm avec index

1 transformateur 110/220 V, 2 x 20 V.

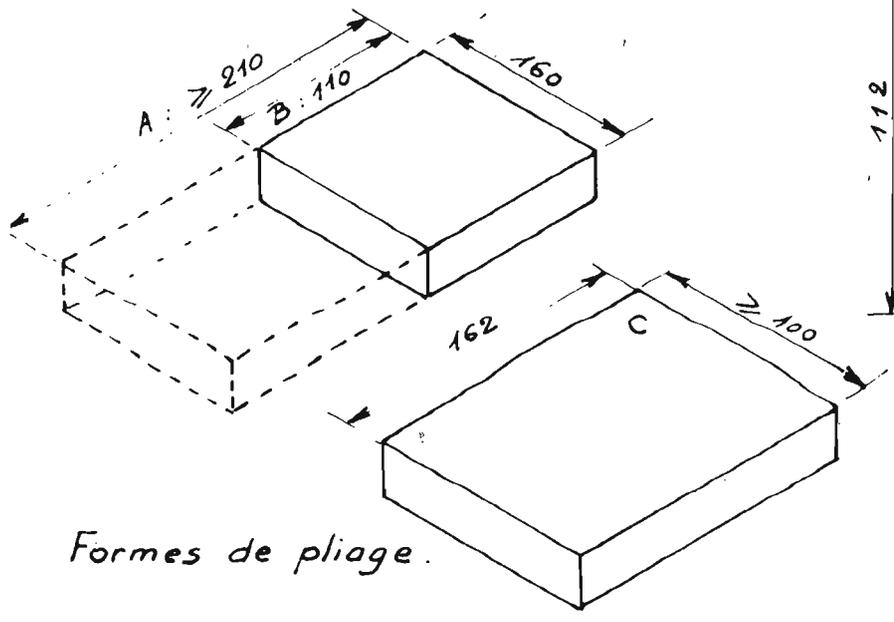
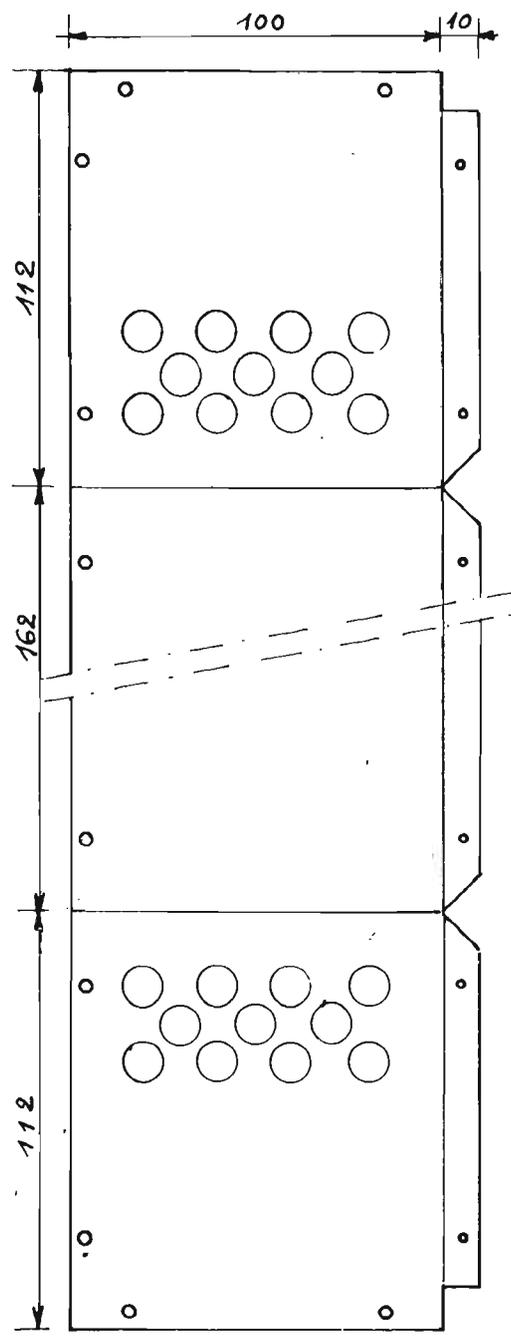
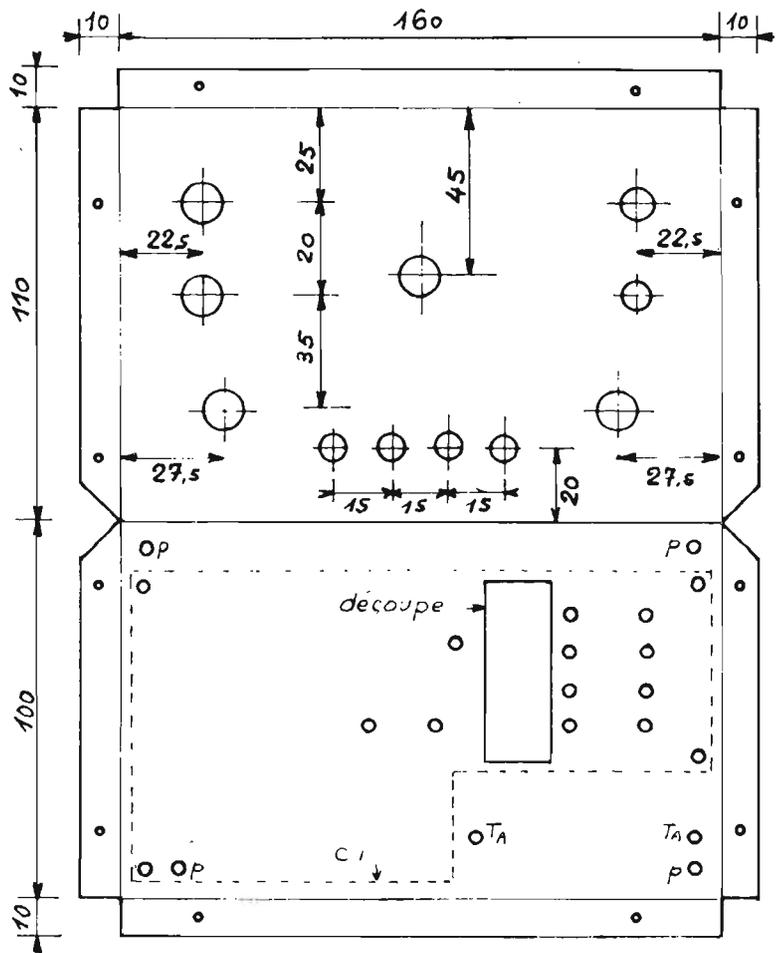
On peut très facilement réaliser cette pièce, en prenant un transfo de H.-P. Audax, 7 000 Ω , sur circuit de 45 x 36 mm. Détôler le transfo, supprimer le secondaire. Le primaire reste et constitue l'enroulement 110 V. Bobiner au-dessus, en vrac et dans le même sens, 1800 tours de 10/100 pour l'enroulement 220 V. Quelques tours de papier isolant, puis deux fois 380 tours de 15/100. Remonter en croisant les tôles.

Il est possible aussi de récupérer une carcasse de vieux transfo. Dans ce cas bobiner pour le primaire 4 400 tours de 10/100, avec prise à 2 500 tours et deux fois 400 tours pour le secondaire. Le bobinage peut se faire en vrac. Dans ce cas, il suffit de serrer la bobine entre deux plaques serrées par une tige filetée de 4 mm, celle-ci étant prise dans le mandrin d'une chignolle fixée horizontalement dans un étau. Le seul problème consiste à compter les tours, en tenant compte du rapport de multiplication du train d'engrenages de la machine.

IV. Réalisation

1. Le boîtier :

Voir figure 2. En alu de 10/10. Découpage à la cisaille non déformante (voir Manufacture) ou à la scie à métaux. Pour que le pliage soit impeccable, faute de puissants moyens, il suffit de préparer les formes de bois dur A, B et C. La précision est de rigueur. La pièce A sert au pliage des rebords droit et gauche de la partie avant : la placer sur la tôle découpée, bien entre les lignes de pli, mettre une contre-plaque de l'autre côté et serrer le tout dans un étau robuste (de menuisier par ex.). Rabattre progressivement en frappant, avec l'intermédiaire d'une pièce de bois, pour éviter toute meurtrissure du métal. Les rebords pliés, pla-



Cotes de traçage.
 Alu. 10/10
 Panneau arrière :
 rectangle de 162x112

Fig. 2 - Coffret du TBF 1

cer la pièce B et, de même rabattre les rebords haut et bas. Enfin, toujours avec B, former en équerre. Les différents perçages se font avant ou après pliage, à la chignolle, à la scie Bocfil (Manufrance) avec finition à la lime douce. La forme C permet de plier le couvercle à l'exacte dimension nécessaire, après le pliage des rebords arrières. La jonction des diverses parties est assurée par de petites vis à tôle (Weber). Percer d'abord les trous dans la partie extérieure, présenter et pointer dans l'autre partie. On est ainsi assuré d'une bonne concordance. Tout perçage terminé, peindre l'extérieur.

2. Face avant :

Ne parlons pas des procédés photographiques divers et souvent inutilisables par l'amateur moyen.

Nous utilisons systématiquement le carton à dessin noir mat. S'inspirer de la photographie de l'appareil terminé. Traits et arcs sont dessinés à l'encre blanche indélébile, au moyen d'un tire-ligne. Lettres blanches à report direct provenant de planches Decady n° 1, 6, 11, 14 et Alfac 2702,5. Plastifier enfin avec un vernis transparent (Alfac).

NB : Tous ces produits se trouvent en librairie, sur commande éventuellement. La face avant terminée, découpée est collée sur le panneau avant, soit à la vinylique soit à la colle contact.

Le réglage de la fréquence se fait par un cadran Stockli. Bien entendu, une solution plus économique peut être envisagée : bouton ordinaire muni d'un index de plexiglas et tracé de la graduation directement sur la face avant. Toutefois le cadran Stockli donne un aspect « professionnel » non négligeable et mérite la dépense. Avec une face avant noire, on prendra un disque aluminium. La graduation peut se faire facilement avec les lettres et chiffres Alfac, noirs, de 2 à 3 mm. Les traits

de cette graduation se trouveront également sur les planches Alfac. Pour celle-ci : angle total de 270° à partager en 18 parties de 15°.

Si la face avant est aluminium (Scotchcal acheté), alors le disque du cadran sera noir avec des inscriptions blanches.

NB : On peut avoir chez RD. Electronique, un scotchcal de graduation, soit en noir, soit en blanc, à coller sur le disque du cadran. Le découplage en est toutefois assez délicat : utiliser un compas de mécanicien, à pointes sèches, très rigides et affûtées. Tracer le sillon d'amorçage de la découpe. Ne pas essayer de couper ainsi, complètement. Pour détacher, provoquer la rupture par pliages légers, sur des portions d'arcs très courts. Le résultat est net. Il reste à coller sur le disque, sous le bouton, puis à figoler le pourtour à l'abrasif très fin. Ce scotchcal peut aussi parfaitement se coller sur la face avant, avec utilisation du bouton à index.

3. Le circuit imprimé (fig. 3)

En époxy simple face de 15/10.

D'un tracé simple il pourra vous permettre de faire vos premières armes. A l'heure actuelle, il existe de nombreuses formules de fabrication : Alfac, Mécanorama... Il suffit de reporter les symboles et traits disponibles sur les planches, puis d'attaquer au perchlorure.

Nous rappelons pour mémoire (et tout bas !) notre méthode de tracé à l'encre au brai et d'attaque à l'acide nitrique. C'est ridiculement désuet, mais ultra-économique. Les résultats sont excellents avec un certain tour de main (c'est du moins ce que certains de nos amis soutiennent !).

NB : Les amateurs désirant éviter tous ces problèmes, pourront trouver chez RD. Electronique :

- Un boîtier convenable non percé.
- La face avant, la graduation du cadran, en scotchcal.

- Le circuit imprimé terminé, percé ou non.
- Le transformateur.

4. Montage

Disposer les composants sur le circuit imprimé en suivant la figure 4. Prendre les précautions classiques : sens des semi-conducteurs, des chimiques. Souder rapidement les circuits intégrés, pas plus de deux ou trois picots à la fois.

Pour la fixation du CI, nous utilisons maintenant des entretoises découpées dans du tube de laiton de modéliste (3 ext. et 2 int.). Percer les trous d'angle à 3 mm, enfiler les entretoises, régler la hauteur (5 mm) et souder. La fixation au fond du boîtier se fait avec les petites vis à tôle.

On aura prévu avant cette pose, la soudure de tous les fils d'interconnexion (de a à v). Equiper le panneau avant de toutes ses pièces et établir les liaisons avec le CI, en suivant la figure 5.

On remarquera que le fond du boîtier comporte un trou rectangulaire, sous les résistances Rg. Il sera ainsi possible de changer une de ces résistances, dans le cas, où cela s'avérerait nécessaire pendant la mise au point et cela, sans démonter la platine. De même des trous sont prévus pour tourner les ajustables, boîtier fermé. Il y aura avantage à tracer l'emplacement de ces trous, à l'aide du CI, avant la pose des composants.

5. Mise en service

Vérifier très minutieusement le travail précédent. Placer tous les ajustables à mi-course. Comme nous l'avons signalé, un oscilloscope est nécessaire. Si cet appareil ne fait pas encore partie de votre atelier, essayez de vous mettre en rapport soit avec le technicien télé de votre quartier, soit avec les responsables d'un lycée technique, soit avec ceux d'un IUT.

Brancher cet oscilloscope sur la sortie triangle direct. Mettre sous tension et vérifier l'existence du signal sur toutes les gammes et à toutes les fréquences. Une erreur seule peut empêcher le fonctionnement.

Régler tout de suite, par P₁, le rapport cyclique, pour avoir un triangle parfaitement symétrique. Pour cela, il faut être certain de la bonne linéarité du balayage de l'oscilloscope, linéarité facile à vérifier puisqu'il suffit de faire apparaître sur l'écran, une dizaine de périodes et de vérifier au réglage ou par le réticule, leur équidistance.

Vérifier l'existence des signaux sur les autres sorties.

Si vraiment vous n'avez pas trouvé d'oscillo, faites un simple contrôle auditif, en branchant un casque ou un écouteur à impédance élevée ($Z \geq 2000 \Omega$) entre la masse et les différentes sorties. Bien entendu, au-dessus de 12 à 15 kHz, on n'entend plus rien !

6. Etalonnage

Il « suffit » de caler le haut et le bas de chaque gamme. Mais comment procéder ?

— **A l'aide d'un fréquence-mètre numérique.** Heureux propriétaires d'un TFX1 ou 2, pour vous ce sera un jeu d'enfant. Se brancher par exemple en sortie TTL. Amener le haut de gamme à la valeur correcte par le réglage de Rg. Dans le cas malheureux où, réglage en butée, la fréquence n'est pas encore atteinte, il faudrait changer la résistance fixe, en prenant la valeur voisine de la série E96. Amener le bas de gamme, de la même manière par Rt.

Faire plusieurs retouches successives, mais ne pas perdre de vue que la précision escomptée est de l'ordre de $\pm 2\%$.

— **A l'aide d'un oscilloscope.** C'est déjà nettement plus compliqué ! Il faut utiliser la fameuse méthode des courbes de Lissajous (se reporter éventuellement à un ouvrage traitant de la question).

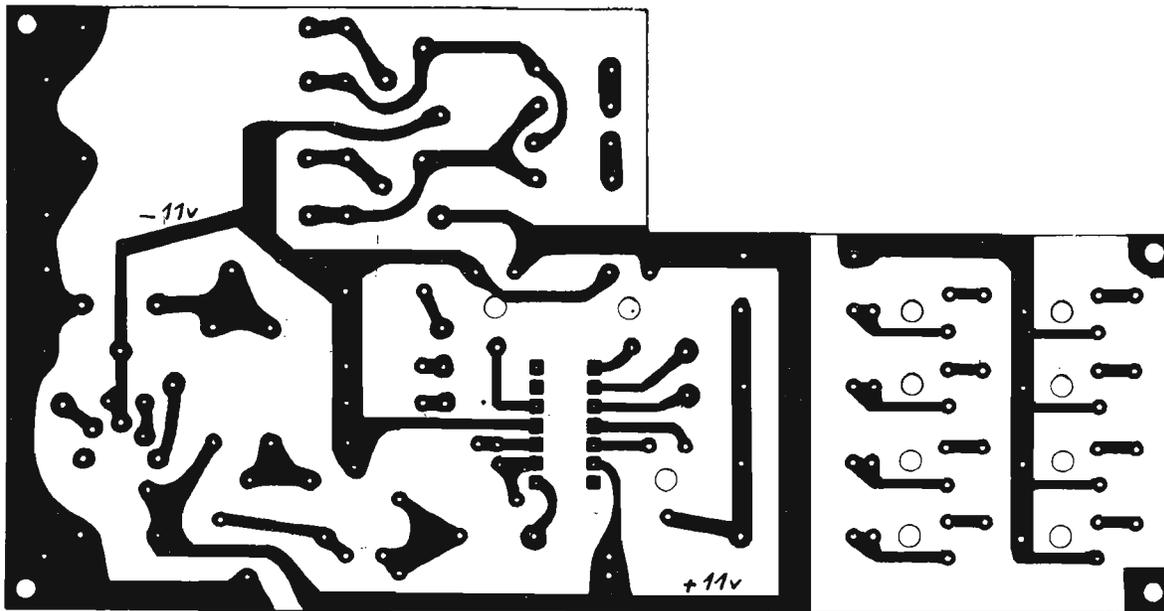


Fig. 3. - Circuit imprimé

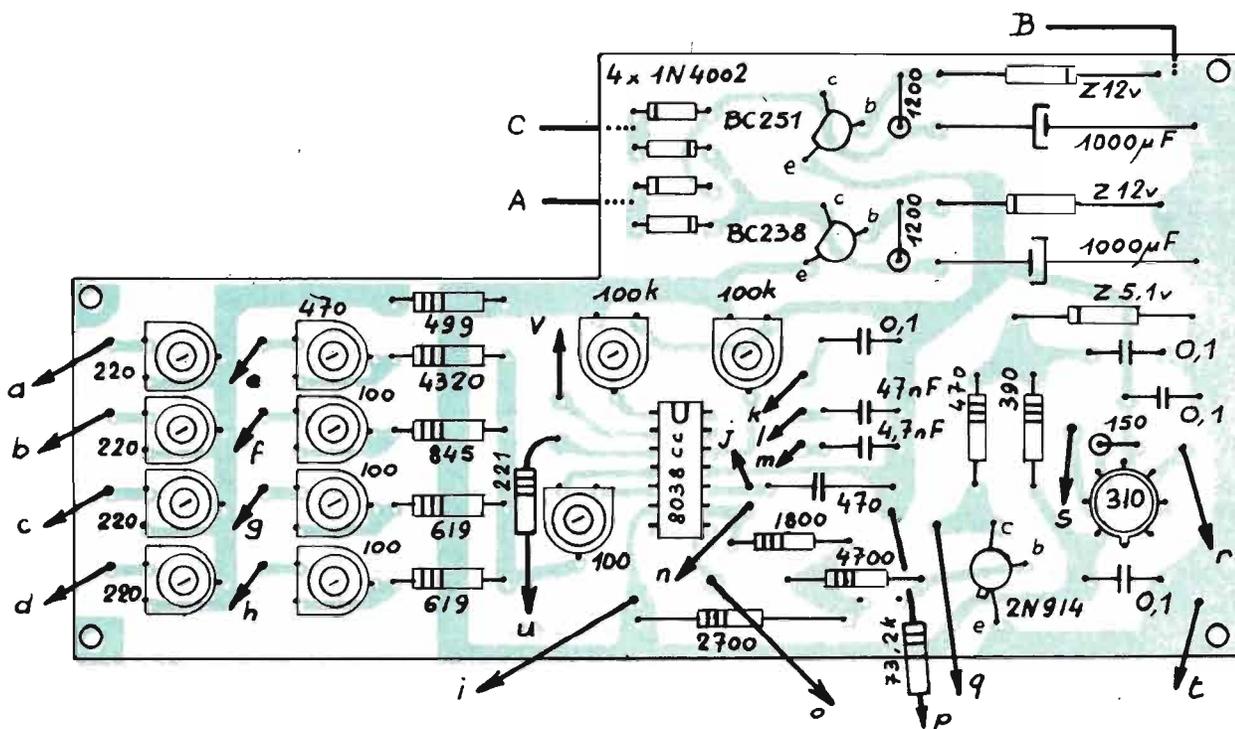


Fig. 4. - Pose des composants

Envoyer en entrée verticale Y, le signal du TBF1 (sinusoïde) et en entrée horizontale X, le signal de référence : pour la première gamme, ce sera la sinusoïde du secteur (via un transfo abaisseur et d'isolement). Il est alors très facile de situer le 50 Hz, le 100, le 150 et le 200 Hz, ainsi que le 25 Hz. Pour la deuxième gamme, le 200 Hz du départ, dûment

calé, monter le TBF1 en fréquence, en comptant minutieusement les multiples de 50 Hz, jusqu'à atteindre le 2 000 Hz. Mais c'est déjà du « sport ».

La troisième gamme exige l'utilisation d'un oscillateur de recouplement. On pourra monter celui de la figure 6, en l'alimentant par le TBF1. Le 2 000 Hz ayant été calé en

gamme 2, brancher la sortie de cet oscillateur en X de l'oscilloscope et l'amener à égalité de fréquence, soit aussi sur 2 000 Hz. Passer en gamme 3 et caler le 2 000 Hz, puis comme précédemment, monter lentement en fréquence, en situant les multiples de 2 000 Hz. Caler le 2 000 Hz. Laisser le TBF1 sur 2 000 Hz, changer les valeurs de l'oscil-

lateur externe pour atteindre cette fréquence, le caler, passer en gamme 4 et refaire le même travail.

— **A l'oreille.** C'est possible si l'on possède une oreille un peu musicienne, mais les amateurs de Hi-Fi sont si nombreux que la chose ne devrait pas poser de problèmes ! En gamme 1 : brancher le casque, haute impédance, entre le

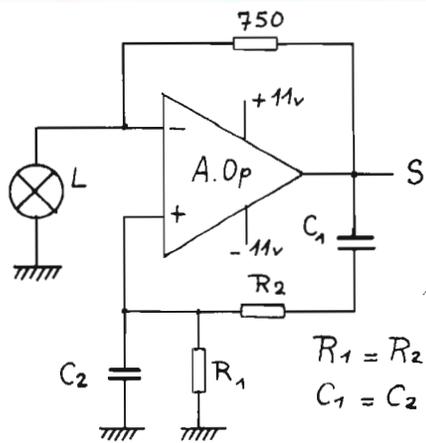


Fig. 6. - Oscillateur en pont de Wein

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

A.Op : LM107, LM741, LM709
(avec ses compensations)

L : ampoule 10v, 14mA
ou résistance de 750Ω

f	C	R
2kHz	10 nF.	≈ 8000 Ω
20kHz	1 nF	≈ 8000 Ω

R₁ et R₂ seront un pot. double de 2x10kΩ, ou simplement 2 ajustables maintenues à égalité de valeur

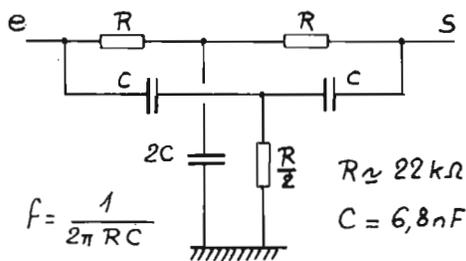


Fig. 7. - Filtre en double T

Valeurs pour 1kHz

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$R \approx 22k\Omega$$

$$C = 6,8nF$$

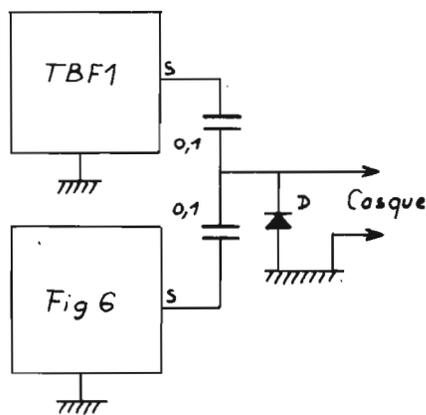


Fig. 8. - Ecoute des battements

de la variation de la tension de sortie avec la charge n'est pas particulier au TBF1, mais existe sur tous les générateurs. Il faut simplement en tenir compte.

Les tensions de sortie du 8038 pouvant varier d'un échantillon à l'autre, nous avons prévu, sur le schéma de principe, la possibilité d'ajuster ces tensions par modification des valeurs des résistances de 221, 5620 et 100 Ω. Mais il faut, pour cela, disposer des moyens de mesure nécessaires. Le but visé est d'avoir, à vide 1 V eff en sinusoïde, soit 2,8 Vcc et la même tension de crête en triangle. La tension du rectangle sera un peu supérieure : 3,5 Vcc environ et toujours positive, alors que les deux autres formes ont un potentiel moyen centré sur le 0 V. Ne pas oublier que la liaison vers S est continue. Dans certains cas, il sera donc indispensable de prévoir un condensateur de liaison extérieur.

Une remarque encore : les temps de basculement du signal TTL pourraient être légèrement accélérés en disposant un condensateur aux bornes de la 4 700 Ω. Toutefois il faut disposer d'un oscilloscope à large bande (≥ 10 MHz) pour mettre la chose en évidence. Le circuit imprimé est prévu pour cette adjonction.

Voici donc terminée la description de notre premier petit montage. Sérieux, de réalisation fort simple, d'un prix de revient abordable, pourquoi vous en priver ? Au travail donc !

F. THOBOIS

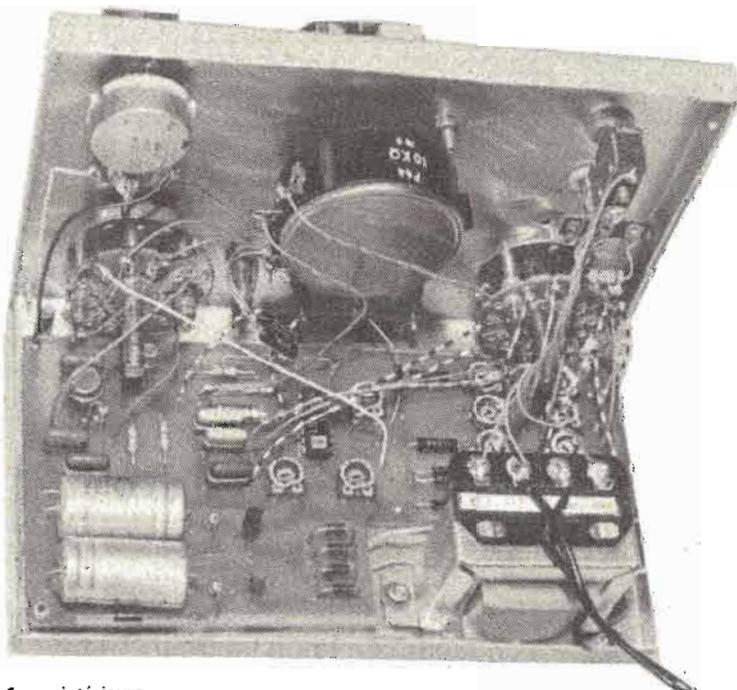


Photo 2. - Le TBF 1 vue intérieure

LA PUISSANCE DES AMPLIFICATEURS B.F.

LES amplificateurs BF pour haute fidélité employés pour l'audition de disques ou à la suite d'un tuner AM, FM ou d'un magnétophone, etc., sont caractérisés par leur constructeur à l'aide de divers termes de mesure. Notamment, en ce qui concerne la **puissance**, on peut encore trouver des expressions telles que puissance de crête (ou puissance maximale instantanée), puissance moyenne, puissance musicale, puissance efficace, etc.).

Si l'on examine (sur catalogue) deux amplificateurs qui apparemment sont très semblables, on est parfois surpris de constater qu'une certaine puissance du premier est trois ou quatre fois plus grande qu'une certaine autre puissance du second. L'ennui vient de cette diversité dans les puissances et il était important, là aussi, de standardiser.

LES WATTS ET LES PUISSANCES

L'unité de puissance, le **watt**, est pourtant une grandeur parfaitement définie : c'est la quantité d'énergie en une seconde correspondant à une intensité de 1 A sous une tension de 1 V. Cela est vrai en électricité en courant continu, et même en courant alternatif sinusoïdal où l'on parle alors de volts efficaces, d'ampères efficaces, et donc de watts efficaces (où R.M.S. sur les notices en anglais).

Et cependant, combien de sortes de watts ne peut-on voir parfois sur les catalogues ! Cela tient évidemment au **genre** de volts et d'ampères avec lesquels sont calculés ces watts... Il fallait donc bien que l'utilisateur s'y reconnaisse et ne se laisse pas abuser. C'est la raison pour laquelle une « normalisation » a été établie et doit être désormais obligatoirement appliquée.

Dans les diverses mesures sur les amplificateurs BF, on emploie des signaux sinusoïdaux ou rectangulaires dont l'amplitude est constante, alors qu'en utilisation normale, l'amplificateur reproduit généralement de la musique dont l'amplitude varie constamment et parfois d'une manière très rapide. D'autre part, outre leur nature transitoire, les tensions musicales ont des formes beaucoup plus complexes que n'importe quel signal issu d'un générateur BF (fig. 1). Telles sont tout d'abord les différences essentielles entre les mesures classiques en régime sinusoïdal et le fonctionnement réel de l'amplificateur.

Ces différences de fonctionnement – on le conçoit – étant importantes depuis quelques années où l'on parle tant de Hi-Fi, des ingénieurs ont cherché « à en sortir ». Des constructeurs ont conçu des amplificateurs en se moquant de ce qu'entendaient leurs oreilles ; pourvu que de belles mesures, de beaux chiffres, soient obtenus tendant à « prouver » que leur appareil était le meilleur ! De l'autre côté de la barrière, certains ingénieurs, par contre, ont conçu des amplificateurs capables de donner auditivement de l'excellente musique, même si les mesures faites n'étaient pas tellement favorables. Il y a sans doute excès d'un côté comme de l'autre !

Mais revenons à nos watts parmi les divers qualificatifs de la puissance.

C'est la nature transitoire de la musique qui est à la base de ce que l'on nomme la puissance « musicale ».

Une « note tenue » fournie par un unique instrument peut avoir, du fait de ses harmoniques, une puissance moyenne toute différente de celle d'un signal sinusoïdal pur. Et cela se complique encore lorsqu'il s'agit évidemment de tout l'orchestre !

La puissance limite d'un amplificateur est la puissance de crête qu'il peut fournir. Pour une puissance efficace **sinusoïdale** de 8 watts, la valeur de crête est de 16 watts (l'impédance de charge restant constante). Mais un son musical dont la puissance de crête est de 16 watts peut parfaitement correspondre à une puissance efficace inférieure à 4 watts, même s'il s'agit d'une note tenue (entre autres, du fait de ses harmoniques).

On conçoit donc fort bien que les mesures en soient affectées. Pratiquement, par ailleurs, on s'aperçoit vite que la régulation de l'alimentation de l'amplificateur n'est pas aussi critique que s'il s'agit d'un signal sinusoïdal pur.

La musique comporte toujours beaucoup de sons transmis simultanément, chaque son ayant une fréquence fondamentale diffé-

rente, et étant plus ou moins riche en harmoniques. Incontestablement, à certains instants, les crêtes coïncident, les tensions s'ajoutent donc, et la puissance instantanée est notablement multipliée. En face de signaux BF musicaux aussi complexes, en face d'autant de variables, le seul point de commune fréquence entre les amplificateurs et la musique qu'ils fournissent, est la puissance de crête. C'est, en effet, celle qui détermine le point où l'appareil va commencer à présenter une distorsion inacceptable. La puissance efficace correspondant à la puissance de crête ne dépend nullement de l'amplificateur, mais uniquement de la forme des signaux musicaux qu'il doit reproduire.

Il y a une dizaine d'années, un mouvement s'était dessiné en faveur de cette caractéristique dite « puissance de crête ». Hélas, on a trop pensé à la sinusoïde et au classique rapport du simple au double entre la puissance efficace et la puissance de crête qui existe dans ce cas particulier. Et de nombreux industriels se sont limités à doubler le chiffre correspondant à la puissance dans les caractéristiques de leurs amplificateurs ! Ce n'est évidemment pas ce que l'on recherchait, la puissance de crête que l'on désirait imposer devant indiquer ce que pouvait délivrer l'amplificateur pendant les crêtes, en fonction de la durée de ces moments dans la musique. Devant l'insuffisance des explications et précisions données, ce mouvement ne fut pas poursuivi.

Lorsqu'on a voulu ensuite introduire la notion de « puissance musicale », on a étayé la définition par le fait suivant :

Lors de l'utilisation normale d'un amplificateur, c'est-à-dire en reproduction musicale, la puissance maximale n'est fournie que pendant des courts instants. On examine donc le comportement

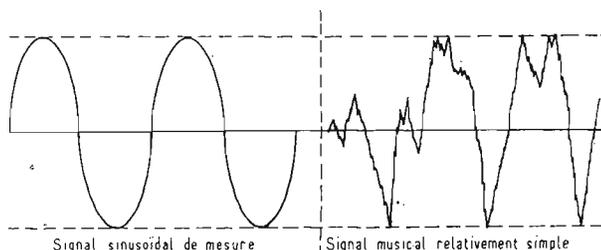


Fig. 1

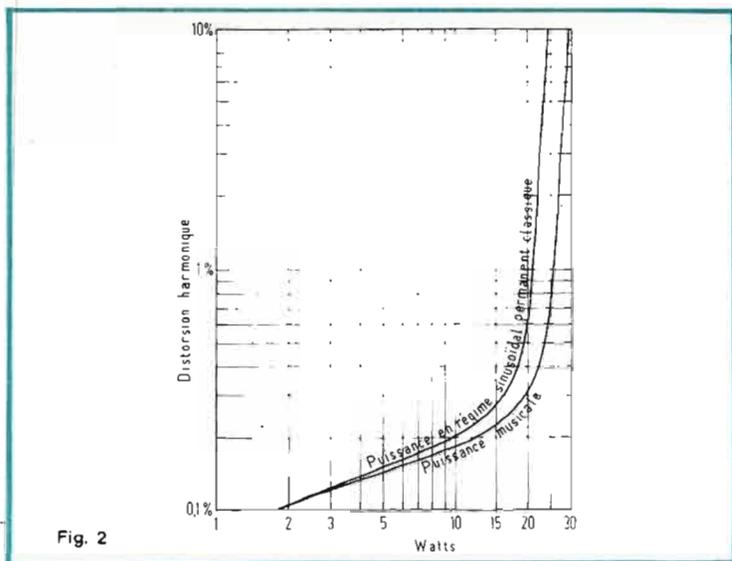


Fig. 2

de l'amplificateur lorsque la « demande » n'est pas continue. Si l'on introduit tout juste deux ou trois cycles d'une oscillation (on dit une « salve ») à l'entrée d'un amplificateur, on peut examiner son comportement durant ce temps très court, mais on ne peut pas le mesurer parce que les appareils de mesures n'ont pas le temps de se stabiliser. Pour éviter cet ennui, la théorie de la méthode de mesure préconisée suppose le maintien artificiel des tensions qui varient pendant un temps suffisant pour les mesurer.

Plus récemment, les américains ont défini la puissance musicale comme étant la puissance d'un signal (comportant une seule fréquence) obtenue avec un total de 5 % de distorsion harmonique (ou moins) indiqué par un distorsiomètre pour une mesure faite immédiatement après une brusque application du signal et durant un intervalle de temps tellement court que les tensions d'alimentation à l'intérieur de l'amplificateur n'aient pas changé par rapport à leurs valeurs de la condition « sans signal ».

A priori, la définition de la puissance musicale semble séduisante, puisque c'est une mesure faite dans des conditions qui s'approchent de celles du fonctionnement d'un amplificateur; en fait, la musique ne peut-elle pas être considérée comme une succession rapide de pianissimi et de fortissimi... Il n'en demeure pas moins que le procédé de mesure reste délicat et nullement à la portée de l'utilisateur moyen.

Le graphique de la figure 2 représente la distorsion harmonique en fonction de la puissance pour un amplificateur type donné. Dans cet exemple, on voit

que pour une distorsion harmonique de 0,8 % la puissance musicale est d'environ 20 % supérieure à la puissance en régime sinusoïdal permanent classique. Dans certains cas, on atteint 30 %.

Lorsque l'amplificateur ne « fabrique » pas de transitoires musicaux assez spéciaux (!) et à condition que les crêtes musicales ne dépassent pas deux fois la « puissance musicale » spécifiée, cette dernière valeur donne tout de même une bonne indication de la puissance que peut fournir convenablement l'amplificateur.

Le graphique de la figure 2 est vrai, objectif, et a été établi à partir de mesures réelles et sérieuses. Mais comme nous l'avons dit précédemment, les mesures en puissance musicale ne sont pas aisées et donc nullement du domaine de l'amateur; la puissance musicale « annoncée » n'est, par conséquent, pas facilement vérifiable. Or, l'on a constaté des abus invraisemblables dans les publicités! Comme exemple, citons deux amplificateurs stéréophoniques **identiques**, l'un de 2 x 5 watts efficaces, et l'autre présenté comme ayant une puissance musicale de 2 x 45 watts musicaux, ce qui techniquement n'est évidemment pas possible.

Mais si l'utilisateur ne sait pas ce dont il s'agit, et puisque ce n'est pratiquement pas contrôlable avec les moyens dont il dispose, et si de surcroît les prix sont voisins, l'acheteur a de fortes chances de se laisser « piéger »!

Parmi toutes les sortes de watts proposées dans les notices des constructeurs (car il y en avait encore d'autres que nous n'avons pas citées ici), il était donc bien difficile de pouvoir objectivement comparer les mérites respectifs de

tel ou tel amplificateur: C'est la raison pour laquelle une uniformisation, une normalisation, étaient devenues nécessaires.

C'est la **puissance efficace mesurée à 1 000 Hz en signal sinusoïdal sur l'impédance de charge de sortie normalement requise par l'amplificateur** qui a été retenue et qui désormais doit être spécifiée dans les notices ou publicités des constructeurs.

LA PUISSANCE EFFICACE

Nous allons donc revenir avec quelques détails sur la définition de cette puissance efficace et sur sa mesure.

On sait qu'un amplificateur BF doit reproduire fidèlement le signal appliqué à l'entrée sans le déformer (sans distorsion). Mais on sait également que lorsqu'on augmente progressivement le gain de l'amplificateur, donc la puissance de sortie, on finit par atteindre la saturation des transistors.

Dès cet instant, la reproduction n'est plus parfaite, n'est plus fidèle, même si l'oreille de l'utilisateur ne décèle pas encore la déformation qui en résulte. C'est à ce point maximal de l'amplification, c'est-à-dire **juste avant** une déformation ne se manifeste, que l'on doit considérer que la puissance maximale est atteinte.

Les mesures et les observations sont faites à partir d'un signal simple, sans harmonique, c'est-à-dire tout bonnement à partir d'un signal sinusoïdal. Les caractéristiques essentielles d'un tel signal sont sa fréquence (elle a été fixée à 1 000 Hz par convention) et son amplitude pour laquelle nous considérons ici la tension efficace.

La figure 3 (à gauche) représente un signal sinusoïdal pur (un seul cycle a été dessiné) et nous avons indiqué la valeur de la tension de crête (V_{cr}) et la valeur de la tension efficace (V_{eff}). Nous rappelons au passage :

1) Que ces deux grandeurs sont liées par la relation :

$$V_{cr} = V_{eff} \sqrt{2}$$

2) Que la valeur d'une tension alternative efficace est la valeur d'une tension continue qui produirait le même effet thermique sur une résistance pure.

3) Que la valeur d'une tension efficace sinusoïdale est celle qui est normalement indiquée par les voltmètres.

Dans les amplificateurs BF, l'énergie nécessaire au fonctionnement de l'appareil est fournie par le courant d'alimentation. En conséquence, dans nos amplificateurs actuels à transistors et sans transformateur de sortie, la tension de crête BF est théoriquement limitée par la valeur de la tension d'alimentation (V_a); c'est ce qui est représenté au milieu de la figure 3 (en pointillés).

En pratique, lorsque l'amplitude du signal BF devient trop importante, il se produit une déformation, un écrêtage le plus souvent symétrique, avant l'égalité $V_{cr} = V_a$ (trait plein sur la figure); cet écrêtage a lieu pour une valeur V_{max} .

L'égalité $V_{cr} = V_a$ ne peut pratiquement pas être satisfaite, et cela s'explique aisément. En effet, si l'on regarde le schéma de l'étage de sortie d'un amplificateur, nous trouvons généralement une résistance dans les circuits (émetteur et collecteur) des transistors de puissance. Ces résistances ne sont certes pas très élevées (de 0,5 à 2 Ω chacune); mais on doit encore ajouter les résistances internes dynamiques propres des transistors. Du fait des intensités élevées parcourant ce circuit, les chutes de tension qui en résultent ne peuvent donc pas être négligées, et c'est la raison pour laquelle on n'a jamais $V_{cr} = V_a$.

Par conséquent, c'est la valeur V_{max} , qu'il convient de ne pas dépasser pour le signal de sortie, si l'on veut conserver la forme

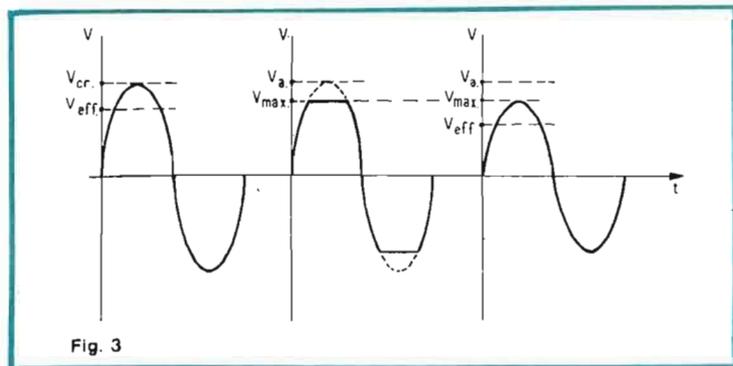


Fig. 3

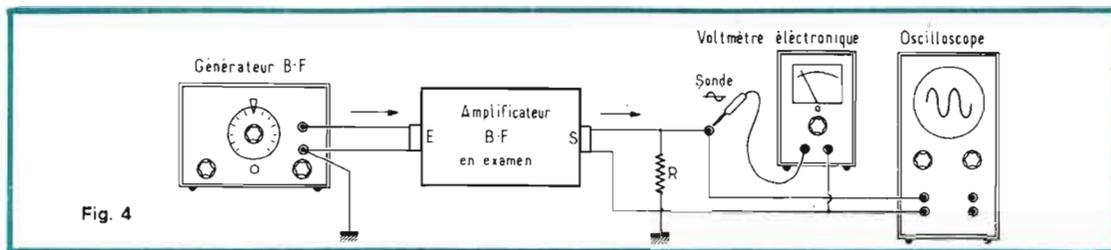


Fig. 4

normale de la sinusoïde, c'est-à-dire ne pas aboutir à des distorsions; ceci est représenté à droite de la figure 3. Naturellement à cette valeur V_{max} , correspond une nouvelle tension BF de crête qui détermine à son tour la nouvelle tension BF efficace mesurée.

Connaissant cette tension efficace E mesurée sur la résistance pure R chargeant la sortie de l'amplificateur (égale à l'impédance normalement requise), on sait qu'il suffit d'appliquer la formule

$$P = \frac{E^2}{R}$$

pour obtenir la puissance efficace P correspondante.

Reste la question « distorsion ». Normalement, nous l'avons dit, la mesure de la tension efficace doit être faite **juste avant** l'apparition d'une déformation, c'est-à-dire en **l'absence** de toutes distorsions. Cependant, on sait qu'un certain taux de distorsion peut être admis, sans pour autant que l'oreille puisse le déceler. Dans ce cas, le taux de distorsion admis **doit être spécifié**; n'oublions pas, en effet, que dans les amplificateurs à transistors, le taux de distorsion s'accroît à une vitesse affolante dès que l'écrêtage commence.

MESURE

Le procédé classique de mesure est représenté sur la figure 4. La fréquence du générateur BF est calée vers 1 000 Hz (signal sinusoïdal). La sortie de l'amplificateur BF à examiner est chargée par une résistance R (ou un groupement de résistances de même valeur résultante); cette résistance R doit être égale à l'impédance de sortie indiquée par le constructeur (le plus souvent 4, 8 ou 15 Ω) et elle doit pouvoir dissiper largement la puissance approximativement prévue.

Comme il faut éviter l'emploi de résistances bobinées, parce que non exemptes d'un certain coefficient de self-induction, c'est la rai-

son pour laquelle nous avons parlé d'un groupement de résistances (au carbone). Toutefois, nous avons fait des mesures comparatives en utilisant tour à tour une résistance bobinée et un groupement de même valeur de résistances au carbone; nous devons à la vérité de dire que la différence des mesures a été minime. Cela tient au fait qu'une résistance bobinée de 4 ou 8 Ω ne comporte pas beaucoup de tours, et qu'à la fréquence de 1 000 Hz, cela ne provoque qu'un effet assez mince.

L'amplificateur doit être alimenté exactement à la tension prévue par le constructeur; vérifier la tension du secteur et la position du cavalier répartiteur de tension. Un voltmètre alternatif de précision (ou mieux un voltmètre électronique muni de sa sonde pour « alternatif ») est connecté en parallèle sur la résistance R , ainsi que l'entrée verticale d'un oscilloscope; le balayage de ce dernier est ajusté pour permettre l'observation de deux cycles (par exemple) du signal de sortie.

Le niveau de sortie du générateur BF est réglé au minimum et le potentiomètre de volume de l'amplificateur à examiner est tourné pour le maximum de gain. Ensuite, on augmente progressivement le niveau de sortie du générateur BF, c'est-à-dire l'amplitude du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur, jusqu'à ce que l'on observe sur l'écran de l'oscilloscope une déformation du signal sinusoïdal, quelle que soit l'origine de cette déformation. Au fur et à mesure de l'augmentation de l'amplitude du signal d'entrée, si l'oscillogramme déborde l'écran, on le réduit en agissant sur le potentiomètre de gain vertical de l'oscilloscope.

Lorsqu'une déformation du signal sinusoïdal est décelée sur l'écran de l'oscilloscope, on revient alors un peu en arrière en réduisant le niveau du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur jusqu'à la disparition complète de la déformation. C'est à ce moment, et à ce moment-là seulement, qu'il faudra lire la tension

efficace E indiquée par le voltmètre connecté en parallèle sur la charge R . Ce qui nous permettra de calculer la puissance efficace P par simple application de la formule déjà citée :

$$P = \frac{E^2}{R}$$

puissance efficace sans distorsion.

Lorsqu'une déformation commence à être décelable par l'œil (sur l'écran de l'oscilloscope), il faut estimer le taux de distorsion comme étant de l'ordre de 1 à 2%. Ensuite, cela va très vite: une faible augmentation de puissance se traduit par un accroissement très rapide du taux de distorsion harmonique. Les déformations sont visibles sur l'oscilloscope bien avant qu'elles soient décelables pour l'oreille.

Sur la figure 3, nous avons représenté le cas d'un amplificateur monophonique simple. S'il s'agit d'un amplificateur stéréophonique, il est naturellement possible de procéder aux mêmes mesures et observations, tour à tour, sur chaque canal. Mais il est également possible de faire un examen simultané; pour cela, les deux entrées « droite » et « gauche » sont réunies en parallèle et attaquées ensemble par la sortie du générateur BF. Par contre, les sorties « droite » et « gauche » de l'amplificateur en examen sont chargées respectivement par leur propre résistance R de valeur convenable. Mais, il faut ensuite disposer d'un oscilloscope à double trace (ou bi-courbe), chacune des entrées étant connectées sur chacune des résistances R . Ce genre d'examen **simultané** des deux canaux peut être intéressant du fait des dissymétries possibles des deux voies de l'amplificateur BF.

INFLUENCE DE LA CHARGE

Pour terminer, disons encore quelques mots de mise en garde vis-à-vis de la puissance BF par rapport à la charge R , c'est-à-dire par rapport à l'impédance présentée normalement par les haut-parleurs qui seront utilisés.

Nous savons fort bien que l'adaptation des impédances entre sortie d'un amplificateur et haut-parleur est quelque chose de relativement souple dans les montages à transistors actuels sans transformateur de sortie. Il ne faut cependant rien exagérer.

Si le constructeur annonce que tel type d'amplificateur doit être chargé par une enceinte de 8 Ω , il importe de se tenir aussi près que possible de cette valeur d'impédance.

Naturellement, il est bien évident que si l'on charge cet amplificateur avec une enceinte de 16 Ω , la puissance BF sera deux fois moindre (théoriquement et mathématiquement). Il est non moins évident que si l'on charge ce même amplificateur avec une enceinte de 4 Ω , la puissance BF sera théoriquement doublée.

Néanmoins, dans les deux cas, il y a danger: dans le premier cas, on risque le claquage des transistors (breakdown voltage); dans le second cas, c'est la destruction des transistors par « emballement thermique » qui ne manquerait pas de se produire.

Cet ensemble d'arguments montre parfaitement pourquoi on a finalement bien spécifié que la puissance efficace devait être mesurée à 1 000 Hz, en régime sinusoïdal, avec absence de distorsion (ou au maximum 1%) et sur l'impédance de charge de sortie requise par l'amplificateur (de par sa conception).

En fin d'analyse, lors du choix d'un amplificateur commercial, nous conseillons de pousser la commande de vitesse de volume sonore à son maximum pour juger de la distorsion audible, et cela plus particulièrement aux fréquences basses. Ensuite, faire le même essai d'audition, mais au contraire à un très faible niveau sonore... Car aussi paradoxal que cela puisse paraître a priori, certains amplificateurs déforment autant à faible niveau qu'à haut niveau (pas pour les mêmes raisons évidemment!) Il va sans dire que s'il s'agit d'un bon amplificateur, rien ne doit être décevable à l'oreille, dans un cas comme dans l'autre.

Roger A. RAFFIN

13. LES GENERATEURS D'IMPULSIONS =

LES impulsions sont utilisées dans beaucoup d'appareils électroniques modernes, du plus modeste récepteur de télévision jusqu'aux ordinateurs. L'essor des techniques digitales, qui font une orgie de ces « pulses », nous incitent à décrire des dispositifs capables de les produire afin de permettre à l'amateur éclairé d'exercer ses talents sur des montages évolués.

Il n'est pas besoin d'être un technicien très spécialisé pour construire des appareils produisant ou utilisant des impulsions ; il est seulement indispensable de travailler avec soin et méthode et de disposer d'un bon oscilloscope, de pré-

férence déclenché et à double trace.

Nous donnons des indications précises pour la réalisation de générateurs d'impulsions, dont le dernier, assez évolué, permettra d'effectuer des mesures assez précises dans des cas d'application typique que nous citerons.

QU'EST-CE QU'UNE IMPULSION ?

Tout le monde sait, au moins intuitivement, qu'une impulsion est une variation brusque et brève de tension. Peu d'amateurs savent en définir toutes les caractéristiques. On confond quelquefois un signal rectangulaire et une

série d'impulsions qui ont, bien sûr, quelques analogies, mais dont la largeur est petite devant la demi-période.

La figure 1a indique clairement les principales définitions qu'il faut connaître à propos de ces signaux.

La **hauteur** de l'impulsion est égale à son amplitude crête.

La **largeur** correspond à sa durée.

La **période** est le temps séparant le début de deux impulsions.

En théorie, une impulsion est représentée par une forme bien caractéristique aux angles vifs, aux flancs perpendiculaires à l'axe des temps et au sommet plat.

En réalité il n'en est rien. Lorsqu'on examine une impulsion courte au moyen d'un oscilloscope à large bande, on peut découvrir de nombreuses imperfections qui sont représentées sur la figure 1b.

Le **temps de montée** est le temps mis par la tension pour croître de 10 % à 90 % de l'amplitude crête.

Le **temps de descente** est le temps mis par la tension pour décroître de 90 % à 10 % de l'amplitude crête.

La **largeur à mi-hauteur** est la durée de l'impulsion prise à 50 % de l'amplitude crête.

On définit aussi quelquefois la pente au sommet qui correspond à la diminution d'ampli-

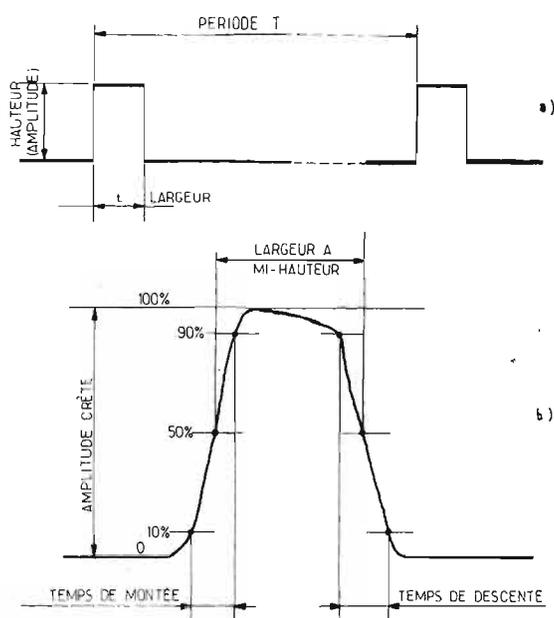


Fig. 1. - Définition d'une impulsion.

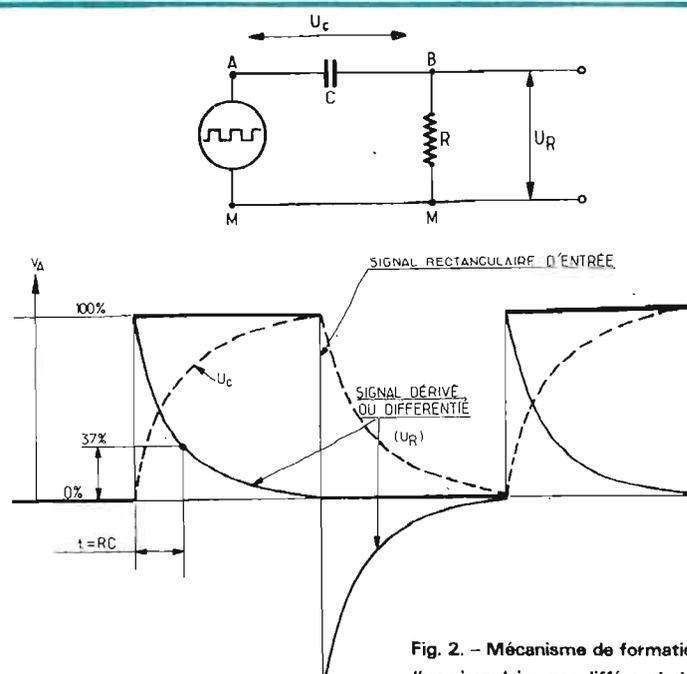


Fig. 2. - Mécanisme de formation d'une impulsion par différenciation.

tude exprimée en pourcentage.

Ces imperfections sont d'autant plus accentuées que la bande passante de l'amplificateur recevant ces impulsions est limitée et/ou que sa courbe caractéristique de phase est irrégulière. C'est donc un moyen rapide et commode de réaliser un essai global de performances d'un appareil. On sait, par exemple, que le temps de montée d'une impulsion amplifiée est d'autant plus long que l'amplificateur a une bande passante limitée vers les fréquences élevées. Ces propriétés avaient déjà été citées à propos des signaux rectangulaires.

Nous aurons l'occasion de passer en revue à la fin de ce chapitre quelques applications spécifiques des impulsions.

COMMENT OBTENIR DES IMPULSIONS : MÉTHODES ÉLÉMENTAIRES

Ce qui caractérise les impulsions étant principalement leur courte durée, il peut venir à l'idée d'obtenir cette forme d'onde par la charge brusque d'un condensateur. C'est ce que l'on réalise sur le montage de la figure 2.

Un générateur de signaux rectangulaires attaque en AM un circuit RC. La tension est recueillie aux bornes de la résistance en BM. Lorsque le signal croît brusquement en A, la charge du condensateur s'amorce par un courant instantané important qui décroît au fur et à mesure que le condensateur se charge. Le phénomène inverse se produit à la décroissance brusque de la tension en A, de sorte que la tension recueillie en B a l'allure indiquée sur la figure.

On notera que la largeur des pointes de courant ainsi obtenues est proportionnelle à la constante de temps $t = RC$ du circuit. A cette durée correspond approximativement 37 % de l'amplitude crête (voir figure).

Bien entendu, ces impulsions sont loin d'être parfaites

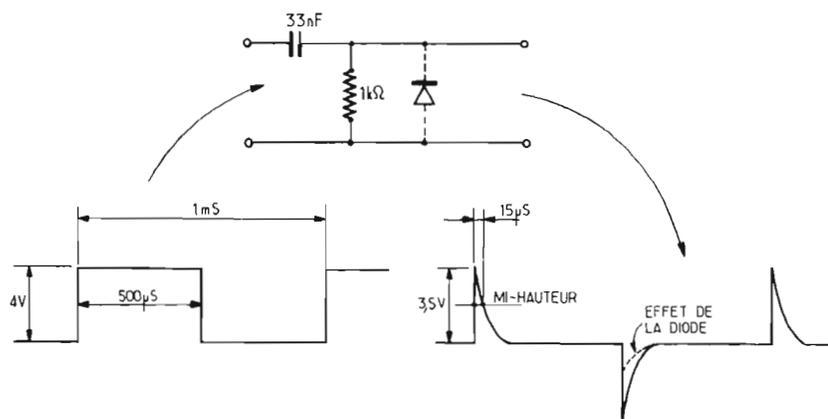


Fig. 3. - Générateur d'impulsions à partir d'un créneau à 1000 Hz.

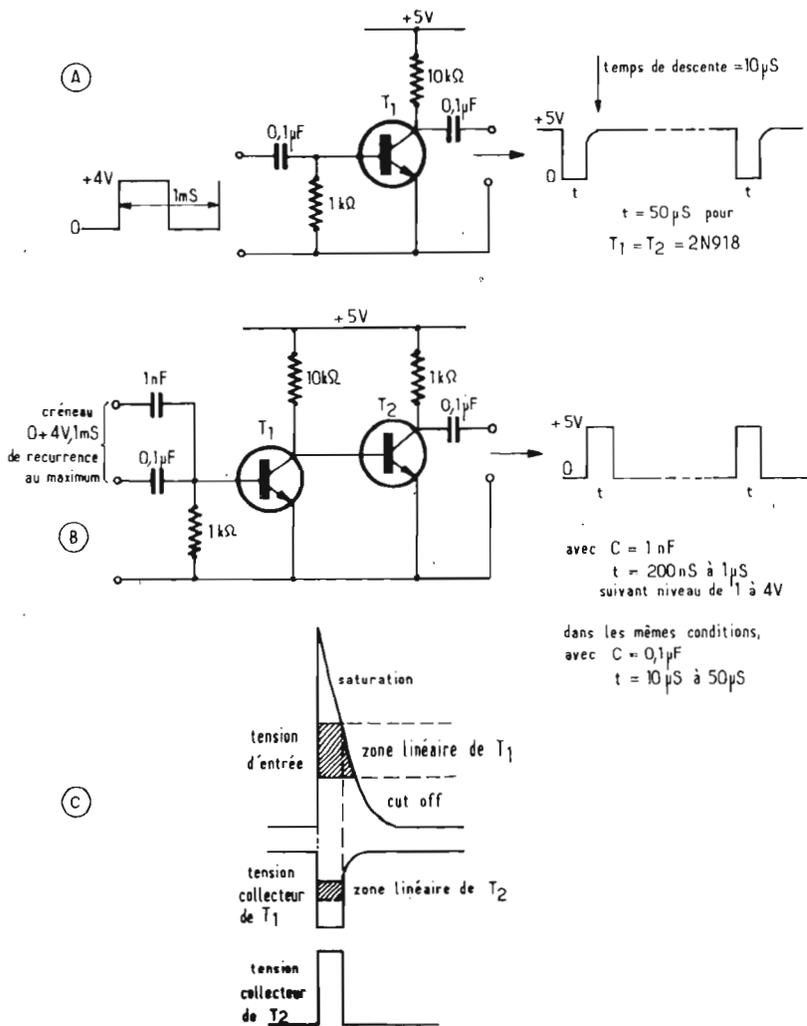


Fig. 4. - Le transistor en impulsions.

mais le temps de montée est très court, ce qui peut être intéressant.

Pour donner des valeurs pratiques, considérons le circuit de la figure 3, qui, fonctionnant à partir d'un créneau rectangulaire à 1000 Hz, donnera, avec les valeurs de la figure, des impulsions larges de 15 μ s à mi-hauteur à raison d'une toutes les millisecondes. L'impulsion négative qui s'intercale peut être, en partie, effacée par la présence d'une diode montée comme sur la figure.

Ce montage complémentaire du générateur de signaux rectangulaires décrit dans le chapitre précédent permettra d'obtenir des résultats intéressants chaque fois que l'on ne s'attachera qu'au temps de montée.

Pour améliorer encore la forme d'impulsion et faire apparaître un plat au sommet, il faut faire appel à un transistor comme l'indique la figure 4A.

Le circuit de base de T1 (2N918) comporte un circuit différentiateur. Seules les impulsions positives sont amplifiées, les négatives sont coupées par la jonction base-émetteur. On recueille sur le collecteur des impulsions assez correctes, parfaitement écartées. La durée est de 50 μ s

avec des signaux rectangulaires de 1000 Hz de 4 V d'amplitude crête. Toutefois, le temps de descente, dont on ne se préoccupe guère dans les applications, reste cependant élevé soit 10 μ s.

Pour le réduire, on fera appel au montage de la figure 4B beaucoup plus élaboré. Les deux transistors T1 et T2 sont montés en cascade, ce qui redresse la phase de la tension de sortie et permet d'obtenir des impulsions de 5 V dont la durée dépend du niveau et de la valeur du condensateur à l'entrée : c'est ainsi que pour l'exemple choisi, on peut obtenir de 200 ns à 50 μ s entre 1 V et 4 V avec $C = 1$ nF à 0,1 μ F. La figure 4C explique le mécanisme de formation d'une impulsion propre par double écarté.

Le fait de dépendre d'un oscillateur extérieur est parfois contraignant et certains lecteurs préféreront utiliser le petit montage de la figure 5 qui génère de très bonnes impulsions avec des moyens simples. L'âme du montage est un oscillateur « blocking » utilisant un transformateur de récupération (transfo subminiature de sortie Push-Pull d'un poste à transistors).

L'enroulement primaire à haute impédance est monté dans le circuit collecteur,

l'enroulement de sortie haut-parleur dans le circuit de base.

Lorsqu'on met l'appareil sous tension, le condensateur C se charge à travers R ; dès que sa charge atteint le seuil de conduction, une oscillation s'amorce qui entraîne un fort courant dans le transistor dont l'impédance base diminue très sensiblement, ce qui décharge C et arrête l'impulsion. La charge reprend alors et le phénomène se reproduit dans les mêmes conditions. Le sens de branchement n'est pas arbitraire et il faudra évidemment inverser l'un des bobinages du transformateur si l'on n'obtient pas d'oscillation.

La largeur de l'impulsion n'est pas modifiable dans de grandes limites : ses caractéristiques dépendent du transformateur utilisé. On peut jouer, cependant sur la fréquence de répétition au moyen des éléments R et C. On trouvera sur la figure, 2 exemples concrets.

La diode en parallèle sur le primaire du transformateur amortit la partie négative de l'oscillation. Pour rendre tout à fait propres les impulsions et isoler le circuit de l'oscillateur de l'utilisation, on dispose un étage de sortie comme le montre la figure.

Les montages décrits sur les figure 4 et 5 font appel à

des transistors UHF (2N918) alimentés sous 5 volts de façon à ce que le temps de montée soit très bref et que la tension de sortie reste compatible avec les circuits intégrés logiques les plus courants.

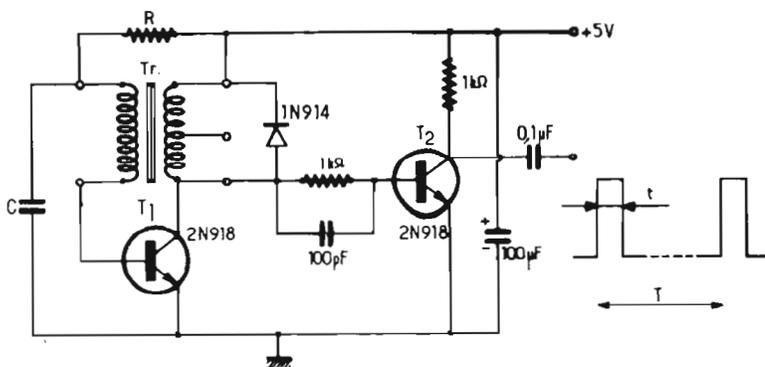
UN VÉRITABLE GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

Les montages précédents pourront satisfaire l'amateur peu exigeant. Il n'en sera pas de même de l'expérimentateur évolué qui recherchera, comme le professionnel, des caractéristiques poussées et précises.

C'est le but que poursuit le générateur d'impulsions que nous décrivons ensuite.

Le principe est indiqué sur la figure 6. L'appareil comporte deux parties essentielles. L'une fournit une base de temps interne dont la fréquence de répétition donne la récurrence des impulsions. Cette fréquence peut être ajustée. L'autre partie correspond à la formation des impulsions qui sortent en direct ou en inverse. La largeur des impulsions est continûment variable.

Un inverseur, enfin, permet de choisir la synchronisation interne ou externe.



Tr = Transformateur de sortie push-pull de récepteur de poche à transistors.

Exemples d'utilisation :

$R = 100 \text{ k}\Omega$	$\rightarrow t = 1 \mu\text{s}, T = 550 \mu\text{s}$
$C = 1000 \text{ pF}$	
$R = 1 \text{ M}\Omega$	$\rightarrow t = 2 \mu\text{s}, T = 5 \text{ ms}$
$C = 10 \text{ nF}$	

Fig. 5. - Oscillateur blocking délivrant des impulsions de courte durée.

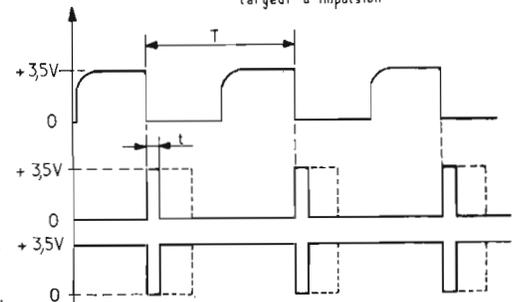
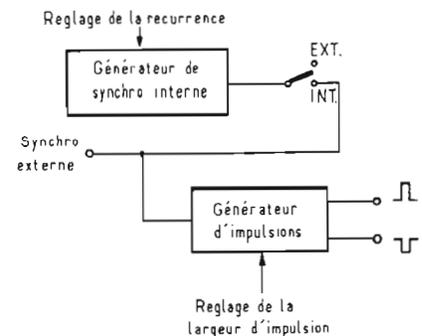


Fig. 6. - Principe du générateur d'impulsions.

Le diagramme de la figure 6 montre les caractéristiques des différents signaux à la sortie du générateur de synchro interne et à la sortie des impulsions.

La figure 7 représente le schéma complet de l'appareil. On reconnaîtra à la partie supérieure le schéma classique d'un multivibrateur qui délivre la synchro dont la récurrence peut être commutée de 100 Hz à 1 MHz en cinq positions correspondant à des périodes respectives de 10 ms à 1 μ s.

Les condensateurs de liaison de 100 pF sont montés à demeure sur le montage. On pourra ajuster leur valeur avec plus de précision pour obtenir exactement 1 MHz.

L'étage T3 de sortie améliore la forme du signal et abaisse l'impédance.

En synchronisation intérieure, le commutateur S3 est fermé et la tension envoyée vers le générateur d'impulsions est disponible sur la prise synchro. Avec S3 ouvert, cette même prise sert d'entrée à une tension extérieure.

Le générateur d'impulsions proprement dit comporte un circuit intégré monostable SFC4121E qui possède la propriété de produire une impulsion de largeur bien définie chaque fois qu'un front raide est envoyé sur une entrée appropriée. La largeur de l'impulsion est déterminée par les valeurs de deux composants simples : une résistance et un condensateur. En jouant sur ces deux composants on aboutit à une gamme importante de valeurs s'échelonnant de 20 ns à 20 ms : on commute les condensateurs sur cinq positions et l'on obtient une variation continue dans un rapport de 2 à 20 entre chaque position au moyen d'un potentiomètre. Le réglage de la plus faible largeur se fait par un condensateur ajustable de 3 à 30 pF situé sur le circuit imprimé.

La diode sert à protéger l'entrée du circuit OU de Synchro contre les surtensions.

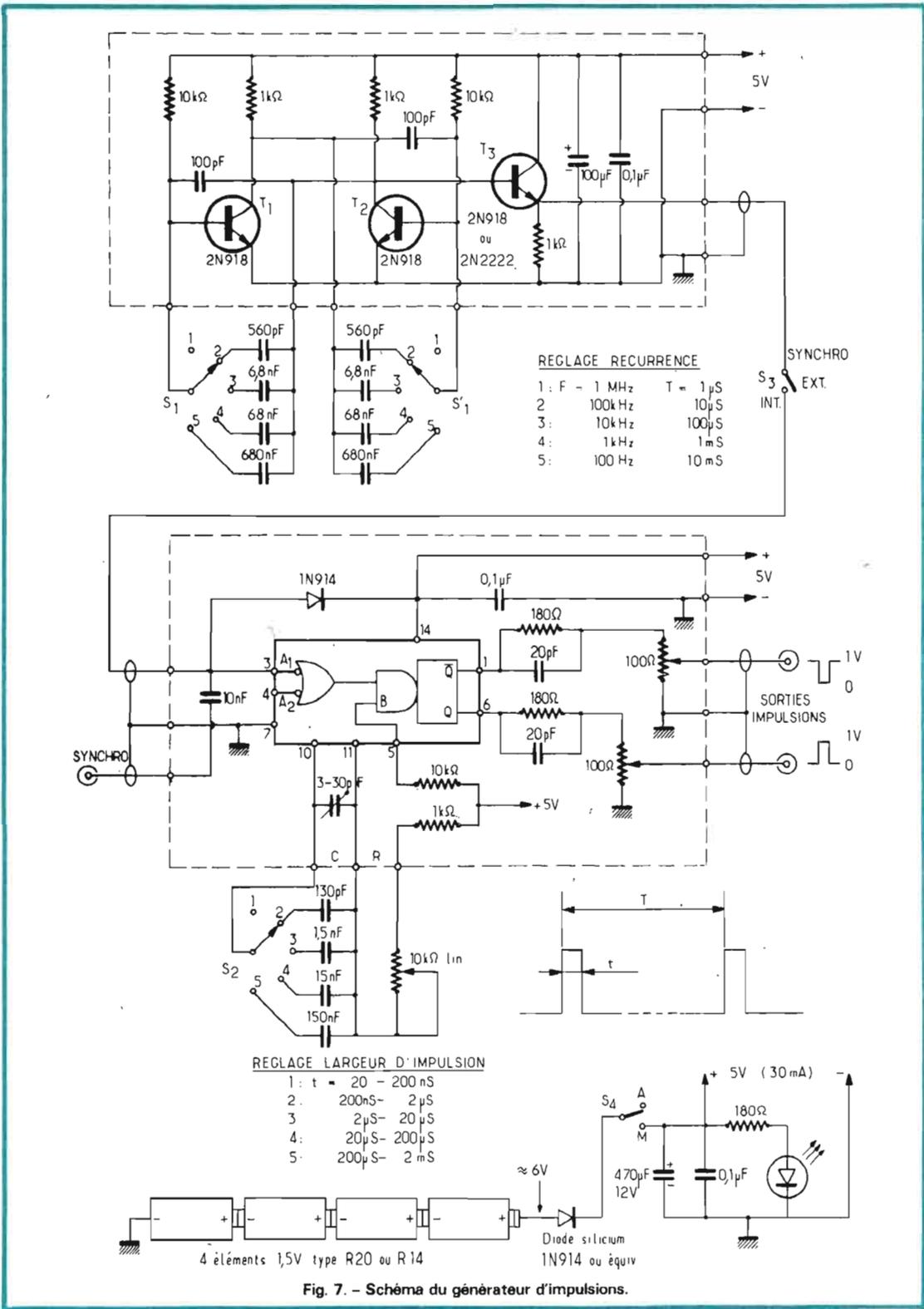


Fig. 7. - Schéma du générateur d'impulsions.

Il existe comme sur la plupart des circuits de ce genre deux sorties complémentaires Q et \bar{Q} qui donnent des impulsions dont la forme est indiquée sur la figure 7.

Nous avons disposé, en sortie, des atténuateurs à faible impédance qui abaissent la tension crête de sortie à 1 V ($Z_c = 50$ ohms). Ces dispositifs sont facultatifs et peuvent

être retirés si l'on désire obtenir des impulsions de 3,5 V crête.

L'alimentation est très simple : elle se fait au moyen de quatre éléments de pile R20 ou R14 en série avec une diode silicium afin de diminuer la tension à 5,3 V environ et d'éviter la destruction du circuit au cas où l'on inverserait accidentellement le sens

de branchement des piles. Un voyant à LED (diode électroluminescente, indique que l'appareil est sous tension).

On veillera à respecter les différents découplages de l'alimentation pour diminuer au maximum l'impédance dynamique de celle-ci.

Les figures 8 et 9 montrent respectivement le dessin des cartes base de temps et géné-

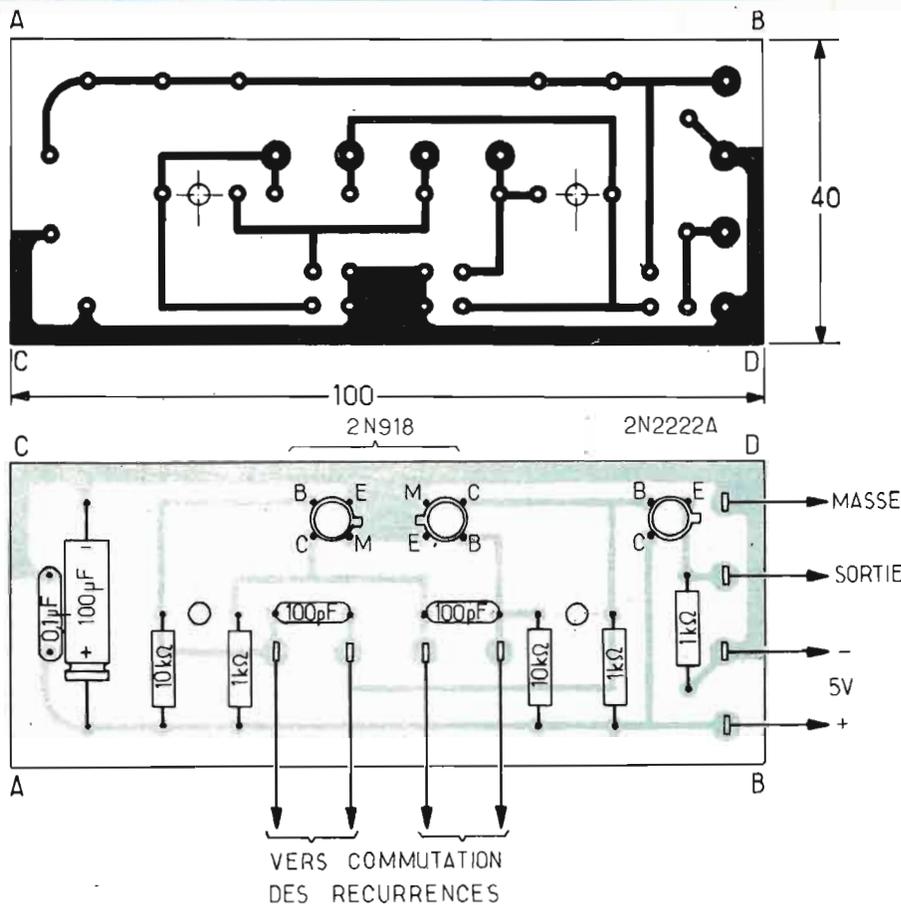


Fig. 8. - Carte imprimée de la base de temps à multivibrateur.

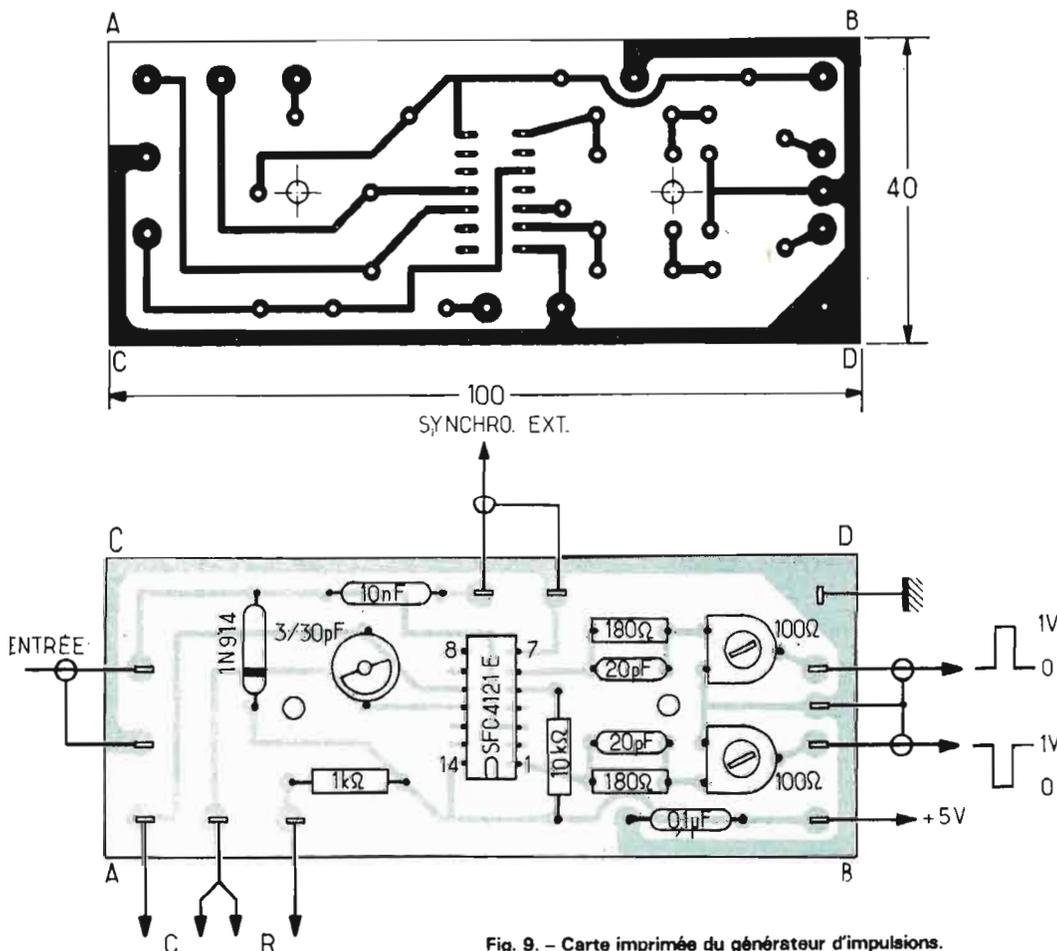


Fig. 9. - Carte imprimée du générateur d'impulsions.

rateur d'impulsions côté cuivre et côté composants.

Le plan de câblage général est représenté sur la figure 10. On respectera scrupuleusement la disposition des éléments et des blindages des circuits de synchronisation afin d'éviter les couplages indésirables.

Bien que l'alimentation soit à piles, il est évidemment possible de la prévoir à partir du secteur. Dans ce cas, on s'inspirera de celle du générateur de signaux rectangulaires et « Tone Burst » du chapitre précédent, qui possède en outre une régulation.

La figure 11 présente la face avant gravée du générateur. On remarquera que l'on peut y lire :

- la fréquence de répétition des impulsions ou la période de récurrence en cinq valeurs,
- la largeur de l'impulsion en cinq gammes et variation continue.

FONCTIONNEMENT DU GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

Pour le réglage du générateur il est indispensable de disposer d'un bon oscilloscope déclenché étalonné qui sera d'ailleurs indispensable pour exploiter ce générateur.

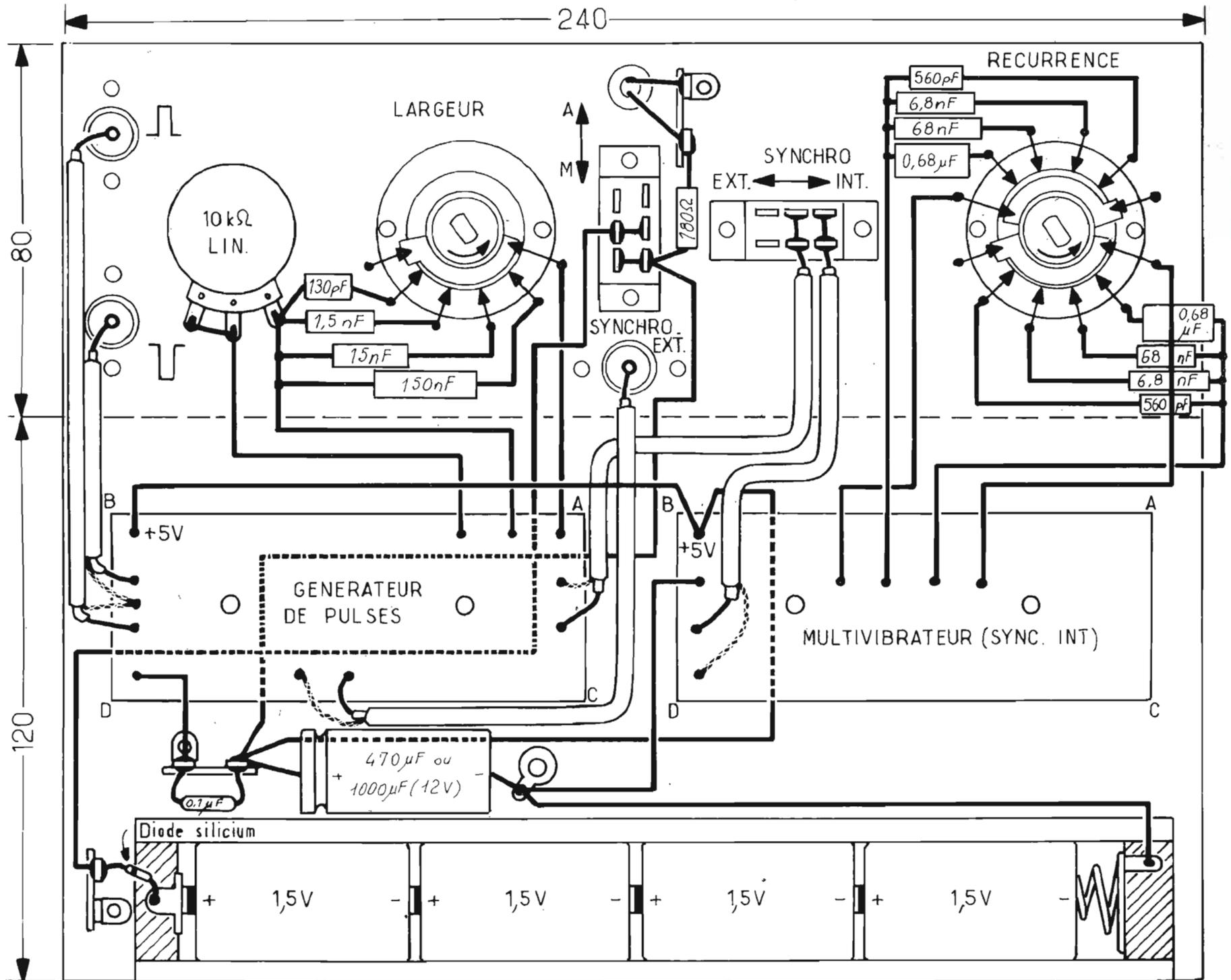
On vérifiera les fréquences de récurrence de la base de temps, particulièrement sur la position 1 MHz. Si nécessaire on modifiera la valeur du condensateur de couplage de $\pm 20\%$ jusqu'à obtenir la fréquence désirée (période $1\mu s$).

Le réglage de la largeur d'impulsion se fera de la façon suivante :

- on étalonnera les graduations du potentiomètre de façon à lire de 2 à 20 lorsque la résistance va de $10k\Omega$ à $1k\Omega$ (graduations proportionnelles),

- après exécution de l'opération précédente, on mettra le commutateur de récurrence sur la position 1 MHz ($1\mu s$), le commutateur de largeur d'impulsion sur la

Fig. 10. - Plan de câblage du générateur d'impulsions.



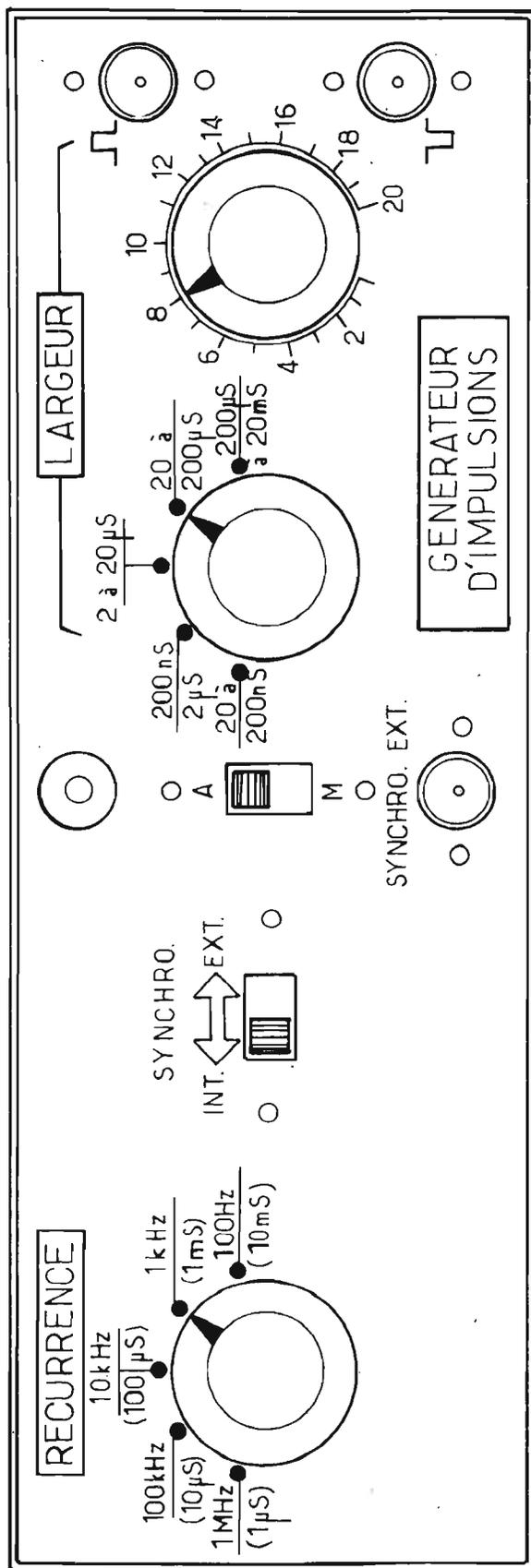


Fig. 11. - Face avant du générateur d'impulsions.

position 20-200 ns et le potentiomètre sur la graduation 2. On règle le condensateur ajustable 3-30 pF du circuit générateur d'impulsions jusqu'à ce que la largeur de l'impulsion soit exactement de 20 ns à mi-hauteur.

Ceci termine la mise au point de l'appareil.

Il faut bien noter qu'il peut exister des incompatibilités de réglage si la largeur d'impulsion excède la demi-période de récurrence. Dans ce cas, la sortie n'est plus contrôlée et des phénomènes transitoires apparaissent qui peuvent troubler les mesures. Pour éviter cela, on respectera les limites suivantes :

- pour $T = 1 \mu s$ il faut $t < 500 ns$;
- pour $T = 10 \mu s$ il faut $t < 5 \mu s$;
- pour $T = 100 \mu s$ il faut $t < 50 \mu s$;
- pour $T = 1 ms$ il faut $t < 500 \mu s$.

Par ailleurs, pour permettre un examen oscillographique dans des conditions acceptables de luminosité, il est recommandé d'avoir une fréquence de récurrence aussi élevée que possible tout en respectant les limites de compatibilité précédemment citées.

En pratique, on obtiendra une bonne présentation oscillographique pour $t = T/10$, alors que la luminosité risque d'être insuffisante, avec un oscilloscope ordinaire si $t < T/100$, par exemple.

Il est également indispensable, si l'on désire conserver à l'impulsion originelle toute sa pureté, de ne véhiculer le signal qu'à travers des coaxiaux adaptés (par exemple $Z_c = 50 \Omega$) ou un fil blindé assez court : le temps de montée sera, dans ces conditions, de 10 ns environ.

LES APPLICATIONS DES IMPULSIONS

Elles sont fort nombreuses et nous ne pouvons toutes les passer en revue. Nous nous bornerons à en examiner quel-

ques unes parmi les plus marquantes.

Pour mémoire, rappelons le classique essai des amplificateurs Hi-Fi et des enceintes acoustiques encore que, pour ce test, on préfère plutôt utiliser des signaux rectangulaires ou Tone Burst.

Les impulsions peuvent servir à vérifier et étalonner la base de temps d'un oscilloscope et à vérifier ses performances. On peut aussi les utiliser pour faire un essai global des circuits vidéo et base de temps d'un récepteur de télévision.

Citons également les circuits de logique (simples ou séquentiels) que nous verrons dans le chapitre suivant, qui peuvent être testés au moyen d'impulsions ou de trains d'impulsions.

Quelques autres applications, peut-être moins connues des amateurs, sont présentées sur la figure 12.

En 12A, un circuit différentiateur, donc très simple, attaqué par une impulsion de largeur variable peut servir à réaliser une synchronisation variable dans le temps : c'est l'impulsion dérivée négative qui est utilisée dans le cas présenté (une impulsion inversée à l'entrée aurait permis de faire varier la synchro positive). Ceci peut être intéressant pour permettre l'examen d'un phénomène décalé sur l'écran d'un oscilloscope ou de déclencher un signal avec un retard réglable. La valeur du décalage correspond à la largeur de l'impulsion.

En 12B, on indique la manière d'évaluer le temps de montée τ d'un amplificateur : cette méthode est particulièrement recommandée pour les amplificateurs Hi-Fi. On règle la récurrence sur 1 ou 10 kHz et l'on place le commutateur de largeur sur la position 2 à 20 μs . En examinant l'allure de l'impulsion amplifiée, on peut s'apercevoir que si l'on diminue progressivement la largeur de 20 à 2 μs on finira par diminuer l'amplitude crête si $\tau > t$, alors que pour $\tau < t$ la

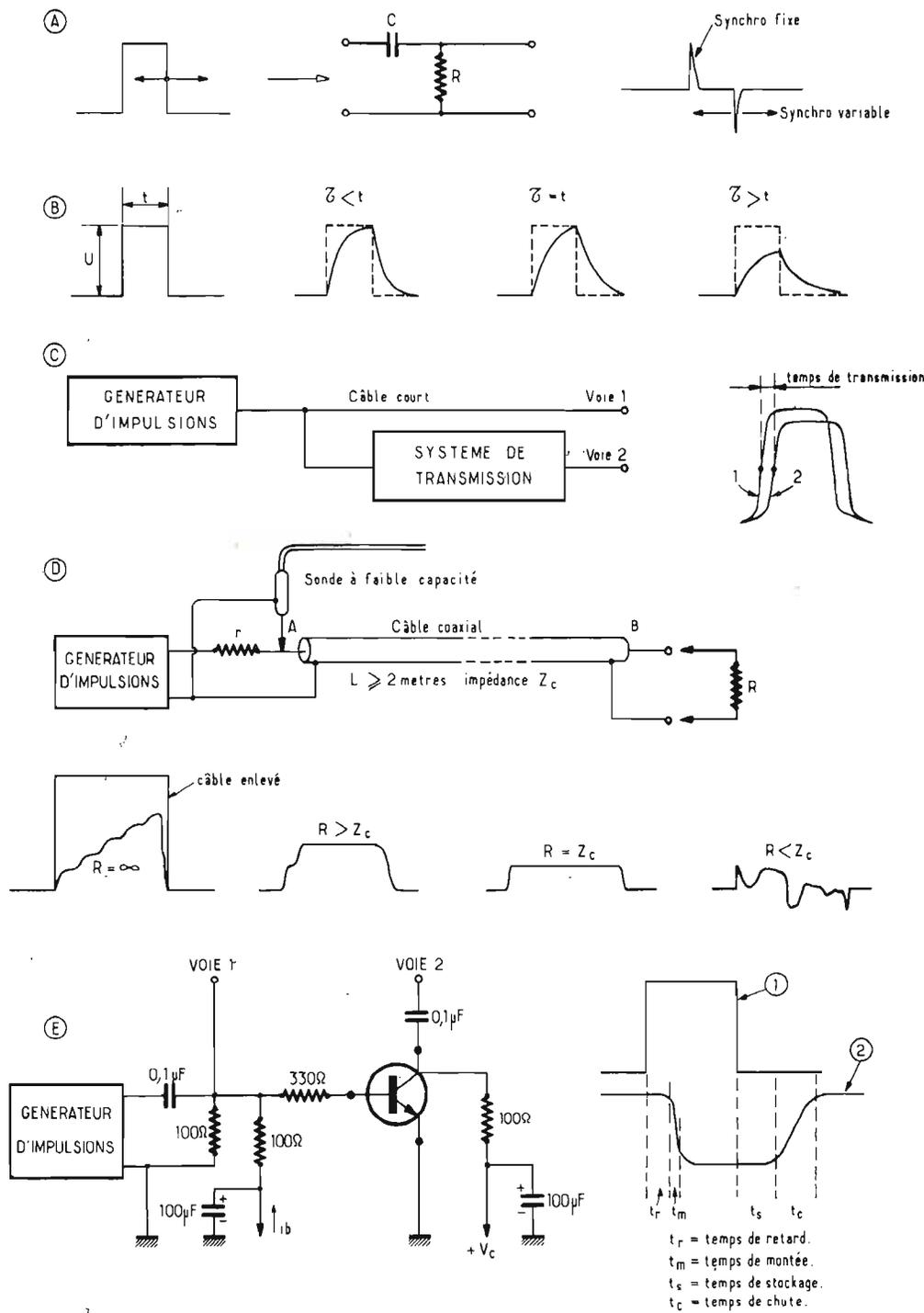


Fig. 12. - Quelques applications des impulsions.

valeur crête reste constante (voir figure).

Il suffit donc de régler le potentiomètre de largeur à la naissance de la diminution d'amplitude et de lire la valeur obtenue puisque $\tau = t$.

En 12C on a représenté une application très classique des impulsions qui est la mesure du temps de transmission

d'une ligne ou d'un amplificateur. On peut, notamment vérifier une ligne à retard. Cette méthode implique l'utilisation d'un oscilloscope à double trace de bonne classe (faible écart entre voies). Un canal est attaqué par l'impulsion de référence envoyée à l'entrée du système de transmission. L'autre canal reçoit

l'impulsion retardée. On corrigera, éventuellement les amplitudes de façon à présenter des oscillogrammes faciles à interpréter. Le temps de transmission est égal à l'écart horizontal existant entre deux points du front de montée de même amplitude.

En 12D est représenté le montage permettant de mesu-

rer l'impédance caractéristique d'une ligne ou d'un câble coaxial ou de vérifier si une ligne est correctement adaptée à une extrémité. Ceci est particulièrement intéressant pour les installations d'antennes TV ou FM. On opérera avec une impulsion de $1 \mu s$ envoyée à travers une résistance r de 50 ou 100 ohms. La sonde de l'oscilloscope sera du type à faible capacité (10 pF). Si la longueur du câble est suffisante ($L \geq 2$ mètres), on observera, en présence d'une ligne fermée sur une résistance R les oscillogrammes de la figure. Seule la solution $R = Z_c$ (Z_c : impédance caractéristique du câble) fera apparaître une impulsion propre mais atténuée.

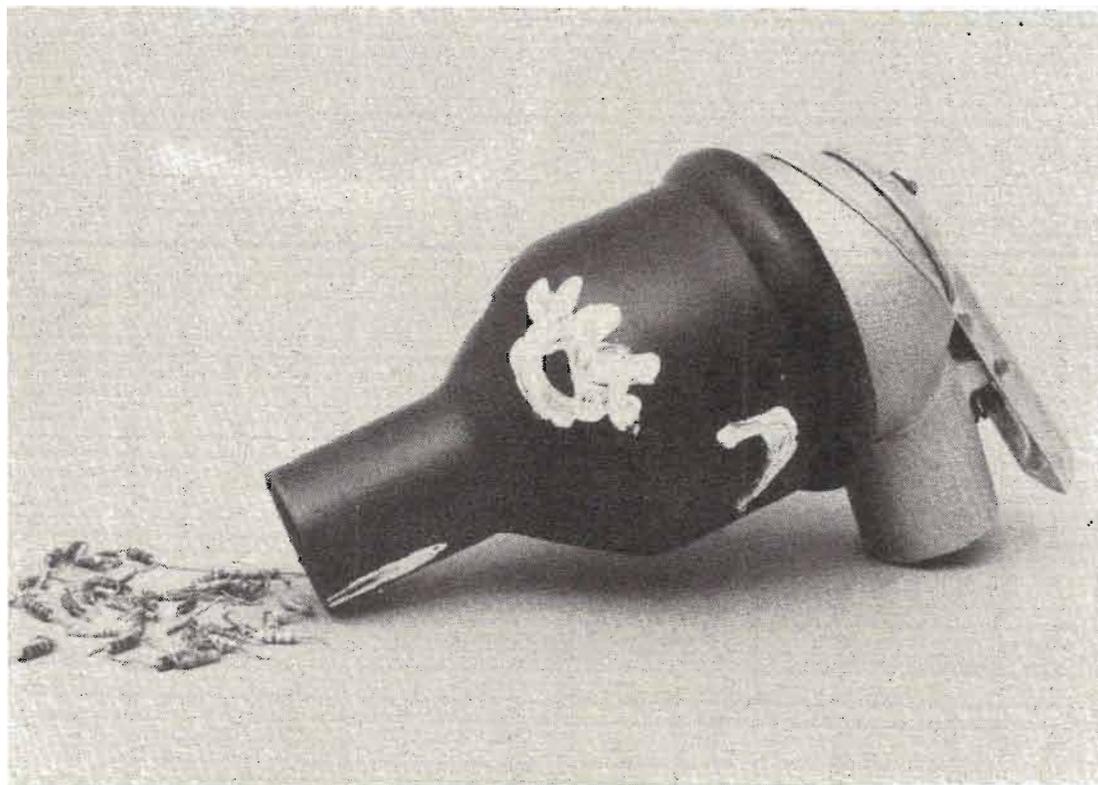
Signalons enfin qu'un générateur d'impulsions peut être très utile pour faire un test de réponse transitoire sur un transistor en émetteur commun ou comparer les performances de deux transistors. Il est nécessaire de disposer d'un oscilloscope à double trace. Le montage est celui de la figure 12E. On notera que les deux résistances de 100 Ω , en parallèle du point de vue dynamique, adaptent la sortie du générateur. On utilisera une source de courant base i_b au moyen d'une pile de 4,5 V en série avec une résistance R_b de sorte que $i_b = 4,5/R_b$ (ainsi, pour $i_b = 100 \mu A$, on aura $R_b = 47 k\Omega$).

La charge de collecteur doit être de faible valeur. La tension d'alimentation collecteur dépend du transistor utilisé (une tension de 9 V peut convenir à la plupart des cas).

On observera alors les oscillogrammes 1 et 2 et l'on déterminera les valeurs des différents temps indiqués sur la figure: plus ces temps sont réduits, meilleur est le transistor.

(à suivre)

le MONSTRE



du loch ~ tronic

C'EST une bestiole d'aspect bien sympathique que nous avons rencontrée sur les bords d'un lac imaginaire peuplé d'une faune très particulière, nous n'avons pu ramener que la tête de ce monstre inoffensif, tête d'aspect débonnaire qui ne rend peut-être pas tout à fait compte de l'appétit de ce monstre, appétit très particulier...

La tête que nous avons ramenée est sans doute celle d'un des descendants car ses dimensions, si on les compare à celles des résistances que nous avons prises comme échelle, lui donnent une taille que l'on peut qualifier de normale. Autre constatation, les épais cils blancs qui bordent les paupières font penser qu'il s'agirait d'un spécimen

femelle, là encore, le doute subsiste et il faudra que les naturalistes se penchent sur ce spécimen pour en définir les caractères...

Nous pourrions continuer pendant longtemps ces élucubrations assez fantaisistes. Nous pouvons encore affirmer que ce monstre est en voie de disparition et qu'il est né il y a pas mal de temps dans des pays nordiques, au fait, peut-être a-t-il été trouvé dans le Fjord Tronic contrairement à ce qu'annonçait le titre...

Non, en fait, il s'agit d'un accessoire créé il y a quelques années en Suède par une firme bien connue des ménagères puisqu'il s'agit d'Electrolux... Cette firme fabrique des aspirateurs et des appareils ménagers et aussi possède un département industriel dont

les services techniques ont étudié cet accessoire que nous avons eu entre les mains pour le tester.

Rien à voir avec l'électronique, bien que dans ce domaine, il trouve un emploi intéressant. Des imprimeurs par contre l'auront reconnu de suite car ce monstre est né pour eux.

Il s'agit en effet d'un embout d'aspirateur.

Les imprimeurs, avant que n'apparaissent les techniques de photocomposition ou encore d'autres techniques de formation des caractères, utilisaient des lettres séparées qu'il s'agissait de rassembler pour former les lignes d'un texte. Ce type de composition, qui ne possède pas la souplesse des techniques contemporaines est encore répandu

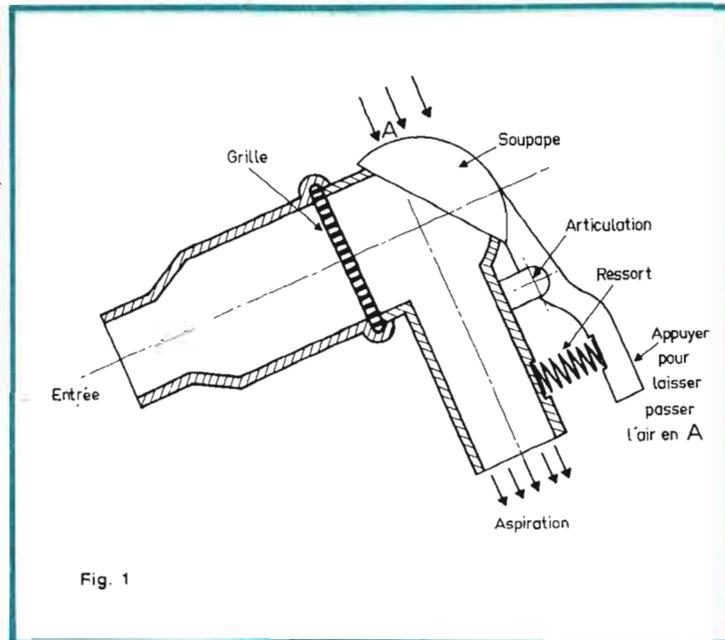
dans les petites imprimeries où les textes à composer sont courts. Les caractères sont rassemblés dans des casiers où chaque lettre trouve sa place, mais malheureusement, pour que ces lettres soient accessibles, il faut les laisser à l'air libre, si bien que la poussière venait s'introduire au milieu de ces petits morceaux de plomb, se collait aux caractères qui s'encrassaient rapidement.

A la demande de ces imprimeurs, les ingénieurs Suédois d'Electrolux avaient créé cet aspirateur qui évidemment, aspirait les poussières mais aussi les caractères; seulement, si un aspirateur traditionnel emmagasinait les caractères dans sa panse, en même temps que la poussière, cet accessoire retenait devant

une grille les caractères tandis que les poussières, de petites dimensions, passaient au travers des orifices de cette grille. Une fois la case à caractères débarrassée des morceaux de plomb et de la poussière, il suffit d'appuyer sur un bouton pour que l'air soit dévié et que les lettres retombent dans la case !...

Voilà, c'est très ingénieux et ça existe tout construit dans le commerce. La figure 1 représente l'intérieur de cet accessoire, qui, dans la pratique est réalisé en alliage léger moulé, pour le corps, tandis que la soupape d'échappement est en aluminium embouti ; le cône est en caoutchouc, la section d'aspiration est de petite taille, afin d'obtenir un bon rendement tandis que la matière a été choisie pour ne pas abîmer les lettres en plomb.

Et pourquoi ne pas utiliser cet appareil pour l'électronique ? Alors, nous avons tenté l'expérience. Nous ne dispo-



sons pas d'un aspirateur de la marque mais d'un autre, tout en plastique, sauf le moteur... Les diamètres des tubes de raccordement ne sont, bien sûr, pas normalisés, mais comme un aspirateur bien né possède un tas de tubes, il est

toujours possible de trouver un raccord, soit interne, soit externe, du bon diamètre et nous avons pu tenter l'expérience.

Notre table de travail est recouverte de résistances, de condensateurs et d'un tas d'autres petites pièces, écrous, vis et bien entendu beaucoup de poussière, la proportion étant difficile à définir. Les femmes de ménage ne vont pas dans ces endroits où elles risqueraient de prendre les transistors pour des araignées mortes et les résistances pour de vulgaires asticots ou des vieux morceaux de nouilles, bref, de toute façon, il est préférable de ne pas leur donner accès à votre plan de travail, ou de délasser, lieu qui a vite tendance à ressembler à un champ de foire pour peu que vous cumulez les fonctions d'électronicien et de menuisier (les disques à poncer sont très efficaces pour recouvrir les surfaces laissées à l'air d'un fin voile de sciure...). Vous savez ce que c'est !

Premier temps, brancher l'engin sur le tuyau ; deuxième temps, mettre l'aspirateur en route ; troisième temps, aspirer tout ce que vous trouverez sur la table sans avoir peur de bousculer les composants et de remuer tout ce qui vous gênera.

L'embout est en caoutchouc, donc isolant et mou. Isolant, cela veut dire que vous n'êtes pas forcé d'interrompre les essais de fiabilité de votre dernière création, mou, cela veut dire que les composants les plus fragiles ne risquent pas grand chose. Quatrième opération, ouvrir la soupape. Ça y est, le miracle est là, les plus petits condensateurs sont restitués, les moindres bouts de queue de composants sont aussi là, débarrassés de leur poussière, car si ce monstre sait distinguer la poussière des composants, il ne sait pas encore lire le code des couleurs...

Son fonctionnement est très efficace, très rapide, enfin, vous pourrez travailler avec des composants propres. Nous avons été convaincus de l'utilité d'un tel appareil, nos boîtes de résistances ne contiennent plus que des résistances et il est beaucoup plus agréable une fois les composants propres, de les trier pour faire rejoindre à chacun leur boîte respective, mais dépêchez-vous, le constructeur ne dispose que d'un nombre réduit de ces accessoires... Alors, si vous ne pouvez vous le procurer, notre croquis sera pour vous une source d'inspiration, faites-le vous-mêmes et essayez-le, c'est une expérience intéressante, un monstre pas si monstrueux que ça et auquel vous vous attachez vite alors que lui saura se détacher de vos composants...

E.L.

GÉNÉRATEURS FRÉQUENCEMÈTRES MULTIVIBRATEURS

par Hans SUTANER
(traduit et adapté de l'allemand par M. FREY)

L'époque n'est plus, où le radio-amateur et le dépanneur pouvaient travailler avec un minimum d'outillage.

La F.M., la Hi-Fi, la TV en noire puis en couleur entraînent à des circuits de plus en plus complexes et dont les performances doivent être de mieux en mieux connues. Ceci entraîne la nécessité de posséder des appareils de mesure spécialisés et notamment des générateurs BF et HF et des fréquencemètres.

Hans SUTANER a condensé dans ce livre, tout ce qu'il faut savoir sur ce sujet comme le montre le simple énoncé des chapitres :

- Chapitre 1 : Les générateurs de mesure
- Chapitre 2 : Hétérodyne AM/FM de réglage
- Chapitre 3 : Générateur d'atelier AM/FM avec vobulateur
- Chapitre 4 : Générateur de signaux de télévision
- Chapitre 5 : Générateur d'étalonnage
- Chapitre 6 : Fréquencemètre
- Chapitre 7 : Multivibrateur

En tout, 123 pages et 124 figures et schémas d'explications claires et précises, indispensables à tout électricien. Prix : 27 F.

En vente à la : **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95 C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé.)

LES NOUVEAUX CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

et les éléments au tantale

LES progrès des condensateurs électrolytiques sont dus essentiellement aux perfectionnements des matériaux utilisés pour leur fabrication et des méthodes de réalisation, ou à l'emploi de nouveaux matériaux tels que le tantale, comme nous l'avons montré dans des articles précédents.

La réalisation du film d'oxyde d'aluminium constituant le diélectrique joue un rôle essentiel, ainsi que le traitement de la feuille d'aluminium elle-même.

LES TECHNIQUES DES CONDENSATEURS ÉLECTROCHIMIQUES SECS

Les techniques d'anodisation permettent à l'oxyde d'aluminium d'être utilisé comme un diélectrique sec, et de supporter des contraintes proches de la limite intrinsèque. Les éléments de ce genre peuvent supporter des tensions de crête comprises entre 300 et 500 volts suivant la pureté de l'aluminium utilisé, et offrent les propriétés habituelles des condensateurs électrolytiques, en même temps que celles des éléments au papier à haute stabilité.

Deux variétés d'oxydes peuvent être formés sur l'aluminium suivant les procédés anodiques utilisés, dépendant des conditions de formation : les films poreux, les films non-poreux ou types à couche d'arrêt.

Les oxydes poreux sont utilisés dans l'industrie pour la protection de l'aluminium ; étant poreux ils peuvent être colorés. Ces films poreux sont obtenus par traitement dans des acides forts, tels que l'acide phosphorique, l'acide chromique, sulfurique et oxalique, et peuvent être formés sur des alliages d'aluminium.

La quantité d'oxyde formée dans ces électrolytes dépend de la loi de Faraday, et il y a un équilibre entre le dépôt et la dissolution par l'électrolyte.

La vitesse de dissolution dépend de l'acide utilisé, de sa concentration et de la température du bain ; avec un contrôle convenable, il est possible de rendre la vitesse de formation de l'oxyde égale à la vitesse de dissolution, ce qui assure un électropolissage. Pour les usages habituels, il faut obtenir l'épaisseur maximale possible d'oxyde pendant un temps déterminé.

Lorsqu'on examine la couche au microscope on constate que l'oxyde anodique poreux est constitué par des cellules ou alvéoles hexagonales régulières comportant chacune un pore ou petite ouverture centrale (figure 1).

Entre la base des pores et la surface de l'aluminium, il existe une couche mince d'oxyde plus dense, formant couche d'arrêt, dont l'épaisseur est déterminée par la tension de formation. Le volume des pores de la couche supérieure dépend également de la tension appliquée ; il en est de

même du volume des alvéoles poreuses (figures 2 et 3).

Le choix de l'électrolyte présente également une grande importance ; plus l'acide est actif, plus les pores sont développés pour une tension déterminée de traitement.

L'oxyde non poreux à couche d'arrêt est très différent ; il peut être formé seulement sur l'aluminium très pur, alors que l'oxyde poreux peut être déposé sur des alliages d'aluminium. Cette couche d'oxyde d'arrêt est un bon diélectrique, et elle est produite

tournez la page

infra
VOUS
informe

The advertisement features a black and white photograph of a man in profile, wearing a white shirt and tie, talking on a telephone. To his right is a large, stylized graphic of a microscope. The word 'infra' is written in a bold, sans-serif font across the middle of the microscope's body. The text 'tournez la page' is written in a cursive font above the microscope. Below the microscope, the text 'infra VOUS informe' is displayed in a bold, sans-serif font. The entire graphic is framed by a large, black, stylized arrow pointing upwards and to the right. Several small 'infra' logos are scattered around the main graphic.

avec des électrolytes non corrosifs, par exemple acide borique, citrique ou tartrique; nous en avons déjà parlé précédemment.

L'épaisseur du film dépend alors essentiellement de la tension appliquée. Pour produire un film d'une épaisseur de 1 micromètre, il est nécessaire d'utiliser une tension de 750 V. Il n'est pas pratique d'obtenir des films avec des tensions de formation inférieure à environ 200 volts avec un simple électrolyte acide, surtout parce qu'il n'est pas assez conducteur.

Des conductivités élevées peuvent être obtenues par l'addition de petites proportions de borate de sodium ou d'ammonium; de même, il n'est pas pratique de réaliser des films d'épaisseur supérieure à environ 1,5 micromètres, parce que ces films peuvent présenter des ruptures locales, ce qu'on appelle le phénomène de « scintillation », ou des formes défectueuses, si la conductivité est réduite suffisamment pour éviter la scintillation.

Mais la nécessité d'un aluminium extrêmement pur et d'électrolytes également extrêmement purs doit toujours être mise en évidence; les impuretés sont la cause de

scintillations qui endommagent le film.

Les oxydes non poreux sont formés avec une densité de courant initiale très élevée et non à courant constant. Cette intensité diminue rapidement; la formation d'oxyde non poreux exige également des techniques spéciales avec la production de densités de courant élevées fournies par des générateurs puissants.

L'oxyde poreux possède de bonnes propriétés mécaniques et a l'avantage d'être formé facilement avec l'épaisseur désirée, tandis que l'oxyde à couche d'arrêt qui ne présente pas de pores, a essentiellement de bonnes propriétés électriques.

Il pourrait ainsi être désirable de chercher à obtenir les deux genres de propriétés, mais les deux oxydes ne semblent pas pouvoir être produits en une seule opération, en raison de la nature très différente des électrolytes, et de leur formation.

Les essais et les calculs permettent de déterminer les conditions nécessaires pour produire des films d'oxyde poreux et non poreux d'épaisseurs égales, normalement de l'ordre du micromètre, sur une feuille d'aluminium de surface déterminée.

Tableau 1

type d'anodisation	Résistance de l'oxyde en mégohms/cm ²	
	atmosphère souhaitée	sèche
oxyde poreux (Acide oxalique)	250	6 000
Oxyde non poreux (Acide borique)	1,6 x 10 ⁴	5 x 10 ⁵
Oxyde composite	10 ⁶	3 x 10 ⁶

On a donc pu songer à obtenir, d'abord un oxyde poreux de l'épaisseur désirée et ensuite à effectuer une seconde anodisation dans un électrolyte produisant une couche d'arrêt, en espérant que les pores pourraient être remplis par la seconde couche d'oxyde.

Cependant, on a constaté que l'oxyde à couche d'arrêt ne se forme pas habituellement sur une couche antérieure d'oxyde. Les études ont montré que les électrolytes nécessaires pour former les films non poreux n'étaient pas compatibles avec des concentrations même très faibles d'autres électrolytes.

Des mesures effectuées sur

le volume des pores d'oxydes formés dans des électrolytes tels que l'acide phosphorique et l'acide chromique ont montré qu'il y avait suffisamment de ces électrolytes dans les pores pour produire des concentrations supérieures à une partie par million.

Des recherches ont donc été effectuées pour trouver des paires d'électrolytes compatibles. Puisque l'acide oxalique est un acide organique et, par suite, moins réactif que certains des autres électrolytes formant des films poreux, on l'a essayé en combinaison avec l'acide borique comme électrolyte de formation d'une couche d'arrêt.

En outre, l'acide oxalique est vaporisé assez facilement; il peut être facilement éliminé par chauffage. Des concentrations d'acide oxalique allant jusqu'à environ 5 parties par million peuvent être tolérées, ce qui constitue une quantité plus grande que celle qui est contenue dans les pores.

La dimension des pores est également plus faible pour une tension de formation donnée dans l'acide oxalique que dans les autres acides, et cela facilite la diminution de la quantité d'électrolyte transférée d'un bain à un autre.

Ces méthodes permettent de produire des films d'oxydes ayant des propriétés électriques toujours améliorées et on voit sur le tableau 1 une comparaison des propriétés électriques d'un oxyde com-

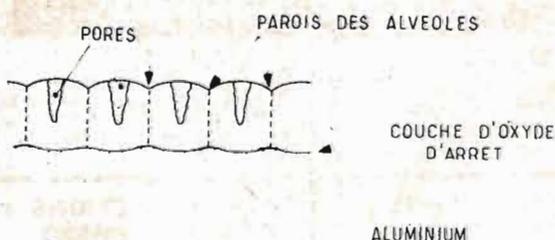


Fig. 1

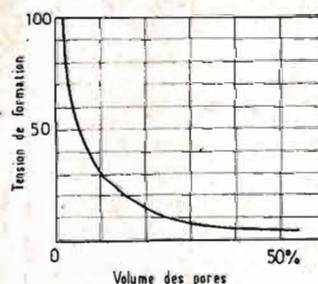


Fig. 2

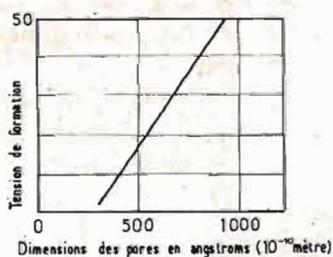
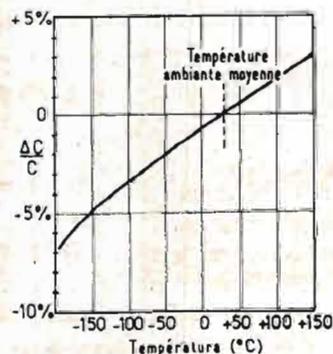


Fig. 3



positive et de deux oxydes composants.

Si l'on possède un diélectrique convenable, il devient possible de réaliser un condensateur électrolytique sec, en utilisant une contre-électrode en contact intime avec le diélectrique, et assez mince pour brûler localement à l'endroit d'un court-circuit.

Ces conditions ne peuvent être obtenues en vaporisant une contre-électrode en aluminium sur le diélectrique dans le vide.

On voit sur la figure 4 la variation de l'angle de pertes d'un condensateur de $1 \mu F$ suivant la fréquence, pour deux valeurs de températures. Cet angle de pertes diminue en même temps que la température et à -180° , il est environ la moitié de sa valeur à la température ordinaire. Cet angle de pertes augmente pour des fréquences élevées ; la résistance d'isolement de l'oxyde est excellente, elle est comparable à celle des condensateurs au papier.

Mais il faut toujours insister sur la pureté nécessaire du métal. Les feuilles de 10 micromètres, qui subissent plusieurs bobinages, peuvent présenter également des altérations ; il peut se déposer de la poussière, ou des particules métalliques. Il suffit d'une particule de $1/2$ micromètre pour produire des défauts dangereux. Les particules intégrées réagissent avec l'électrolyte, modifient la formation d'oxyde ou s'opposent à la formation d'oxyde sur leurs surfaces.

La seconde source d'altération provient du procédé de recuit. D'après certaines recherches, on a trouvé que si l'aluminium est chauffé en présence de vapeur d'eau, l'hydrogène s'accumule sur les bords des grains, ce qui détermine une expansion appréciable du métal, et il se forme après traitement des zones de faiblesse potentielles qui peuvent déterminer des ruptures.

LA GRAVURE RATIONNELLE DE L'ALUMINIUM DES CONDENSATEURS

La gravure de l'électrode d'aluminium permet d'obtenir une surface virtuelle plus grande et d'augmenter ainsi la capacité sans augmenter les dimensions. Une étude rationnelle permet d'améliorer la fabrication, et ce problème a été étudié, en particulier, au cours du dernier Colloque International sur les Matériaux pour les Composants Electroniques de 1975 par M. Buttoudin.

Si l'on examine la section droite du sandwich enroulé en bobines dans un condensateur électrochimique, on rencontre :

- 1) Une feuille d'aluminium raffiné gravé, qui est l'armature positive du condensateur.
- 2) Une pellicule d'alumine, qui est le diélectrique.
- 3) Une couche d'électrolyte, qui est la deuxième armature de service du condensateur ; on réalise des diélectriques dont l'épaisseur va de quelques Å à $1 \mu m$ (figure 5).

Si l'on schématise la croissance de la couche sur une feuille gravée (figure 6) en partant d'un pore de $1 \mu m$ de diamètre, nous voyons que nous pouvons arriver à colmater ce pore.

L'alumine diélectrique se forme au détriment du métal et a sensiblement un volume double de celui de l'aluminium consommé. Lorsque la couche atteindra $1 \mu m$ le pore sera complètement bouché ; il ne sera plus possible de faire pénétrer l'électrolyte et la surface sera perdue.

Cette contrainte oblige à adapter les dimensions des pores à la tension de service du condensateur.

Les condensateurs électrochimiques couvrent une plage de capacité très grande allant du microfarad au farad ; on doit bobiner des feuilles de dimensions très différentes, de 5 mm à 20 cm de largeur et de quelques centimètres à plusieurs dizaines de mètres de longueur.

Les contraintes mécaniques sont différentes sur une bande de 5 mm de celles d'une bande de 10 à 20 cm. Plus le condensateur est petit, plus on recherche des feuilles solides. En effet, les méthodes de connexions ainsi que les machines de bobinage sont très différentes, lorsqu'on bobine des condensateurs miniatures de très grande série ou des condensateurs de grandes dimensions en petite série. Cette contrainte oblige à adapter la forme de la gravure à la dimension des bandes.

Les deux contraintes : tension de service et dimensions

mécaniques ont conduit à développer trois types de gravures :

- 1) Gravure haute tension ;
- 2) Gravure basse tension, pour condensateurs gros modèles ;
- 3) Gravure basse tension ; pour condensateurs miniatures.

Pour effectuer un examen on dispose de nombreuses méthodes et en particulier visuelles.

- 1) Coupe et examen de microscopie optique.
- 2) Examen de surface en microscopie optique, ou microscopie à balayage.
- 3) Examen en microscopie optique sur réplique d'oxyde.

La technique utilisée consiste à réaliser la diélectrique, et à dissoudre l'aluminium sans dissoudre l'oxyde diélectrique. L'observation au microscope à balayage permet de voir à l'intérieur du métal.

Lorsqu'on observe la gravure obtenue, on constate qu'elle a l'aspect d'un réseau de tubes cylindriques d'un diamètre intérieur de $2 \mu m$ avec une épaisseur de tube de l'ordre de $1 \mu m$. Ces tubes sont perpendiculaires à la surface de la feuille.

Cette forme de gravure correspond aux problèmes posés par la haute tension ; elle assure une grande capacité de faibles pertes et une bonne imprégnation.

Dans la gravure à basse tension pour condensateurs grandes dimensions, on peut observer avec un microscope de grandes cavités et on constate qu'au fond de ces cavités prennent naissance une grande quantité de tubes cylindriques, qui assurent ainsi l'agrandissement des surfaces.

Enfin, la gravure à basse tension est utilisée pour les condensateurs miniatures ; elle est réalisée en surface sur une épaisseur de $20 \mu m$. La gravure observée a une forme très particulière et curieuse, qui lui donne l'apparence de « choux-fleurs » !

Ces différentes gravures sont réalisées par attaque élec-

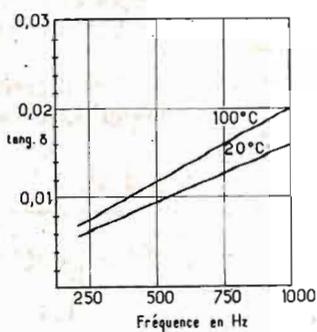


Fig. 4

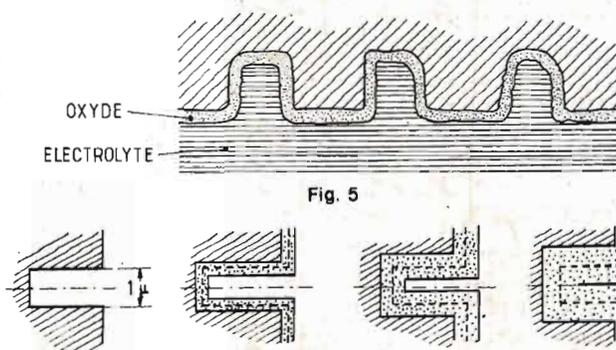


Fig. 5

Fig. 6

tro-chimique ; on peut obtenir un type ou un autre en modifiant les facteurs de traitement, qui sont très nombreux, et qui modifient les conditions d'électrolyse de l'aluminium ; la transformation à chaud, le laminage à froid, les traitements thermiques, enfin, les facteurs électrochimiques ; la nature du bain d'électrolyse, le coefficient pH, la densité de courant et la forme du courant.

Il faut, d'ailleurs, constater que les installations de raffinage d'aluminium ont atteint la limite de saturation de production ; si l'on envisage encore une augmentation du marché de l'électronique dans ce sens, il faudra utiliser de l'aluminium pur obtenu par des procédés différents, consommant moins d'énergie, mais on pourra constater également la production d'impuretés différentes qu'il faudra également connaître et étudier si l'on veut encore obtenir des résultats satisfaisants.

UNE NOUVELLE NORME POUR LES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES

La norme française NF C UTE 93110 se compose de deux parties ; la première décrit les essais, limites et sanctions, communs à tous les modèles, concernant l'homologation et l'assurance de qualité. La seconde constitue le recueil des feuilles particulières ; elle décrit chacun des modèles, l'étendue de sa gamme de valeurs, sa classe de température, sa forme et les essais particuliers qui lui sont propres ; elle portait précédemment la référence OCTU.02.10.

La nouvelle norme est conforme aux recommandations de la Publication 103 de la Commission Electronique Internationale (CEI 103). Celle-ci fixe les méthodes et la séquence des essais de qualification, les valeurs limites et les sanctions applicables aux condensateurs électrolytiques aluminium.

Comme la CEI 103, la norme s'applique à deux types de matériels ; longue durée type I (essai d'endurance de 2 000 heures) usage général - type II (essai d'endurance de 1 000 heures).

La publication CEI 103 éditée en 1969 fait l'objet d'une refonte qui s'achèvera dans les prochains mois ; elle mettra l'accent sur la révision des valeurs des tangentes et des impédances, ainsi que des fréquences auxquelles ces paramètres sont mesurés.

Anticipant sur cette révision, la norme française impose des exigences plus réalistes et plus sévères pour les valeurs des tangentes. Les normes allemandes DIN avaient procédé de même, tant pour les valeurs des tangentes que pour les impédances.

La norme NF C UTE 93110 définit ainsi les valeurs de $tg(R_s.Cs\omega)$ à ne pas dépasser pour des gammes de capacités données en fonction des tensions nominales ; elle est plus précise que la CEI 103, qui n'indique des valeurs limites que pour des condensateurs de charge $\leq 0,1 C_b$ et en fonction de la tension seulement.

Les normes DIN indiquent jusqu'à 10 000 μF des valeurs assez voisines des valeurs françaises ; au-delà, la variation de tangente est principalement liée à celle de la capacité ; une majoration de 0,02 de la tangente est alors ajoutée aux valeurs de base, chaque fois que la capacité s'élève de 1 000 μF .

Dans leurs nouvelles productions, la firme SIC SAFCO, par exemple, a adopté cette règle, qui reste conforme aux prescriptions de la « C.93110 ».

Cette norme différencie la valeur de la tangente selon la classe de température, dans des cas particuliers. Elle souligne ainsi la très faible résistance-série des modèles qui présentent une valeur de tangente beaucoup plus faible que les modèles courants.

La valeur de l'impédance Z d'un condensateur dépend,

pour une même technologie, de la capacité, de la fréquence et de la température. Il est avantageux de ramener celle-ci à l'impédance Z d'un condensateur de 1 μF de même tension nominale $z = Z \times C$, et de fixer les fréquences de mesures à des valeurs suffisamment élevées en fonction de la capacité pour faire apparaître l'influence de la résistance série. La prochaine recommandation CEI précise que cette fréquence doit être choisie parmi les fréquences normalisées au voisinage de la fréquence de résonance.

Dans les nouvelles productions les fabricants ont retenu 10 kHz pour $C_n \leq 1 000 \mu F$ et 1 kHz pour $C_n > 1 000 \mu F$. Cela correspond, par exemple, aux valeurs exprimées à 20 °C en $\Omega \times \mu F$ à 10 kHz pour $C_n \leq 1 000 \mu F$ (tableau 2).

Les valeurs de z , définies à 20 °C, peuvent aussi l'être aux températures minimales de la catégorie ; on peut alors s'assurer rapidement de la qualité des pièces selon leur appartenance aux diverses classes de valeurs de l'impédance.

Après les essais d'endurance, les mesures d'impédance effectuées à ces fréquences, selon la capacité des condensateurs, sont situées dans l'intervalle où la variation de chacun des termes de l'expression :

$$Z = \frac{1}{C^2\omega^2} + R_s^2,$$

est encore appréciable et significative de l'usure des pièces.

Cette harmonisation des normes nationales s'inscrit dans un cadre plus général ; le CECC (Cenelec Electronic Components Committee) établit des spécifications unifiées, dont certaines ont déjà été adoptées par la France au

cours de l'année 1974. En 1975, paraîtront d'autres textes qui seront édités en France dans la série NF C 80.000 ; plusieurs concerneront les condensateurs.

Ces spécifications et le système d'assurance des qualités qui les complète, de caractère universel, car directement inspirées des recommandations CEI, favoriseront les échanges internationaux.

DES CONDENSATEURS NOUVEAUX DE HAUTE QUALITÉ

Les condensateurs électrochimiques TFRS nouveaux venus dans l'éventail des productions répondent à trois objectifs particuliers et il est bon de rappeler leurs caractéristiques et leurs propriétés.

1) Assurer un fonctionnement correct avec des éléments de forte capacité (1 500 à 100 000 μF) pour des fréquences de 10 000 à 50 000 Hz.

2) Augmenter le courant efficace admissible en permanence et, par suite, diminuer l'encombrement des batteries de filtrage conventionnelles, par rapport aux condensateurs classiques à bornes.

3) Constituer des composants de fiabilité élevée du type longue durée.

La construction de ces condensateurs est conçue de telle manière que la résistance série soit minimale ; la capacité reste inversement proportionnelle à la fréquence F de 100 Hz à 30 000 Hz (figure 7). L'inductance est minimale ; le bornage peut être raccordé à des barres de câblage et supporter un courant alternatif très important (100 A).

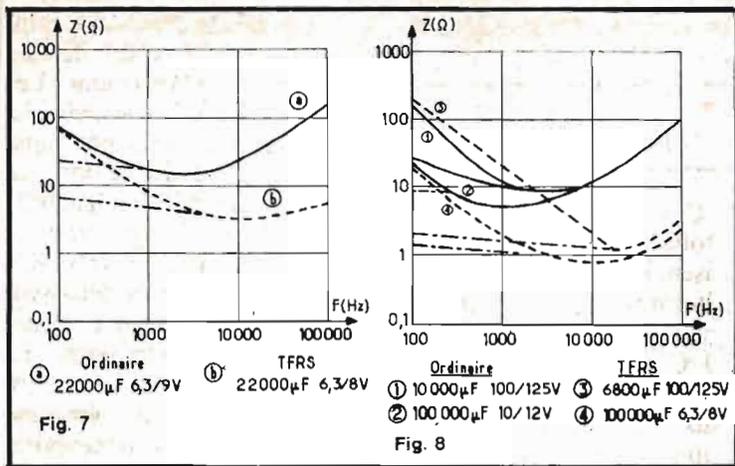
Les figures 7 et 8 permettent de comparer les caracté-

TABLEAU 2

Un	Z	Z	Z
10	160	180	90
25	90	90	70
40	70	70	35
100	45	60	25

TABLEAU 3

Capacité	68 000 μF	22 000 μF
\varnothing (mm)	77	51
H (mm)	145	114
1 85°	45 A	15 A
1 35°	100 A	34 A



ristiques obtenues en fonction de la fréquence pour des condensateurs de type ordinaires de cette catégorie.

Ces condensateurs TFRS peuvent être utilisés pour des fréquences au-delà de 10 kHz, puisque la fonction capacitive agit encore, des courants alternatifs importants, bien plus élevés que ceux utilisés dans les filtrages classiques.

Dans les alimentations à découpage, la régulation est obtenue en agissant sur le temps de passage de courant à intensité constante ; le rendement est meilleur que dans les alimentations classiques. Leurs circuits présentent des vitesses de variation de courant di/dt beaucoup plus grandes.

L'emploi de ces condensateurs TFRS, dont la résistance série est nettement plus faible à fréquence égale que celle des condensateurs classiques, permet ainsi d'accroître la puissance de ces alimentations, et cela jusqu'à plusieurs dizaines de kilohertz.

Simultanément, le taux d'ondulation résiduel est réduit. A volume équivalent, les capacités sont plus réduites.

Les figures 7 et 8 montrent bien qu'aux fréquences de découpage comprises entre 20 et 40 kHz, l'effet de l'affaiblissement de la résistance-série l'emporte sur la diminution de la capacité. Par exemple, un condensateur de 100 000 µF 100/125 V ordinaire donnera à 20 kHz un plus mauvais résultat que le modèle TFRS de

6 800 µF 100/125 V et même que le même modèle de capacité réduite à 4 700 µF (figure 8).

Par suite, c'est la valeur de la capacité qui est prépondérante pour un fonctionnement à des fréquences inférieures à 3 000 Hz pour la série 100 V, ou à des fréquences inférieures à 1 000 Hz pour la série 6 V. Par contre au-dessus de ces valeurs, c'est l'impédance Z décroissante avec la fréquence qui prédomine.

Le tableau 3 précise les valeurs des intensités supportées à 85° et 35° C respectivement, par des condensateurs de 68 000 et 22 000 µF de la

TABLEAU 5

Modèle H.G.	O mm	durée de vie à 85 °C	Tension
Promisic	6,5 et 8,5	> 2000 h	6,3 à 160 V
Promisic	10-12-14	> 5000 h	6,3 à 160 V
Relsic	16 à 26	> 5000 h	6,3 à 315 V
Felsic	35 à 77	> 5000 h	6,3 à 400 V

série 10/12 V, pour une fréquence de 100 Hz.

Des condensateurs de ce type peuvent aussi être utilisés en filtre série dans des onduleurs, par exemple, par suite de leur très faible résistance série.

En conclusion ces nouveaux condensateurs constituent donc un matériel robuste de fiabilité éprouvée, non lié à des plages de températures rigoureuses.

Ils devraient, dans ces conditions, prendre rapidement place dans les circuits soumis à une composante alternative ou travaillant à des fréquences relativement importantes, les alimentations à découpage, par exemple, leur résistance-série, étant de 5 à 10 fois plus faible que celle des meilleurs condensateurs actuels.

LES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES À GAIN ÉLEVÉ

Vers 1960 sont apparus sur le marché des condensateurs électrolytiques de classe 85 °C pour des tensions de services inférieures à 100 volts, et une durée de vie normalisée à 1 000 heures à 85 °C.

Pendant dix ans, des travaux de recherches ont été effectués sur les constituants de base ; leurs résultats contrôlés par de nombreux essais définissent une fiabilité par modèle pour une gamme des condensateurs à longue durée.

Ces études conduisent aujourd'hui à augmenter la charge Q = CV, et l'énergie disponible dans un même volume, d'où cette gamme à

TABLEAU 4

Température	mini/maxi °C	- 25 + 85	- 40 + 85	- 55 + 85	- 55 + 125
Type	Présentation				
Promisic	sortie fils		6,3 à 350 V	6,3 à 100 V	6,3 à 100 V
Relsic	sortie fils		6,3 à 315 V		6,3 à 100 V
Felsic	sortie bornes	6,3 à 400 V		6,3 à 100 V	6,3 à 100 V

TABLEAU 6

1re lettre	F	G	H
limite inf. de la température de service	-55 °C/ -67°F	-40 °C/ -40°F	-25 °C/ -13°F
température inf. de transp. et de stock.	-65 °C/ -85°F	-55 °C/ -67°F	-40 °C/ -40°F
2e lettre	K	P	S
limite sup. de la température de service	+ 125 °C/257° F	+ 85 °C/185°F	+ 70 °C/158°F
température de stock. max. admissible	+ 40 °C/104° F	+ 40 °C/104°F	+ 40 °C/104°F
température de stockage optimale	≤ + 25 °C/77°F	≤ + 25 °C/ 77°F	≤ + 25 °C/ 77°F
3e lettre	D	F	C
moyenne annuelle de l'humidité relative	≤ 80 %	≤ 75 %	≤ 95 %
30 jours par an	-	95 %	100 %
occasionnellement	100 %	85 %	100 %

haut gain ; les modèles à durée de vie supérieure à 2 000 heures à la température maximale de la catégorie, sont généralisés, les présentations sont rationalisées.

Ces modèles sont classés suivant la température minimale d'utilisation normalisée du condensateur.

Le tableau 4 résume les caractéristiques essentielles de cette nouvelle gamme à haut gain couvrant des diamètres de 6,5 à 77 mm ; la figure 9 montre, à titre d'exemple, le gain en capacité obtenu pour un boîtier représentatif de deux gammes de condensateurs de cette catégorie.

Cet accroissement considérable de la capacité par unité de volume conserve comme objectif la longue durée de vie, comme le montrent les nombreux essais effectués depuis trois ans. Le tableau 5 résume pour les modèles haut gain la durée de vie à 85 °C.

L'investigation poussée à des durées d'essais prolongées montre que le début de la période d'usure à 85 °C se situe vers 10 000 heures pour un modèle et au-delà de 15 000 heures pour un autre. Pour le matériel 125 °C, la durée de vie est de l'ordre de 1 000 heures à 125 °C et de 40 000 heures à 85 °C.

Dans tous les cas, les durées de vie entre 30 °C et 50 °C sont estimées supérieures à 100 000 heures.

La gamme haut gain constitue une série de condensateurs homogènes permettant aux utilisateurs la miniaturisation pour des durées de vie et des performances inchangées.

LES CLASSES D'UTILISATION DES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES MODERNES

La notion de classe d'utilisation a déjà été utilisée ; elle est constituée par des symboles selon la norme DIN 40040. La première lettre indique la température limite inférieure, la seconde lettre la température limite supérieure, et la troi-

sième lettre la plage d'humidité admissible. Il est en outre possible de faire correspondre à ces symboles la température de stockage correspondante.

Les classes d'utilisation des divers modèles figurent sur les fiches techniques correspondantes ; la classe d'utilisation est également marquée sur le condensateur, dans la mesure où la taille du boîtier le permet (tableau 6).

LES PLAGES DE TEMPÉRATURES

La plage de température d'un condensateur est déterminée par les températures limites inférieure et supérieure correspondant à sa classe d'utilisation ; Ces limites indiquent les températures ambiantes minimale et maximale, auxquelles le condensateur est utilisable, c'est-à-dire la plage des températures de service.

La température limite inférieure résulte de l'accroissement d'impédance admissible pour le modèle, compte tenu de la conductibilité réduite de l'électrolyte ; la température limite supérieure est valable pour un fonctionnement sous une tension continue.

Le calcul de la température limite supérieure des condensateurs électrolytiques à l'aluminium dépend étroitement de leur fiabilité. La limite des condensateurs électrolytiques pour emploi général (DIN 41332) est adaptée à des applications telles que radiodiffusion, télévision et électronique générale. Il est donc tenu compte d'un service interrompu, les pointes de température maximales n'étant que temporaires.

L'emploi de condensateurs électrolytiques à l'aluminium à longue durée de vie (DIN 41240) est recommandable pour les applications à service continu et des exigences particulières quand la température ambiante diminue, il convient donc de monter les condensateurs électrolytiques dans les appareils, aux emplacements présentant une température

ambiante aussi faible que possible.

LA FIABILITÉ EN FONCTIONNEMENT

C'est le taux de défaillance probable dans un grand ensemble, au bout d'un temps déterminé. Elle est évaluée à une température ambiante de 40 °C et à la tension nominale. Il faut prévoir, pour un même taux de défaillance, une diminution de moitié de la durée par 7 °C d'élévation de la température.

Une durée plus élevée est probable pour un même taux de défaillance, en cas de fonctionnement sous une tension inférieure à la tension limite permanente. Lorsque les températures et tensions varient pendant cette durée, la détermination de cette dernière doit tenir compte de ces temps proportionnellement aux températures et tensions.

La norme DIN 41240 indique pour la fiabilité en fonctionnement des condensateurs électrolytiques de type I un taux de défaillance et une durée en fonction du diamètre nominal et de la tension nominale du condensateur, selon le tableau 7.

Lorsque les valeurs des condensateurs électrolytiques sont meilleures, elles figurent sur les fiches particulières.

Le taux de défaillance comprend à la fois les défauts francs et les variations. Les défauts francs, court-circuits ou coupures, excluent toute possibilité d'utilisation du condensateur électrolytique.

Les défauts par variation désignent les écarts des valeurs électriques dépassant une valeur déterminée, encore généralement admissible. Le dépassement d'une, voire de plusieurs de ces limites, n'implique pas nécessairement que le condensateur provoque une défaillance fonctionnelle de l'appareil ; tout dépend alors du montage considéré.

Les normes DIN 41240 type I, et DIN 41332 type II, fixent les critères de défaillance à 50 Hz (tableau 8).

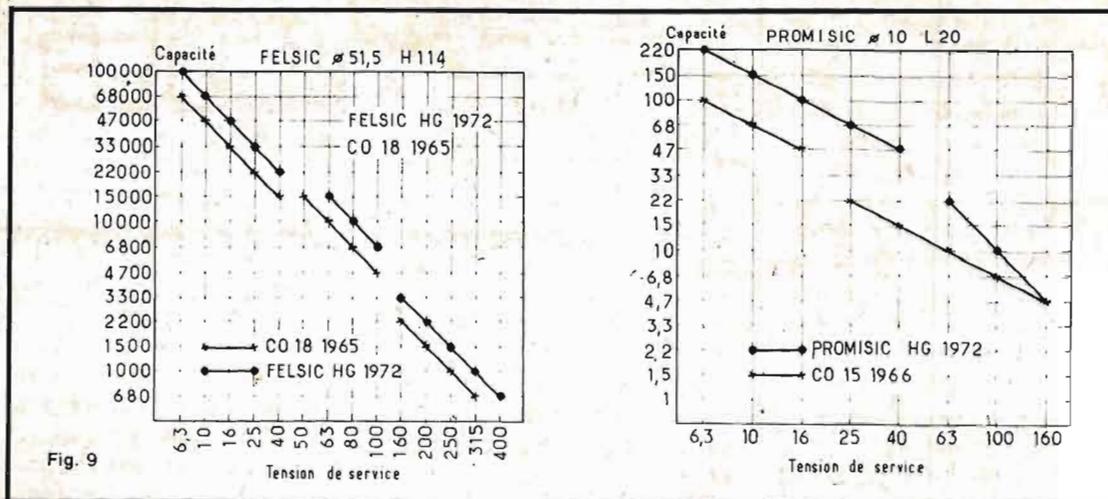
Dans le cas du type 1B, la capacité varie, en outre, de plus de $\pm 10/-15\%$ de la valeur à la livraison. Ces chiffres ne comprennent pas la variation de capacité possible du fait des commutations. Les indications de critère de défaillance figurant sur les fiches particulières ont également la priorité dans ce cas.

LE STOCKAGE SANS TENSION ET SES DIFFICULTÉS

La couche d'oxyde est en réalité attaquée par l'électro-

TABLEAU 7

Diamètre en mm	Tension nominale	Fiabilité	
		Taux relatif de défaillances	Durée
TYPE I			
≤ 10	6,3 à 25 V	10 %	30 000 h
	40 à 350 V	10 %	100 000 h
12 à 25	6,3 à 450 V	10 %	100 000 h
> 25	6,3 à 25 V	10 %	100 000 h
	40 à 450 V	3 %	100 000 h
TYPE II			
≤ 4,5	3 à 100 V	10 %	10 000 h
5,8 à 12	3 à 25 V	5 %	10 000 h
	40 à 450 V	3 %	10 000 h
14 à 25	3 à 450 V	3 %	10 000 h
> 25	3 à 450 V	5 %	10 000 h



lyte pendant un stockage sans tension (notamment à une température élevée). Une régénération de la couche est impossible, car il ne circule aucun courant de fuite pouvant apporter des ions oxygène à l'anode ; il en résulte que le courant de fuite est d'abord élevé, lors de la nouvelle application d'une tension après une période de stockage, mais revient à sa valeur normale au fur et à mesure de la régénération de la couche d'oxyde.

Les condensateurs admettent un stockage sans tension pendant un an au moins sans réduction de leur fiabilité. Ils peuvent ensuite être utilisés directement à la tension nominale (le traitement de formation n'est donc pas une condition de fonctionnement des condensateurs).

Les intensités peuvent alors être centuplées pendant les premières minutes suivant la mise sous tension ; il faut en tenir compte pour l'étude du circuit.

LES PRODUITS DE NETTOYAGE DES CONDENSATEURS

Le nettoyage extérieur des condensateurs est souvent nécessaire. Les hydrocarbures halogènes risquent de provoquer une détérioration sensible en cas d'action directe. Lors du nettoyage de circuits imprimés après le soudage de

composants, ou de l'élimination de résidus de flux avec de tels solvants.

Il faut donc veiller à ce que les condensateurs électrolytiques ne viennent pas en contact direct avec le détergent liquide ; afin d'éviter une détérioration des condensateurs électrolytiques utilisons des solvants non halogènes, quand un mouillage des condensateurs par le détergent est inévitable.

Les solvants halogènes risquent donc de produire des dommages divers aux condensateurs électrolytiques à l'aluminium : dissolution ou attaque du film isolant, dont le pouvoir isolant est alors insuffisant, gonflement important des joints d'étanchéité des condensateurs, voire pénétration du solvant dans le condensateur provoquant une corrosion et une défaillance prématurée du composant.

Des hydrocarbures halogé-

nes nuisibles sont fréquemment employés comme liquides détergents dans l'industrie électrique, soit purs, soit en mélange avec d'autres solvants. Ce sont ainsi le trichlorofluoréthane (noms commerciaux : Fréon, Kaltron, Figène, etc.) ; le trichloréthylène ; le trichloréthane (Chlorothène, Wacker 3 x 1, etc.) ; le tétrachloréthylène (nom commercial Per, etc.) ; le chlorure de méthylène ; le chloroforme ; le tétrachlorure de carbone.

On peut indiquer les solvants suivants pour le nettoyage des résidus de cellophane sur les condensateurs électrolytiques : alcool méthylique, alcool éthylique, alcool propylique, alcool isopropylique, alcool isobutylique, ether de pétrole.

L'emploi des solvants précités impose des mesures de sécurité correspondantes, par suite de la toxicité de la com-

bustibilité et du danger d'explosion par exemple.

LES PRÉCAUTIONS D'EMPLOI DES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES

Un projet de norme publié en juillet 1973 sous le N° DIN 41123 contient des indications d'emploi des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et au tantale. Les principaux points traités sont des spécifications de sécurité, de mesures de protection, le montage dans des appareils à chauffage propre, la destruction par suppression, le risque d'incendie, les couplages de condensateurs électrolytiques en parallèle et en série.

Un courant de fuite circule toujours en permanence pendant le fonctionnement d'un condensateur électrolytique ; par suite d'un phénomène d'électrolyse, il regenère la couche diélectrique, mais produit un dégagement d'hydrogène par l'électrolyte. Il en résulte une lente élévation de la pression dans le condensateur. Des soupapes appropriées peuvent assurer l'échappement du gaz, quand une pression déterminée est atteinte.

Les positions d'emploi des condensateurs en boîtier cylindrique indiquées dans les normes 41247, 41250 et 41238 sont recommandées afin d'interdire la fuite d'une quantité gênante d'électrolyte pendant la purge gazeuse.

De légères traces d'électrolyte peuvent être visibles au voisinage de la soupape lors de l'échappement du gaz ; elles n'indiquent toutefois pas une perturbation du fonctionnement du condensateur.

La position d'emploi verticale est optimale notamment quand les condensateurs sont fixés par leurs sorties, leur embase fileté, ou sur leur socle.

TABLEAU 8

	Type I	Type II
Multiplic. des val. de tg δ par le fact.	3	3
Réduction de la capacité nominale de :		
sous $N_N \leq 6,3$ V	40 %	50 %
sous U_N de 10 à 25 V	30 %	40 %
sous U_N de 40 à 100 V	25 %	30 %
sous U_N de 160 à 450 V	20 %	30 %
Dépassement de la cap. nom. de 1,5 (tolér. \pm)	1,5 x (plus tol.)	1,5 x (plus tol.)
Multiplication des valeurs Z :		
sous $U_N \leq 25$ V : par le facteur	4	4
sous $U_N > 25$ V : par le facteur	3	3

MONTAGES ELECTRONIQUES

EXPERIMENTAUX

GENERATEUR VCO DE FONCTIONS ANTILOGARITHMIQUES

Le générateur qui sera analysé ci-après a été proposé dans Electronics (mars 20, 1975) par J.A. Connelly et C.D. Thompson, de l'Institut de technologie de Georgia (Atlanta U.S.A.). Il donne des signaux dont la fréquence peut varier entre 20 Hz et 20 kHz, en forme de dents de scie négative, selon une loi de variation antilogarithmique, la commande s'effectuant par une tension.

On donne à la figure 1 le schéma de ce générateur VCO.

Son emploi est tout indiqué dans diverses applications telles que synthétiseurs BF et musico-électroniques, circuits PLL, essais de filtres, etc.

Avec ce montage, on obtiendra une variation de fréquence d'une octave pour une

variation de tension de 1 V, avec une dérive maximum de fréquence de $\pm 0,4\%$ dans la bande BF entière, couverte par ce dispositif.

La précision de ce montage est améliorée grâce à une compensation en température et à l'emploi d'un amplificateur séparateur.

Il est possible d'abaisser les limites de la bande couverte, en doublant la valeur de C_1 qui sur la figure 1 est de 200 pF pour 20 Hz à 20 kHz.

Ce VCO est essentiellement un oscillateur de relaxation dans lequel la source de courant représentée par le transistor double Q_{5A} et Q_{5B} , charge le condensateur au polystyrène à très faibles pertes, C_1 jusqu'au moment où il y a amorçage du transistor unijonction.

Cet amorçage s'effectue lorsque la tension aux bornes de C_1 atteint 9 V, C_1 se décharge alors et le cycle recommence.

La fréquence d'oscillation

est déterminée par le courant de charge de C_1 , courant égal à celui de Q_{5B} .

Ce courant dépend aussi de la tension de commande.

Les tensions V_{BE} (entre base et émetteur) de Q_{5A} et Q_{5B} sont fonction de la tension de commande, d'après la loi :

$$I_C = \beta I_S \exp(q V_{BE}/kT)$$

dans laquelle β est le gain de courant en court-circuit, I_S est le courant inverse de saturation, kT est égal à 0,026 par volt à 27 °C.

La tension V_{BE} est obtenue à partir de la tension de commande V par un diviseur de tension. On a :

$$V_{BE} = VR_{TC}/(R_{IN} + R_{TC})$$

ou $R_{IN} = 91 \Omega +$ valeur de la résistance ajustable (voir le schéma) et R_{TC} est une thermistance de $2 \text{ k}\Omega + 0,34\%/^{\circ}\text{C}$. On trouve finalement que :

$$f \approx f_0 K^V$$

ou K est une constante et V la tension de commande, ce qui justifie la variation de f, antilogarithmique, représentée par la courbe de la figure 2.

D'autre part f_0 est la fréquence en oscillations libres lorsque $V = 0$, ce qui ressort d'ailleurs de l'expression de f.

La valeur du facteur K est déterminée par le réglage de R_{IN} c'est-à-dire celui de l'ajustable de $30 \text{ k}\Omega$. De ce fait, la résistance R_{IN} variera entre $91 \text{ k}\Omega$ et $91 + 30 = 121 \text{ k}\Omega$ environ. On réglera R_{IN} à $109 \text{ k}\Omega$ et f ne sera fonction que de la tension V.

Lorsque $K = 10$, la fréquence d'oscillation varie d'une décade lorsque V varie d'un volt.

On voit aussi que la compensation en température est effectuée par la thermistance R_{TC} qui agit en sens inverse de l'effet de q/kT entrant dans l'expression de K :

$$K = \exp\left[\frac{9 R_{TC}}{kT (R_{IN} + R_{TC})}\right]$$

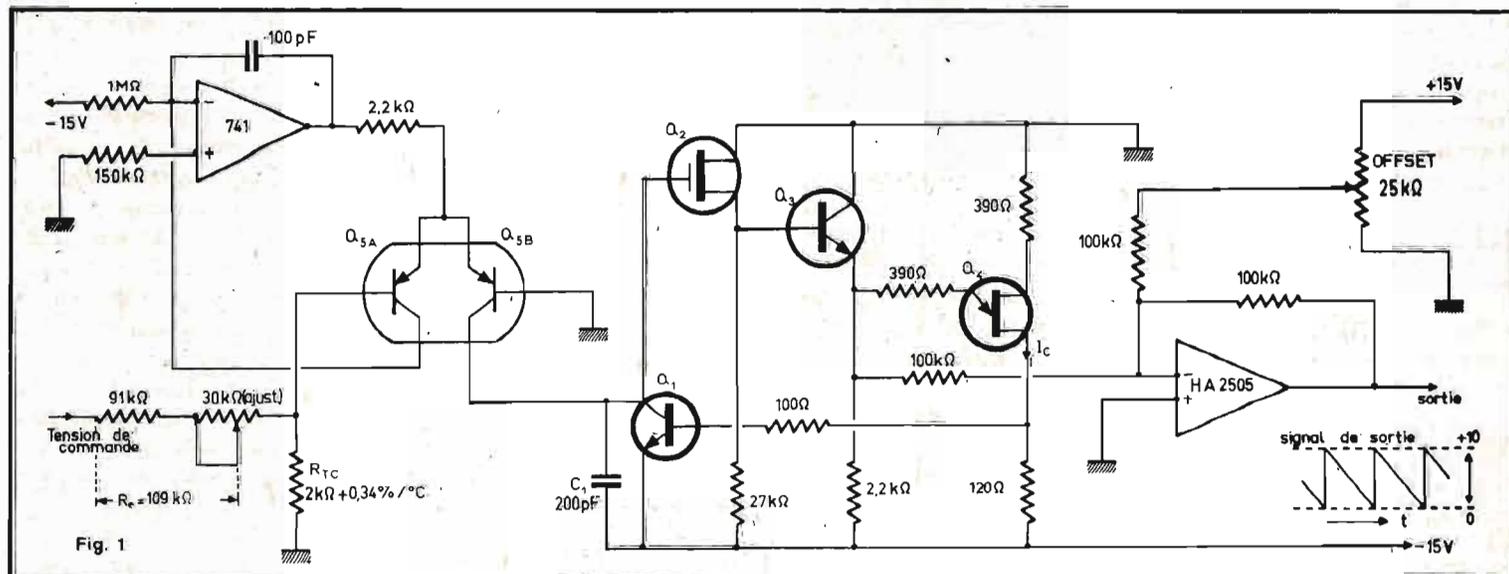


Fig. 1

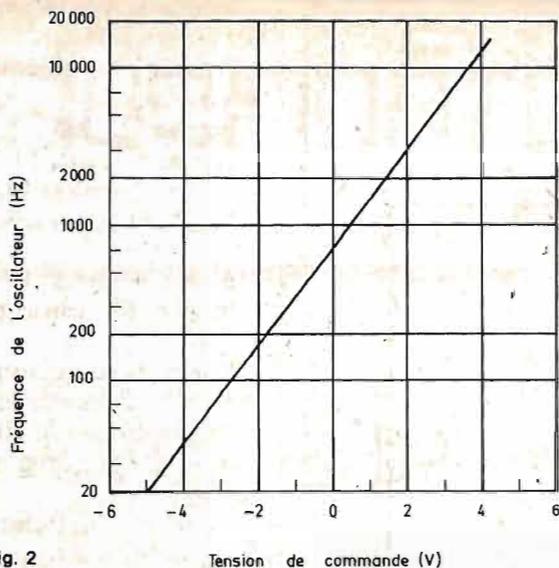


Fig. 2

Tension de commande (V)

Le maximum d'écart de la ligne droite, sur la figure 2 est de $\pm 0,4\%$ entre 20 Hz et 20 kHz. Au-delà de ces limites, la commande par tension est moins précise.

Remarquons que la courbe représentée comme droite a cette forme parce que l'échelle des ordonnées est logarithmique.

Les composants actifs utilisés dans ce montage sont : circuits intégrés : 741 (ou μA 741 ou équivalent) et HA 2505. Les transistors sont les suivants :

$Q_1 = Q_3 = 2N3904$

$Q_2 = 2N3796$

$Q_3 = 2N2646$ (UJT)

Le transistor Q_5 est un AD821.

Dans l'exposé original, l'auteur n'indique pas les marques des semi-conducteurs proposés, ni celle de la thermistance R_{TC} . Il s'agit bien entendu d'un montage expérimental de laboratoire, fort intéressant d'ailleurs.

AMPLIFICATEUR 5 W

Plus à la portée des amateurs, est le montage d'un amplificateur de 5 W réalisable avec un circuit intégré récent de la RCA, le CA 3131 EM.

Le grand intérêt de ce CI réside dans le fait qu'il est fourni avec le radiateur qui

lui est nécessaire et dont il est solidaire.

Cela simplifie le problème toujours délicat, de la recherche et du montage d'un radiateur, même si les indications données à son sujet sont précises.

Le CI 3131 EM RCA est équivalent aux types SN76013.

On propose également le CI 3132 EM RCA équivalent au SN76023.

Voici la différence entre les deux types. Le CI 3131 EM comporte un circuit de contre-réaction interne; ce qui détermine un gain global de 48 dB nominal.

Le CA 3132 EM n'est pas muni de ce circuit interne, ce qui impose à l'utilisation de le monter extérieurement.

L'aspect de l'ensemble radiateur - CI est celui d'un composant important où le volume du radiateur est de beaucoup supérieur à celui du CI, comme on peut le voir sur la figure 3 où le radiateur est symbolisé par un rectangle.

La tension de fonctionnement est de 24 V et la puissance est de 4 W minimum et 5 W maximum.

A la figure 4 on donne le brochage des deux CI.

Parmi les caractéristiques de ces CI, indiquons les plus importantes.

Impédance d'entrée : $Z_1 = 200 \text{ k}\Omega$,

Minimum de puissance de sortie : $P_o = 4 \text{ W}$ (avec $R_L = 4 \Omega$); $P_o = 3 \text{ W}$ (avec $R_L = 16 \Omega$), cette puissance est relevée au coude de la courbe,

Gain en boucle fermée à $f = 1 \text{ kHz}$: 46 à 48 dB,

Courant consommé à signal nul : 10 mA,

Distorsion harmonique totale pour une puissance comprise entre 50 mW et 4 W, avec $R_L = 8 \Omega$: $D = 1\%$,

Avec $R_L = 15 \Omega$, entre 50 mW et 3 W : $D = 1\%$, Tension de bruit ($f = 20 \text{ Hz}$ à 20 kHz) : 1,5 mV efficace.

Voici les branchements à effectuer :

Broche 16 : entrée inverseuse,

Broche 15 : compensation d'entrée,

Broche 14 : V - (- alim. masse),

Broches 13 et 12 : n'existent pas,

Broche 11 : non connectée, Broche 10 : V + (+ alimentation),

Broche 9 : non connectée, Broche 8 : non connectée,

Broche 7 : non connectée, Broche 6 : sortie,

Broches 5 et 4 : n'existent pas,

Broche 3 : V - (comme la broche 14),

Broche 2 : source de polarisation,

Broche 1 : entrée non inverseuse,

Fig. 3



Fig. 4

A la figure 5, on donne un schéma théorique de montage de ce CI.

A l'entrée se branchera la source de signaux ou le préamplificateur qui s'impose entre la source et l'amplificateur de puissance.

L'entrée doit être shuntée par un condensateur de 1 000 pF (ou 1 nF) si elle peut être ouverte éventuellement, c'est-à-dire non branchée à un autre appareil.

Le signal à amplifier est transmis par C_2 à l'entrée non inverseuse, point 1 du CI, la polarisation étant assurée par R_A et R_B reliées à C_3 et R_B reliée au point 2.

Remarquons entre les points 6 (sortie) et 16 (entrée inverseuse), le circuit de contre-réaction extérieur au CI.

Les résistances R_1 et R_2 seront supprimées dans le cas de l'emploi du CA 3131 EM, car elles sont alors à l'intérieur de ce CI. Lorsqu'on essayera celui-ci, connecter le + de C_5 au point 16.

Remarquons le HP, isolé en continu de la sortie, avec une borne à la masse.

Les indications succinctes que nous venons de donner sont encore provisoires.

Si l'on admet comme gain, 48 dB, il en résulte que la puissance de sortie $P_o = 5 \text{ W}$ est à un niveau de 48 dB corres-

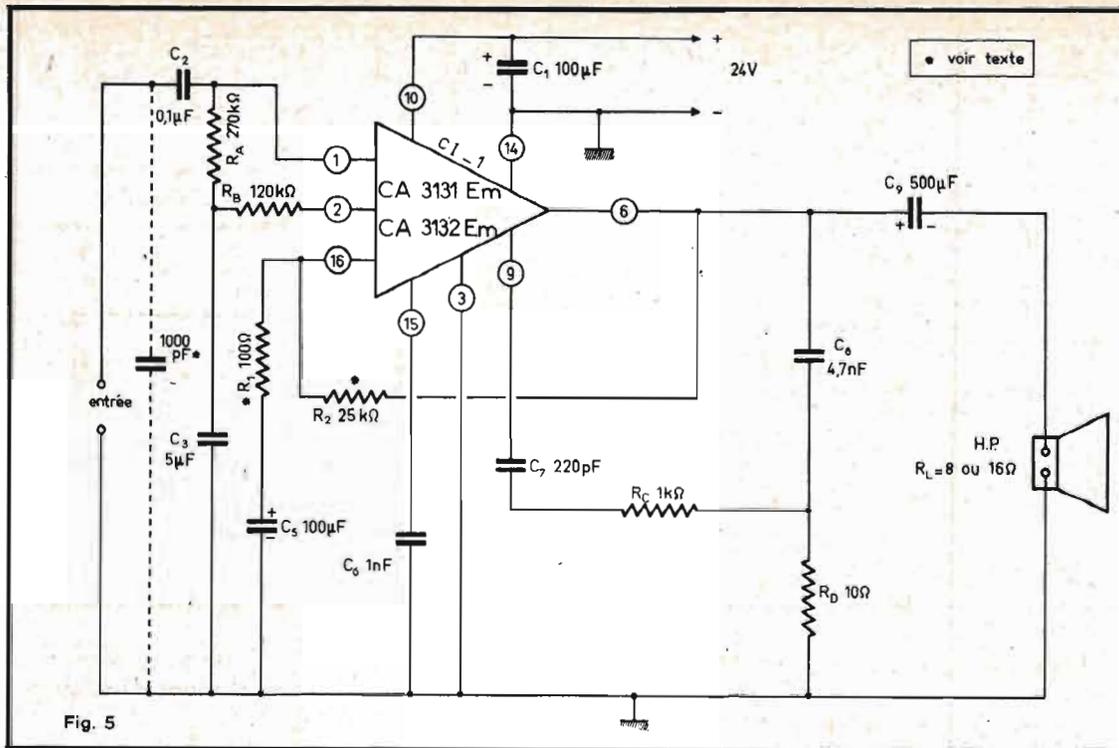


Fig. 5

pond un rapport de puissance donné par la relation :

$$N(\text{dB}) = 48 = 10 \log (P_o/P_e)$$

d'où $P_o/P_e =$ nombre dont le logarithme décimal est égal à $48/10 = 4,8$. Le rapport P_o/P_e est égal à 63095. De ce fait, $P_i =$ puissance d'entrée est égale à $5/63095 \text{ W} = 0,00008 \text{ W}$ ou $8/100\,000 \text{ W}$.

L'impédance d'entrée étant de $200\,000 \Omega$, la tension d'entrée e_i correspondant à 5 W à la sortie, est donnée par :

$$e_i^2 = 200\,000 \cdot 0,00008 \text{ V au carré, ce qui donne finalement } e_i^2 = 16 \text{ et } e_i = 4 \text{ V.}$$

Ce qui implique dans presque toutes les applications usuelles, une préamplification de tension donnant le gain nécessaire entre la tension fournie par la source et celle de 4 V exigée à l'entrée du CA 3131 ou CA 3132.

RADIO-RECEPTEUR AM

Un radio-récepteur à modulation d'amplitude peut être réalisé à l'aide du nouveau circuit intégré, de la RCA, le type CA 3123 E.

Ce CI comprend tous les éléments d'un radio-récepteur

depuis l'antenne jusqu'à la détection, donc, tout sauf la BF, l'alimentation et un détecteur simple à diode.

Voici la composition de ce CI :

Amplificateur HF, mélangeur, oscillateur, amplificateur FI, circuit de CAG.

Le CA 3123 E se caractérise par l'alimentation à basse tension de 12 V , une sensibilité très grande, un rapport signal à bruit, élevé, un amplificateur FI cascode, un circuit de CAG. Régulation intégrale et amplificateurs accessibles séparément.

Il convient très bien également pour les récepteurs auto-radio. Son boîtier est à 14 broches de forme et dimensions habituelles.

Ce CI fonctionne entre $-55 \text{ }^\circ\text{C}$ et $+125 \text{ }^\circ\text{C}$, sa température de stockage pouvant être comprise entre $-65 \text{ }^\circ\text{C}$ et $+150 \text{ }^\circ\text{C}$, caractéristiques intéressantes en auto-radio.

A la figure 6 on donne son branchement. On peut voir la séparation des différentes parties dont il est composé, permettant une grande souplesse de réalisation grâce au choix possible des composants extérieurs.

Voici des indications sur le branchement (voir fig. 7).

Broche 1 : entrée du mélangeur,

Broche 2 : bobinage d'oscillateur,

Broche 3 : V + (+ alimentation) courant 35 mA,

Broche 4 : découplage mélangeur,

Broche 5 : CAG,

Broche 6 : sortie FI,

Broche 7 : entrée FI,

Broche 8 : substrat et masse FI,

Broche 9 : masse HF,

Broche 10 : capacité pour CAG,

Broche 11 : découplage HF,

Broche 12 : entrée HF,

Broche 13 : sortie HF,

Broche 14 : sortie mélangeur.

Le schéma intérieur de ce CI est donné à la figure 7 et la figure 8 donne le schéma d'un appareil radio AM, réalisable avec ce CI.

Partons de la source de signaux HF, symbolisée sur ce schéma par un générateur HF. Aux mesures, on pourra accorder ce générateur sur une des fréquences de la gamme PO.

Le signal est transmis par

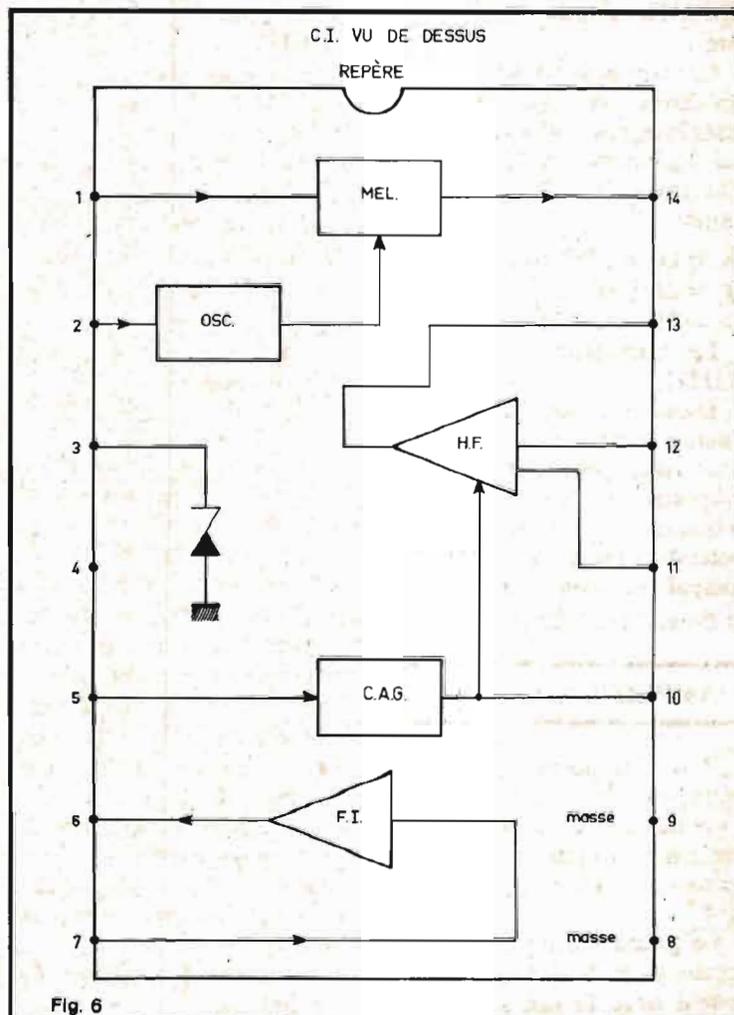


Fig. 6

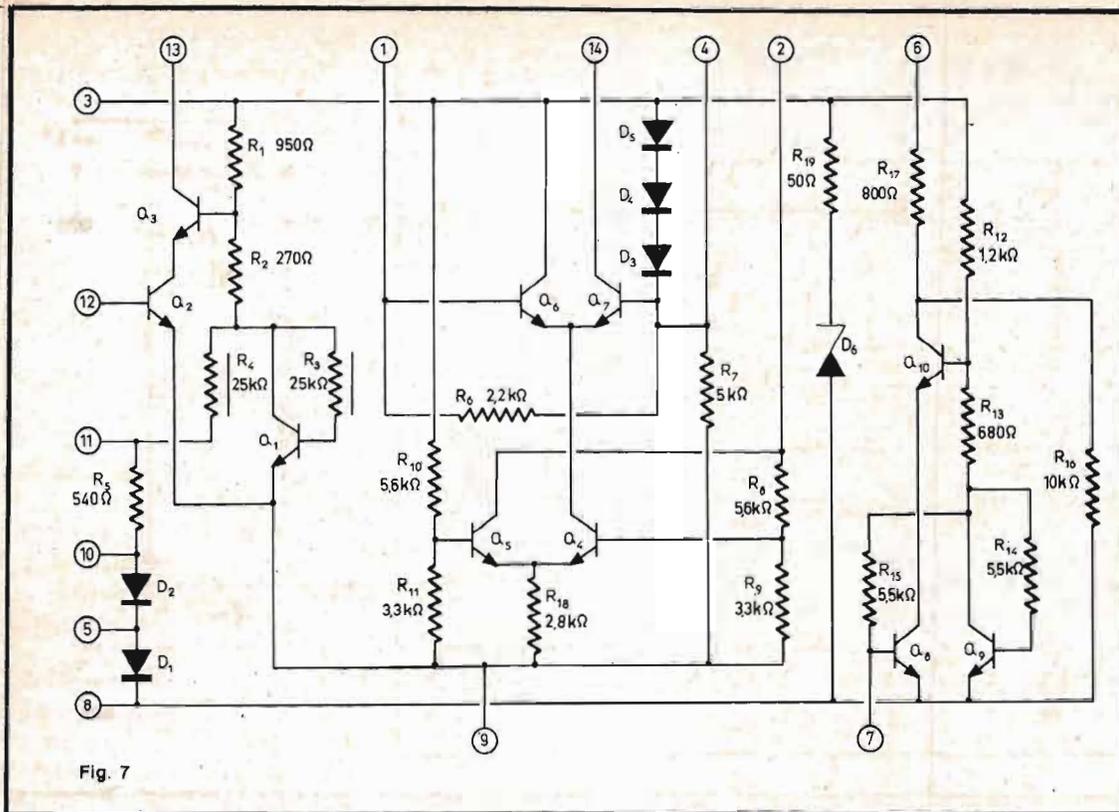


Fig. 7

R_6 de 5Ω au condensateur de 27 pF . Ce condensateur et la résistance sont l'équivalent d'une antenne fictive.

Pratiquement, dans un appareil réalisé, l'entrée d'antenne sera le point B relié à la bobine L_1 de $6 \mu\text{H}$ en série avec C_1 et le primaire de T_1 .

Le secondaire de T_1 attaque l'entrée HF, point 12.

Au point 13, on a la sortie du signal HF amplifié, transmis par le filtre $L_2 - C_3 - C_5$ et par C_6 au point 1, entrée du mélangeur, en suivant d'ailleurs exactement les indications de branchement données plus haut et le schéma intérieur.

En continuant l'analyse du montage du CI, on considérera la sortie du mélangeur, point 14, reliée au primaire du premier transformateur FI, T_2 .

L'oscillateur est branché par le point 2 du CI, au bobinage L_3 accordé par C_7 et C_8 . Au point 4 on trouve C_{10} de $0,15 \mu\text{F}$ qui assure le découplage du mélangeur. Les deux points 8 et 9 sont connectés à la masse et au - alimentation, tandis que le point 3 est connecté à la ligne positive, qui est à une tension inférieure

à 12 V en raison du filtrage effectué par R_3 associée à C_{16} de $850 \mu\text{F}$ et C_9 de $400 \mu\text{F}$. La valeur de C_{16} n'est nullement critique, la capacité de $1000 \mu\text{F}$ conviendra aussi bien.

Remarquons d'ailleurs une deuxième réduction de tension par R_1 pour le point 13, sortie HF.

En revenant à la FI on peut voir que le secondaire de T_2 attaque à partir de sa prise d'adaptation, le point 7 qui ne peut être que l'entrée FI, de

sorte que la sortie de cet amplificateur, au point 6, est reliée à la prise du primaire de T_3 , le deuxième transformateur FI.

Les choses deviennent ensuite très simples, avec le détecteur diode (par exemple $D_1 = 1\text{N}295$) suivi du filtre $R_2 - C_{14} - C_{15}$ et du potentiomètre VC de $20 \text{ k}\Omega$, à courbe logarithmique.

La sortie BF est entre la masse et le curseur du VC. Remarquons la polarisation positive de l'anode de la diode

effectuée par la liaison de R_4 vers le point 3, V +.

A noter aussi les capacités C_{12} et C_{11} des circuits de CAG.

BOBINAGES

Pour réaliser des bobinages, un amateur a besoin de connaître toutes les caractéristiques physiques des enroulements : fil, diamètre, pas, longueur de la bobine, couplage entre les deux bobines d'un transformateur, mode de réglage, etc.

Un amateur plus averti pourrait se contenter de renseignements moins pratiques, par exemple des valeurs des coefficients de self-induction des bobines et celles de leurs modes de couplage dans le cas des transformateurs HF ou FI à deux ou plusieurs enroulements.

Dans le cas du montage analysé dans le présent article, le fabricant du CI donne les valeurs L des bobines et d'autres caractéristiques. Nous les reproduisons au tableau I.

Remarquons les particularités suivantes :

1) On a donné que les caractéristiques de bobines HF pour petites ondes,

2) la FI est accordée sur 262 kHz , fréquence adoptée par plusieurs spécialistes à la place de celle située vers 455 kHz .

TABLEAU I

Bobinage	Symbole	Fréq.	L (μH)	C (pF)	Q	Rapport des spires (prises)	Couplage
Premier transfo FI	T2	262 kHz	P : 2840 S : 2840	130	60	- 30/1	critique $1/Q = 0,017$
Deuxième transfo FI	T3	262 kHz	P : 2840 S : 2840	130	60	8,5/1 8,5/1	critique $1/Q = 0,017$
Primaire de la bobine d'antenne	P	1 MHz	195	C1-130	65	-	-
Secondaire	T1s	voir texte					
Bobines	L1	7,9 MHz	6	-	50		
	L2	1 MHz	55	-	50		
	L3	1,262 MHz	41	-	40		

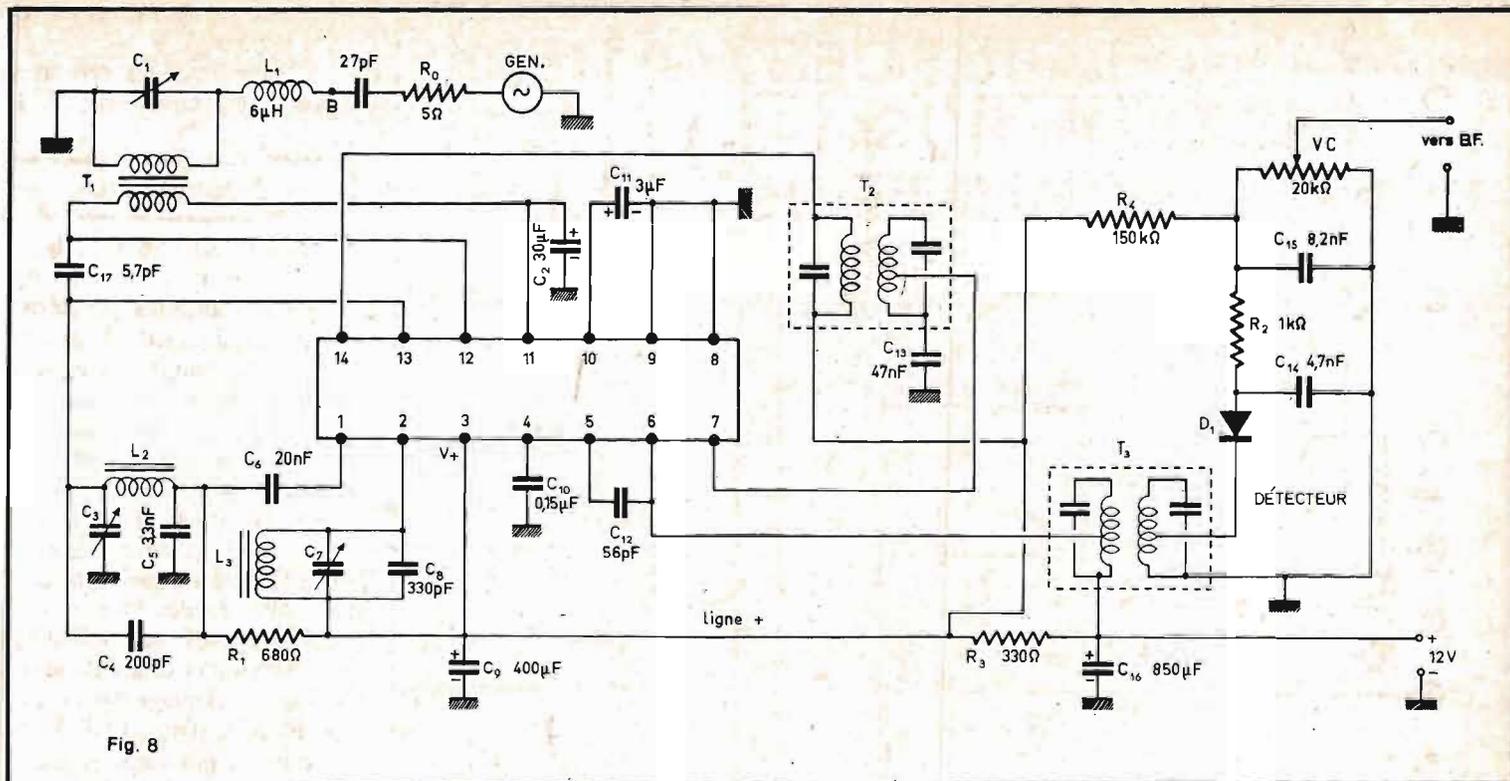


Fig. 8

L'accord en PO se fera en réglant le coefficient de self-induction des bobines L_2 , L_3 et primaire de T_1 . Il faut disposer d'un bloc sélecteur à accord par déplacement des noyaux de ferrite, les capacités restant fixes, après le réglage d'alignement.

Celui-ci se fera en réglant l'accord aux fréquences indiquées sur le tableau : 262 kHz pour les FI, ensuite, le secondaire de T_1 et L_2 à 1 MHz (1 000 kHz ou 300 m) avec l'index du cadran sur la division correspondant à cette fréquence. Pour obtenir ce résultat, agir sur les capacités C_1 , C_3 et C_7 qui sont des ajustables de l'ordre de 200 pF maximum.

Si l'on ne trouve pas dans le commerce un jeu de bobinages comme celui indiqué, on pourra très bien modifier le montage pour utiliser un ensemble plus classique à FI de 455 kHz et bobines HF accordées par capacité variable.

Revenons aux bobinages du tableau I.

On voit que les bobines primaires et secondaires des transformateurs FI sont toutes identiques, de 2840 μH (ou 2,84 mH).

Dans T_2 , il y a une prise au secondaire qui doit être à 1/30 du nombre total des spires à partir du point relié à C_{13} . Par exemple si $n = 200$ spires, la prise serait à 6,5 spires.

Quant à T_3 , les prises sont à 1/8,5 du nombre total à partir du point relié à C_{16} pour le primaire et celui relié à la masse pour le secondaire.

Il suffira de réaliser d'abord une seule bobine de 2,84 mH, les autres seront identiques à celle-ci. On connaîtra alors $n =$ nombre des spires.

Remarquons que si $f = 262$ kHz et $L = 2,84$ mH, la capacité d'accord est donnée par la formule de Thomson :

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

et on trouve $C = 130$ pF. On prendra des ajustables de l'ordre de 50 pF en parallèle sur des condensateurs fixes de 100 ou 110 pF.

Le couplage devra être critique, autrement dit, donner lieu à la courbe de transmission classique à un seul sommet obtenue comme suit :

1) on écarte les bobines pour obtenir un seul sommet ;
2) on les rapproche jusqu'au point ou deux som-

ets commencent à se montrer ;

3) on laisse le couplage à la limite ou les deux sommets se confondent pour en faire un seul.

Quelles que soient les bobines adoptées, voici quelques valeurs de tensions, à mesurer aux points 1 à 14 du CI :

$V_1 = V_4 = 4,2$ V ; $V_2 = V_3 = V_{14} = 6,8$ V ; $V_5 = 0,25$ V ; $V_6 = 12$ V ; $V_7 = 0,75$ V ; $V_8 = V_9 = 0$ V (masse) ; $V_{10} = V_{11} = 0,71$ V ; $V_{12} = 0,71$ V ; $V_{13} = 4$ V, la tension d'alimentation étant de 12 V. Les indices des V indiquent les points du CI considéré.

Ces valeurs sont nominales et peuvent varier légèrement avec l'échantillon de CI choisi.

Les courants sont : I_1, I_4, I_5, I_7 : 0 mA ; $I_8, I_9, I_{10}, I_{11}, I_{12} = 0$ mA ; $I_2 = 1,2$ mA, $I_3 = 15$ mA, $I_6 = 4,3$ mA, $I_{13} = 4,5$ mA, $I_{14} = 0,17$ mA.

Sensibilité : 2,3 (nominal) à 5 μV (max.) à l'entrée pour obtenir 11 mV à la sortie : modulation à 30 % en AM d'un signal de 1 MHz par un signal à 400 Hz.

Capacités HF : entrée 80 pF, sortie 6 pF. FI entrée 35 pF, sortie 3,5 pF. Mélangeur entrée 6 pF, sortie 2 pF.

Ces circuits intégrés RCA

sont à peu de choses près équivalents au CI type 546 de Signetics.

Remarquons que sur la figure 8, les points terminaux du CI sont représentés dans leur ordre réel, ce qui facilitera l'élaboration d'un plan de montage et, ensuite celui d'une platine imprimée.

Références : Electronics, documents RCA, documents Signetics.

F. JUSTER

TABLE DES MATIÈRES

DES NUMÉROS 1465 à 1511 INCLUS

ANNÉE 1974-1975

ALIMENTATION - RÉGULATION			
	Mois	N°	Page
— Alimentations secteur basse tension à transformateurs récupérés	août	1465	126
— Les alimentations stabilisées	septembre	1469	196
— Les alimentations stabilisées : utilisation d'un amplificateur d'erreur	octobre	1473	227
— Les alimentations stabilisées : utilisation d'un amplificateur intégré	novembre	1478	243
— Les alimentations stabilisées : Alimentations à courant constant	décembre	1482	252
— Les alimentations stabilisées : Réalisation d'une alimentation 0 à 30 V	janvier	1486	139
— Montages d'alimentations simples	juin	1507	175

B.F. TECHNIQUE GÉNÉRALE			
	Mois	N°	Page
— La platine de magnétophone TEAC AA 3300	août	1465	86
— La chaîne PIONEER C 4500	août	1465	91
— L'amplificateur DYNACO SCA 80Q	août	1465	137
— Le générateur de rythme ARMEL R01	septembre	1469	173
— Les limiteurs automatiques de modulation	septembre	1469	183
— A.B.C. Les filtres passifs	septembre	1469	225
— La platine SANSUI SR 212	septembre	1469	246
— L'amplificateur ESART PA 15	octobre	1473	159
— Les modules MF stéréo RTC-La Radiotechnique	octobre	1473	187
— A.B.C. - Décodeurs Tétraphoniques	octobre	1473	252
— Amplificateurs stéréophoniques ou monophoniques de 120 à 800 W	octobre	1473	261
— La chaîne stéréophonique DUAL HS 130	octobre	1473	275
— Décodeurs stéréo, 4 canaux	octobre	1473	291
— Les enceintes acoustiques	novembre	1478	164
— La platine magnétocassette SANSUI SC 737	novembre	1478	195
— Progrès et transformations des réducteurs de bruit	novembre	1478	231
— L'amplificateur HEATHKIT AA 1214	novembre	1478	327
— Les modules AUDIO-AIDS	novembre	1478	354
— Comportement électrique d'une enceinte acoustique	décembre	1482	197
— Transformation et réalisation des réducteurs de bruits	décembre	1482	243
— La chaîne compacte BRANDT HF 442R	décembre	1482	250
— A.B.C. - Nouveaux amplificateurs BF à circuits intégrés	décembre	1482	270
— Les modules SINCLAIR projet 80	décembre	1482	330
— La chaîne intégrée FERGUSON 3460	décembre	1482	335
— Pratique de la bande magnétique vidéo	janvier	1486	195
— Le synthétiseur WELSON	janvier	1486	257

	Mois	N°	Page
— L'amplificateur stéréo AS 260 GP Electronique	janvier	1486	265
— Transformation et utilisation des magnétophones	février	1490	199
— Le magnétophone stéréo CD 301 SUPERSCOPE	février	1490	258
— Etude et description d'une enceinte amplificatrice pour magnétophone à cassette	février	1490	298
— Les normes DIN sont-elles toujours d'actualité	HPS HIFI	1494	60
— L'anglais et la HIFI	HPS HIFI	1494	68
— Le contrôle d'une chaîne HIFI d'amateur	HPS HIFI	1494	77
— Enceinte acoustique à radiateur passif	HPS HIFI	1494	81
— Panorama du matériel HIFI	HPS HIFI	1494	84
— Composition de chaînes HIFI	HPS HIFI	1494	150
— Le combiné ampli-tuner-tourne-disque TELETON CS 400	mars	1495	179
— Le magnétophone GX 400 DSS AKAI	mars	1495	339
— Le magnétophone SR88 ITT Schaub-Lorenz	avril	1499	175
— Le XVII ^e Festival du Son	avril	1499	179
— Méthode simplifiée pour l'étude et la stabilisation des amplificateurs contre-réactionnés	avril	1499	194
— Formules rationnelles de chaînes HIFI pour amateurs	avril	1499	197
— Comment entretenir et réparer les cassettes	avril	1499	262
— A.B.C. - La Haute Fidélité	avril	1499	266
— L'amplificateur ONKYO A 7022	avril	1499	313
— L'amplificateur Luxman SQ 700 X	mai	1503	195
— L'appareil à dicter ASSMANN 3002	mai	1503	206
— Cassette démagnétisante AMPEX	mai	1503	209
— Platine de magnétophone à bande	mai	1503	217
— A.B.C. - La Haute Fidélité	mai	1503	220
— Circuits à semi-conducteurs à impédance d'entrée élevée	mai	1503	291
— Formules rationnelles de chaînes HiFi pour amateurs	mai	1503	295
— La table de lecture Yamaha YP 800	mai	1503	304
— Le magnétophone REVOX A77 MK IV	mai	1503	317
— L'écoute au casque sur ampli-tuner	juin	1507	162
— Une sonnerie électronique pour téléphone	juin	1507	226
— A.B.C. - Détermination graphique des éléments HIFI	juin	1507	264
— Trois nouveaux haut-parleurs SIARE pour enceintes acoustiques à faire soi-même	juin	1507	294
— PHILIPS : Une nouvelle gamme de cassettes	juin	1507	307
— Etude d'un compresseur de modulation MAGNETIC FRANCE	juillet	1511	202
— Une enceinte acoustique originale	juillet	1511	166
— Description du module de puissance TDA 1420 SGS-ATES	juillet	1511	175
— Les enceintes acoustiques en kit Coral IMD	juillet	1511	183
— Le laboratoire de langue Canon Repeat Corder L	juillet	1511	186

B.F. - RÉALISATIONS

	Mois	N°	Page
— Une enceinte à 2 voies à filtres actifs	septembre	1469	160
— L'injecteur de signal KN5 IMD (kit).	septembre	1469	203
— Modules préampli-correcteurs : Préampli-stéréo pour cellule magnétique - Préampli-correcteur de tonalité	octobre	1473	202
— Ampli-préampli modulaire stéréo pour chaîne HIFI	novembre	1478	199
— Amplificateur stéréophonique modulaire 2 x 25 Weff/8 Ω	décembre	1482	211
— Un amplificateur d'écoute téléphonique	décembre	1482	300
— Un jeu de lumières psychédéliques à 4 voies en kit : Le PS4 Superlek	décembre	1482	314
— Les enceintes acoustiques ITT en kit	décembre	1482	340
— Amplificateur stéréo-modulaire (suite du N° 1482) : l'alimentation de l'amplificateur	Janvier	1486	168
— Module amplificateur 4,5 W IMD-KN12 à CI en kit	janvier	1486	258
— Unité d'amplification 80/100 W RIM ELA - Minisystem en kit	janvier	1486	260
— Les enceintes acoustiques GME en kit	janvier	1486	296
— Un amplificateur de 35 W à darlington en kit : le module THOMSEN M35 .	février	1490	158
— Amplificateur stéréo modulaire (suite N° 1486) : Préamplificateur	février	1490	168
— Un ensemble HIFI à circuits intégrés - Ampli préampli 2 x 15 W eff.	février	1490	189
— Amplificateur stéréo modulaire (suite du N° 1490) : Interconnexion des modules - Le module amplificateur	mars	1495	243
— Amplificateur Stéréo modulaire (suite du N° 1495) : Module contrôle de surcharge	avril	1499	219
— Amplificateur stéréo modulaire (suite du N° 1499) : Le coffret	mai	1503	192
— Effets spéciaux pour instrument de musique : Un hacheur de fréquence.	mai	1503	262
— 4 modules pour un ampli B.F. de classe HIFI.	juin	1507	195
— 4 modules pour un ampli B.F. de classe HIFI (suite du N° 1507)	juillet	1511	115
— Le circuit intégré Pourquoi pas ? Préampli RIAA	juillet	1511	198

RADIO T.V. - TECHNIQUE GÉNÉRALE

	Mois	N°	Page
— Un amplificateur FI pour TV Noir et Blanc et couleur.	août	1465	67
— Le combiné Radio-cassette Philips 22 RN 722 .	août	1465	72
— Dépannage et mise au point des T.V. N et B et couleur : Problèmes de commutation en TVC	août	1465	79
— Dépannage dynamique en TV et T.V.C.	septembre	1469	133
— Le tuner DYNACO AF6	septembre	1469	239
— Radiodiffusion visuelle directe par satellite	septembre	1469	255
— La diode à capacité variable BB 113 dans les récepteurs radio à modulation d'amplitude	septembre	1469	263
— Le radio-cassette ITT Schaub-Lorenz RC 1000	octobre	1473	142
— Le tuner-amplificateur Philips RH 741	octobre	1473	153

	Mois	N°	Page
— Bloc récepteur AM à circuit intégré.	octobre	1473	156
— Le tuner-amplificateur SANYO DCX 8000 K .	octobre	1473	206
— La chaîne SABA 8730 K	octobre	1473	265
— Le radio-cassette Grundig C6000	octobre	1473	269
— Pas de radiotéléphonie mobile efficace, sans une véritable réduction des parasites	octobre	1473	281
— La diode à capacité variable BB 113 dans les récepteurs radio à modulation d'amplitude (suite du N° 1469)	octobre	1473	296
— Le téléviseur « Super Color » Grundig - I - Télécommande manuelle des téléviseurs couleur.	novembre	1478	157
— Décodeur stéréo multiplex AMTRON UK 252 (kit).	novembre	1478	157
— Le tuner-amplificateur SCOTT R-753	novembre	1478	298
— Le récepteur OCEANIC P.R. MATIC	novembre	1478	308
— Le tuner DUAL CT8	novembre	1478	313
— Le tuner-amplificateur Pioneer SX 1010 .	novembre	1478	316
— La chaîne intégrée PATHE-MARCONI MC700	novembre	1478	331
— Indicateur d'accord pour récepteurs à transistors	novembre	1478	335
— Télécinéma pour films en couleurs	novembre	1478	338
— Le téléviseur Supercolor Grundig Etage FI-Vision-Vidéo	décembre	1482	152
— Le tuner-amplificateur YAMAHA CR 510 L.S.	décembre	1482	164
— Le vidéodisque THOMSON	décembre	1482	170
— Le circuit « Pompe » : Un progrès dans la conception des téléviseurs transistorisés	décembre	1482	191
— Techniques avancées des radiorécepteurs et amplificateurs B.F.	décembre	1482	324
— A propos du Supercolor GRUNDIG : Tuner multigammes pour la T.V. des normes E et L	janvier	1486	157
— Un émetteur récepteur de radio-taxis	janvier	1486	201
— A.B.C. - Ligne à retard et permutateur SECAM	janvier	1486	222
— Le récepteur toutes bandes NORD-MENDE GALAXY MESA 9000 ST	février	1490	145
— Parasites, interférences, perturbations	février	1490	215
— Nouveaux composants T.V. et BF	février	1490	240
— La télévision par câbles : Les différentes conceptions des réseaux de télédistribution	février	1490	286
— La mesure précise de la puissance H.F.	mars	1495	169
— La télévision par câbles : Les différentes conceptions des réseaux de télédistribution	mars	1495	274
— Eurosignal : Système radioélectrique Européen de recherche de personnes	mars	1495	345
— Supercolor Grundig : « Le diagnostic system »	avril	1499	229
— Après le tube cathodique, les solutions nouvelles : L'écran plat.	avril	1499	243
— Effet lumineux sur téléviseur : le vidéo ticker	avril	1499	303
— Pour la sauvegarde de la vie humaine à proximité des côtes : Le bimini RS 27 - Radiotéléphone marine de détresse.	avril	1499	308
— Le téléviseur couleur à circuits intégrés	mai	1503	156
— Les ordinateurs : Les spécialistes (suite du N° 1499)	mai	1503	161
— Le système de télédistribution de Sarcelles-Lochères	mai	1503	214
— Le kit Amplituner LR 7410 RTC	mai	1503	273
— La télévision couleur à circuits intégrés	juin	1507	156

	Mois	N°	Page
— Le balayage horizontal à Thyristor des téléviseurs couleur.....	juin	1507	179
— La télévision numérique.....	juin	1507	237
— Le kit Amplituner LR 7410 RTC (Suite du N° 1503).....	juin	1507	285
— Auxiliaires appréciables des radiotéléphones F.M. : Les scanning monitors - Récepteurs de veille à balayage automatique.....	juin	1507	298
— Le Tuner-amplificateur TANDBERG 2075	juillet	1511	101

ELECTRONIQUE GÉNÉRALE

	Mois	N°	Page
— Conception générale des orgues électroniques modernes.....	août	1465	47
— Asservissement d'essuie-glace à l'intensité de la pluie.....	août	1465	83
— Le LM 3900 National Semiconductor et ses applications.....	août	1465	94
— A.B.C. : Les atténuateurs.....	août	1465	101
— Les ordinateurs : Télétraitement.....	août	1465	123
— Electronique et aviation : La Radionavigation.....	août	1465	130
— Initiation aux circuits intégrés logiques.....	août	1465	141
— Nouveaux circuits musico-électroniques.....	septembre	1469	128
— Applications des amplificateurs opérationnels.....	septembre	1469	137
— Les ordinateurs.....	septembre	1469	147
— Les lasers : Laserscribing.....	septembre	1469	181
— Initiation aux circuits intégrés logiques.....	septembre	1469	191
— LE RADAR : Une vieille connaissance si mal connue.....	septembre	1469	231
— Electronique et Aviation : Exploitation de l'A.D.F.-V.O.R. à bord.....	septembre	1469	267
— Commutation par diodes pour orgues électroniques.....	octobre	1473	145
— Les ordinateurs : Time Sharing.....	octobre	1473	148
— Les radars (suite du N° 1469).....	octobre	1473	179
— Mise au point sur les transistors (I).....	octobre	1473	211
— Les lasers : Comment améliorer les mesures de distance par laser ?.....	octobre	1473	308
— Qu'est-ce que l'électricité ?.....	novembre	1478	175
— Acoustique musico-électronique.....	novembre	1478	181
— Les ordinateurs : Ces minis qui imitent les grands.....	novembre	1478	187
— Mise au point sur les transistors (II).....	novembre	1478	237
— Initiation aux circuits intégrés logiques.....	novembre	1478	249
— A.B.C. - Applications des transistors unijonction.....	novembre	1478	254
— Les lasers Le laser s'adapte aux machines-outils.....	novembre	1478	304
— Nouveaux montages électroniques.....	novembre	1478	321
— La calculatrice électronique Texas SR 50.....	novembre	1478	346
— Générateurs et synthétiseurs électroniques de musique.....	décembre	1482	158
— Les lasers : Des alignements surs et précis.....	décembre	1482	174
— Qu'est-ce que le courant électrique ? (Suite du N° 1478).....	décembre	1482	201
— L'écho sondeur et le sonar pour la pêche et la navigation.....	décembre	1482	227
— Mise au point sur les transistors : Les courbes des transistors.....	décembre	1482	255

	Mois	N°	Page
— Le Piézoxyde : Céramique piézoélectrique.....	janvier	1486	146
— Qu'est-ce que le courant électrique ? (Suite du N° 1482).....	janvier	1486	151
— L'écho sondeur et le sonar pour la pêche et la navigation (Suite du N° 1482).....	janvier	1486	163
— Mise au point sur les transistors : Paramètres des transistors.....	janvier	1486	206
— Les lasers : L'interféromètre de rectitude.....	janvier	1486	263
— Technique étrangère.....	janvier	1486	268
— La planche de circuit connexion SK10.....	janvier	1486	279
— Nouveaux circuits intégrés pour musico électronique.....	janvier	1486	280
— Les ordinateurs - Ces minis qui imitent les grands.....	janvier	1486	290
— Qu'est-ce que le courant électrique (Suite du N° 1482).....	février	1490	138
— Les ordinateurs : Ces minis qui imitent les grands (Suite du N° 1486).....	février	1490	152
— Générateurs électroniques de musique aléatoire.....	février	1490	162
— Initiation aux circuits intégrés logiques (suite du N° 1478).....	février	1490	279
— Principes et applications des monostables intégrés.....	février	1490	292
— Les ordinateurs : Ces minis qui imitent les grands.....	mars	1495	171
— Transistors et Darlington de puissance.....	mars	1495	176
— Stabilisation de l'éclairage d'une lampe.....	mars	1495	183
— Utilisation des circuits à transfert de charge en musique électronique.....	mars	1495	190
— Nouveaux circuits intégrés pour orgues électroniques.....	mars	1495	196
— Electronique médicale : Microcaméra de télévision endoscopique.....	mars	1495	217
— Application des temporisateurs NE 555 et NE 556.....	mars	1495	222
— Quel est ce transistor ?.....	mars	1495	250
— Mise au point sur les transistors : L'effet de champ et ses applications.....	mars	1495	266
— A.B.C. - Applications des amplificateurs opérationnels à circuits intégrés.....	mars	1495	301
— Initiation aux circuits intégrés logiques (suite du N° 1490).....	mars	1495	312
— Les Lasers : L'anémomètre à laser.....	mars	1495	320
— Mise au point sur les transistors : classification des transistors à effet de champ monojonction et structure MOS-TEC.....	avril	1499	186
— Nouveaux circuits intégrés pour orgues électroniques.....	avril	1499	190
— Les lasers : Du vélocimètre... à l'interféromètre.....	avril	1499	204
— Le stylo à câbler.....	avril	1499	236
— L'horloge calculatrice OSTAC CL 800	avril	1499	241
— Le Quartz et ses applications.....	avril	1499	252
— Les calculatrices électroniques TEXAS SR 16 et SR 51	avril	1499	256
— Commutation statique de signaux par « Touch-Control ».....	avril	1499	296
— Nouveau dispositif de génération de notes pour orgues électroniques.....	avril	1499	305
— Initiation aux circuits intégrés logiques.....	avril	1499	316
— Les ordinateurs : Ces minis qui imitent les grands : Les spécialistes.....	avril	1499	323
— Le Salon international des composants électroniques.....	mai	1503	141

	Mois	N°	Page
— Le transistor de puissance	mai	1503	145
— Progrès et transformation des composants	mai	1503	199
— La masse potentiel zéro	mai	1503	210
— La lecture optique	mai	1503	211
— Les lasers : Le télémètre à laser	mai	1503	302
— Mise au point sur les transistors : Paramètres et caractéristiques essentielles des TEC et MOS	mai	1503	306
— Les ordinateurs : Ces minis qui imitent les grands	juin	1507	150
— Initiation aux circuits intégrés logiques	juin	1507	168
— Progrès et transformations des condensateurs électrolytiques	juin	1507	227
— Mise au point sur les transistors : Paramètres et caractéristiques essentielles des TEC et des MOS	juin	1507	233
— Les lasers : Holographie et Aérodynamique	juin	1507	269
— Le circuit intégré Pourquoi pas ? : Réalisation	juin	1507	290
— Le transistor de puissance (Suite du N° 1503)	juin	1507	303
— Initiation à l'électricité : Le magnétisme fabrique de l'électricité	juin	1507	310
— Electronique et Navigation de plaisance : Les radiophares	juin	1507	322
— Initiation à l'électricité : Le magnétophone fabrique de l'électricité	juillet	1511	128
— Les ordinateurs : Ces minis qui imitent les grands	juillet	1511	141
— Transformations et progrès des condensateurs	juillet	1511	147
— Mise au point sur les transistors : Paramètres et caractéristiques essentielles des TEC et MOS	juillet	1511	154
— Circuits électroniques expérimentaux	juillet	1511	179
— Montages antiparasites	juillet	1511	189
— Le Télécare	juillet	1511	112

ELECTRONIQUE RÉALISATIONS

	Mois	N°	Page
— Une minuterie électronique	septembre	1469	151
— Un jeu électronique : Le loto digital	septembre	1469	243
— Roulette ou tombola électronique	HPS Radioc.	1476	10
— Un thermomètre électronique linéaire	novembre	1478	289
— Mini-émetteur expérimental à modulation de fréquence	novembre	1478	290
— Deux minuterie d'escalier à mémoire de durée	décembre	1482	303
— Un multivibrateur thermique	janvier	1486	251
— Thermostat de chauffage à télécommande	janvier	1486	272
— Jeu de lumière psychédélique à 3 canaux en kit	janvier	1486	277
— Un carillon TTL digital. Le Lullibel	février	1490	272
— Réalisation d'un détecteur d'intrus	mars	1495	251
— Un générateur d'ions négatifs	mars	1495	307
— Un modulateur de lumière psychédélique à 4 canaux	mars	1495	326
— Un 421 Electronique : le OK 16 (en kit)	avril	1499	225
— Equipement séquentiel pour commande d'appareil publicitaire ou autres applications	avril	1499	257
— Système séquentiel d'allumage à 10 canaux	avril	1499	291
— Un dispatching à « Touch Control »	mai	1503	182
— Un voltmètre musical : Application d'un convertisseur Tension-Fréquence	mai	1503	187

	Mois	N°	Page
— Initiation aux circuits intégrés logiques : Réalisation d'une horloge électronique	mai	1503	255
— Un chenillard multifonctions	mai	1503	268
— L'horloge électronique OK 17 (kit)	juillet	1511	195

ELECTRONIQUE ET AUTOMOBILE

	Mois	N°	Page
— Centrale clignotante et temporisateur d'essuie-glace pour automobile (Réalisation)	octobre	1473	195
— Un antivol électronique pour automobile	octobre	1473	225
— L'électronique au Salon de l'automobile 1974	novembre	1478	171
— Un avertisseur de marche arrière (Réalisation)	novembre	1478	211
— Rectificateur : Centrale clignotante du N° 1473	novembre	1478	347
— Economisez votre essence avec ce mesureur de consommation de carburant (Réalisation)	décembre	1482	234
— Economisez votre essence avec ce mesureur de consommation de carburant (suite du N° 1482)	janvier	1486	173
— L'allumage électronique Heathkit CP 1060	janvier	1486	254
— Un système automatique d'identification des véhicules	février	1490	266
— Rectificateur : du Mesureur de consommation publié dans notre numéro 1486	février	1490	312
— Allumage automatique des feux de position (Réalisation)	mars	1495	238
— Compte-tours et avertisseur de dépassement de vitesse (Réalisation)	avril	1499	328

RADIOCOMMANDE

	Mois	N°	Page
— A propos du trafic	août	1465	115
— Retour sur le chargeur de batterie décrit dans le numéro 1450	octobre	1473	259
— Etude et réalisation de l'émetteur Jupiter 4000	HP Radioc.	1476	18
— Signalisation de protection électronique des circuits ferroviaires	HPS Radioc.	1476	24
— Les nouveaux ensembles Robbe	HPS Radioc.	1476	32
— Ensemble émetteur-récepteur multicanal Perlor Bande des 27 MHz	HPS Radioc.	1476	37
— Générateur Sinusoïdal 1 kHz	HPS Radioc.	1476	40
— Un servomécanisme universel : Le Bimatic	HPS Radioc.	1476	42
— Radiocommande 75	HPS Radioc.	1476	44
— Commande des trains miniatures par courant porteur	HPS Radioc.	1476	52
— Banc d'essai du Varioprop 83	HPS Radioc.	1476	61
— Le kit Prolink PL 80	HPS Radioc.	1476	71
— Récepteur digital 6 voies Lextronic	HPS Radioc.	1476	76
— Emetteur digital 4 voies Lextronic	HPS Radioc.	1476	72
— Le Servorel RD électronique	HPS Radioc.	1476	82
— Le mini-prop 4 RD électronique	HPS Radioc.	1476	87
— Un sifflet à vapeur électronique Amtron UK 852	HPS Radioc.	1476	93
— Variation sur variateurs	novembre	1478	280
— Variation sur variateurs. (Suite du N° 1478)	décembre	1482	291
— Un variateur de vitesse en kit. Le Variorel	décembre	1482	297

	Mois	N°	Page
— Techniques nouvelles et modélisme .	janvier	1486	245
— Un générateur de signaux pour moteur au banc	février	1490	247
— Une visualisation automatique	février	1490	249

PHOTO CINÉ

	Mois	N°	Page
— Polaroid SX 70 et autres nouveautés	août	1465	59
— Système de fondu enchaîné photographique automatique (réalisation)	octobre	1473	288
— Système de fondu enchaîné photographique automatique (Réalisation - suite du N° 1473)	novembre	1478	216
— Le point sur le cinéma amateur en France	novembre	1478	293
— Un temporisateur pour développement photo : Le Lightmaster Super .	décembre	1482	312
— La photokina de Cologne et les transformations de la technique	décembre	1482	317
— Un synchronisateur de diapositives : Le Syndiapo	février	1490	184
— Nouveautés techniques et conseils pratiques	février	1490	251
— Les appareils audiovisuels et les écoles	mars	1495	209
— Sélection directe de diapositives	mars	1495	255
— Synchronisateur de flash stroboscopique pour photos	avril	1499	238
— Fondu enchaîné électronique (Réalisation)	mai	1503	247
— Nouveautés et conseils pratiques	mai	1503	279
— Fondu enchaîné électronique (Réalisation - suite du N° 1503)	juin	1507	275

MESURE SERVICE

	Mois	N°	Page
— Représentation oscilloscopique des réseaux de caractéristiques de transistors	août	1465	51
— Le labo de l'amateur : L'oscilloscope	août	1465	117
— Analyse du voltmètre électronique 427 A Hewlett-Packard	septembre	1468	257
— Un transistormètre digital	octobre	1473	136
— L'oscilloscope D61 Telequipement	octobre	1473	163
— La protection de l'équipage mobile des appareils de mesure	octobre	1473	168
— L'ensemble de contrôle A.F. Interlab : Le générateur SQ 10 et le Distorsiomètre D10 Eurelco	octobre	1473	172
— Commutateur électronique Amtron UK 585 (kit)	octobre	1473	302
— Le labo de l'amateur : L'essai des semi-conducteurs	novembre	1478	219
— Le générateur codé stéréo Grundig SC 5	novembre	1478	227
— Le contrôleur universel Testavo 10	novembre	1478	252
— Un générateur de fonctions B.F. Le TBF 1038 (réalisation)	décembre	1482	179
— Réétalonnage d'un générateur H.F.	décembre	1482	206
— Le labo de l'amateur : Les générateurs B.F.	décembre	1482	221
— Un générateur de signal sinusoïdal et convertisseur sinusoïdal-rectangulaire	décembre	1482	308
— Un voltmètre électronique pour mesure des faibles tensions (continu-B.F.-H.F.-V.-H.F.)	décembre	1482	310
— Le contrôleur transistormètre U 4341	décembre	1482	338

	Mois	N°	Page
— Les sondes pour oscilloscopes Greenpar	décembre	1482	342
— Utilisation pratique d'un oscilloscope	janvier	1486	134
— Le générateur de fonctions B.F. TBF 1038 (Suite du N° 1482) (Réalisation)	janvier	1486	178
— Le labo de l'amateur : Les générateurs B.F.	janvier	1486	186
— Le grid-dip GD 743 ELC	février	1470	160
— Un générateur de fonctions B.F. : Le TBF 1038 (Suite du N° 1486) (Réalisation)	février	1490	173
— Le labo de l'amateur : La mesure des tensions alternatives	février	1490	179
— Utilisation pratique d'un oscilloscope	février	1490	179
— La minimire Centrad 382	mars	1495	193
— Utilisation pratique d'un oscilloscope : contrôle des performances	mars	1495	202
— Un générateur de fonctions B.F. : Le TBF 1038	mars	1495	227
— Le labo de l'amateur : La mesure des distorsions	mars	1495	333
— Utilisation pratique d'un oscilloscope : Mesure des tensions et des courants	avril	1499	208
— Le labo de l'amateur : Les mesures globales en audiofréquence	avril	1499	211
— Comment mesurer l'inductance d'une bobine	avril	1499	261
— Le Labo de l'amateur : Les mesures globales en audiofréquence (suite du N° 1599)	mai	1503	167
— Retour sur le multimètre DMM 1038 : platine de mesure des tensions continues	mai	1503	177
— Utilisation pratique d'un oscilloscope : Mesure de fréquence et de phase	mai	1503	286

LE JOURNAL DES O.M.

	Mois	N°	Page
— Un VOX de conception moderne : Utilisation du circuit intégré monolithique LM 170	août	1465	148
— L'écoute des ondes courtes	août	1465	150
— Un oscillateur two-tone test	septembre	1469	286
— Un émetteur CW (Télégraphie)	septembre	1469	288
— Le récepteur de trafic... cet inconnu	octobre	1473	288
— Commutateur automatique d'alimentation	octobre	1473	329
— Le transceiver 144 MHz Heathkit HW 202	novembre	1478	363
— Le récepteur Barlow-Wadley XCR 30	décembre	1482	356
— Amplificateur V.H.F. linéaire 144 MHz	janvier	1486	301
— Quelques antennes d'émission d'amateur	février	1490	313
— Les radioamateurs et les ondes courtes	mars	1495	157
— Générateur de message RTTY	mars	1495	363
— Transceiver 28 - 144 MHz 6 ou 38 W à transistors	mars	1495	368
— Le transceiver Heathkit SB 104	mars	1495	371
— Pour recevoir la B.L.U.	avril	1499	347
— Une antenne 7 MHz à gain élevé	avril	1499	348
— Modulateur équilibré et détecteur de produit à circuit intégré	avril	1499	349
— La maintenance des émetteurs SSB	mai	1503	326
— Mémoire programmable RAM 146 pour communications RTTY	mai	1503	340
— Le transceiver Sommerkamp FT 224	juin	1507	326
— Le Grid-dip EM 84	juillet	1511	213

AUDIOVISUEL			
	Mois	N°	Page
— Technique audio et technique vidéo .	septembre	1469	247
— Quelques notions d'optique concernant la prise de vue en télévision . . .	octobre	1473	220
— Le Vidcom 1974	novembre	1478	155
— Un ministudio de télévision : La chaîne studio Vidéo 10 Philips	mars	1495	178
— Développement et transformation des vidéodisques	mars	1495	259
— Une caméra miniature de télévision couleur AKAI CCS 150	mars	1495	350

SONORISATION			
	Mois	N°	Page
— Nouvelle table de mixage stéréophonique ME5 Magnetic France	septembre	1469	143
— L'amplificateur 2 x 80 Weff. Magnetic France	octobre	1473	277
— La console de Mixage de studio Magnetic France MF5	novembre	1478	311
— La sonorisation des autocars de tourisme	janvier	1486	194
— 4 modules utiles pour la sonorisation : convertisseur d'impédance - panoramique - filtre passe-bande - convertisseur d'alimentation	février	1490	269
— L'amplificateur de puissance APK 240 Power Panel Kit	mars	1495	188
— L'acoustique des « night-clubs »	juin	1507	165

BIBLIOGRAPHIES			
	Mois	N°	Page
— Les transistors par F. Hure	septembre	1469	127
— Guide pratique de la HIFI par C. Dar-tevelle	septembre	1469	127
— La mécanique des magnétophones actuels par P. Hémar-dinquer	septembre	1469	279
— Dépannage, mise au point et amélioration des téléviseurs par R.-A. Raffin	décembre	1482	173
— Informatique par Daniel David	décembre	1482	173
— Amplificateurs et préamplificateurs BF HIFI Stéréo à circuits intégrés par F. Juster	mai	1503	213
— Les modules électroniques d'initiation par B. Fighiera	juillet	1511	185
— Les orgues électroniques ultra-modernes par F. Juster	juillet	1511	185

DIVERS			
	Mois	N°	Page
— Table des matières des N° 1416 à 1463 inclus année 1973-1974	août	1465	105
— La radio d'autrefois	septembre	1469	279
— La radio d'autrefois	novembre	1478	219
— Les Français et la HIFI. Une enquête IFOP/Haut-Parleur	HPS HIFI	1494	52
— Les 50 ans du Haut-Parleur - Le numéro 1	mars	1495	153
— Et s'il est permis de rêver ?	mars	1495	162
— La radio d'autrefois	mars	1495	166
— Les pionniers de la Radiodiffusion : Radio Toulouse	avril	1499	149
— Les temps héroïques et l'avenir de la Télévision	avril	1499	152
— Les enfants de « Bessie »	avril	1499	160
— Questions d'acoustique	avril	1499	170
— Questions d'acoustique	mai	1503	323



ORGUES ELECTRONIQUES ULTRA MODERNES

par F. JUSTER

En raison du nombre important de circuits intégrés, spéciaux pour orgues électroniques proposés actuellement, la conception de ces instruments est complètement changée et aucun des ouvrages existants ne traite des nouveaux dispositifs 1975-1976.

Pour cette raison, l'auteur, ayant réussi à obtenir des fabricants de circuits intégrés et des constructeurs d'orgues les renseignements et documentations les plus récents, a pu rédiger ce livre où tout ce qu'il faut savoir sur les dispositifs ultra-modernes concernant les orgues sont décrits avec abondance.

On y trouvera, en plus de la technique générale et classique, des orgues électroniques les analyses des dispositifs ultra-modernes suivants : maîtres oscillateurs et diviseurs donnant 12 ou 13 notes ; orgues à accordage unique ; orgues à transposition ; orgues à accord préréglés et transposables (des centaines d'accords différents) ; les formants pour tous les instruments à imiter ; percussions, sustain, pianoforte, enceinte spéciale pour orgues ; effets LESLIE ; tous les effets spéciaux.

Un livre format 15 x 21, 270 pages avec couverture laquée en plusieurs couleurs. 43 F.

En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé).



STEAM VAPEUR DAMPF

Petites et grandes échelles

J.C. PORTERIE

LE LIVRE DE LA VAPEUR, oui c'est bien le résumé de ce livre, mi-historique, mi-catalogue.

L'amateur d'objets rares et plus encore le collectionneur de fines réalisations mécaniques trouvera dans cet ouvrage de quoi se documenter.

Si la première partie nous conte en détail l'évolution des machines à vapeur de toutes sortes, la seconde partie nous parle de jouets anciens et de récentes réalisations, des noms tels que : BEVOIS, RADIGUET, JC, MARCKLIN, BING, BASSET LOWKE, STUART, etc. nous laissent à peine respirer tant nous avons de plaisir à voir les nombreux modèles représentés ainsi que certaines pièces rares, chef d'œuvre de mécanique, mais aussi de sens artistique, car on se demande, sans ces réalisations, si la reproduction de ces ensembles mécaniques aux lignes harmonieuses ne touche pas en fin de compte à la sculpture où l'œuvre manuelle technique et artistique se rejoignent. Les 192 pages de cet ouvrage et les 160 illustrations, dont une multitude d'originales, sont le vivant témoignage d'un spécialiste.

Un volume format 14 x 21, couverture couleur, pelliculée. Prix : 38 F.

En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé).

UNE ENCEINTE ACOUSTIQUE ORIGINALE

GÉNÉRALITÉS

LES enceintes acoustiques de qualité sont de plus en plus onéreuses, ce qui explique que bon nombre d'amateurs de Hi-Fi tentent d'en réaliser. Plusieurs problèmes se posent alors. Le manque d'informations et de matériels de mesure vient perturber le résultat final qui est souvent décevant ; le prix de revient et la mise en œuvre de la « caisse en bois » inhibent souvent les réalisateurs qui logent en appartement.

L'idéal serait une « boîte » toute faite que l'on pourrait trouver très facilement dans le commerce. Cette boîte devra répondre à certains critères : avoir un volume suffisant, ne pas vibrer, être totalement étanche au départ et permettre une fixation aisée et sans découpe du haut-parleur principal correspondant au volume interne.

L'auteur a découvert cet objet intéressant dans un grand magasin. Il s'agit d'un « œuf » en plastique très rigide d'un volume interne supérieur à 30 litres (figure 1).

Le couvercle en mousse et plastique recouvert de tissu ayant été supprimé, l'auteur a constaté avec plaisir que l'ouverture de l'œuf correspondait exactement à la mise en place d'un haut-parleur de 25 cm. de diamètre.

CHOIX DU SYSTÈME DE REPRODUCTION

Les haut-parleurs Hi-Fi actuels et le faible volume de cette « enceinte » destinaient cette réalisation sous la forme baffle clos.

Lorsqu'on réalise une enceinte acoustique de ce type on peut se demander quels transducteurs on va utiliser car le choix est vaste.

La mise en œuvre d'un haut-parleur unique, large bande, est la plupart du temps décevante dans les locaux modernes en raison de leur excès de médium comparé au reste du spectre ; il s'ensuit alors une sonorité du type « casserole » très désagréable. Il était donc nécessaire de mettre en œuvre plusieurs haut-parleurs. Immédiatement le principe 3 voies est à

éliminer en raison du rendement forcément moyen du haut-parleur de graves puisque le volume est réduit ; d'autre part, l'équilibre entre transducteurs et le grand déphasage apporté par les filtres sont autant d'obstacles à une réalisation d'amateur. Le système deux voies sera donc automatiquement adopté.

CHOIX DU TRANSDUCTEUR PRINCIPAL

Par transducteur principal nous entendons, le haut-parleur de graves qui sera fixé sur l'orifice de notre œuf. Le montage électrique comprendra donc un haut-parleur de graves (Boomer) et un haut-parleur d'aiguës (tweeter) ; bien sûr, un filtre adéquat devra aiguiller les fréquences correspondant à chaque élément.

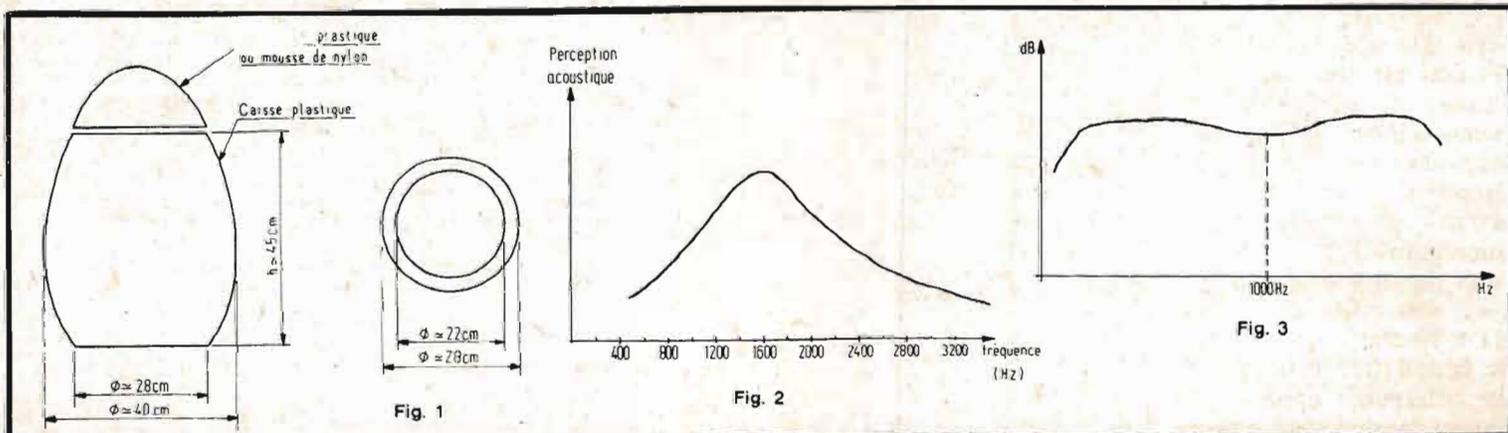
Le nombre de transducteurs de graves, de diamètre approchant les 25 cm est assez considérable et il était nécessaire d'effectuer un compromis qualité-prix-compatibilité de fixation. Le modèle retenu est le 255 PCR de chez Siare qui descend correctement

dans les extrêmes graves et dont le prix est très abordable eu égard à ses qualités.

La fréquence de résonance est d'environ 22 Hz, ce qui permet une bonne réalisation comme nous le verrons plus loin. La puissance admissible en système deux voies dépasse 30 watts, ce qui est très suffisant car cet élément a un rendement général important.

CHOIX DU TRANSDUCTEUR D'AIGÜS

Dans un système deux voies, il est nécessaire, normalement, de couper les bandes passantes vers quelques kHz. Malheureusement, l'oreille est très sensible à ces fréquences (figure 2). Sachant que dans un filtre, il se produit quelques imperfections au niveau du raccordement il eût été intéressant de raccorder en dehors de la zone sensible de l'oreille. Les possibilités des haut-parleurs le permettent et 5 000 Hz est une bonne valeur mais, les locaux modernes sont très réfléchissants et si le 255 PCT (H.P. graves choisi



plus haut) est coupé à ces fréquences, il tendra, comme n'importe lequel de ses concurrents, à « sortir » trop de médium en raison du volume réduit de l'enceinte acoustique dont on dispose ; le résultat est le manque total d'intelligibilité dans la reproduction.

L'oreille française étant essentiellement très sensible entre 1 000 et 2 000 Hz il est intéressant de couper le 255 PCT en-dessous de 1 000 Hz et de raccorder le tweeter vers 2 500 Hz ou un peu au-dessus. On aura alors réalisé un creux dans le médium qui ne sera pas « percé » dans une habitation très réfléchissante (béton) (figure 3).

Pour éviter des déphasages importants le filtre retenu sera du premier ordre comme l'indique la figure 4. C'est-à-dire que l'on ne mettra en œuvre qu'une seule bobine (L) et une seule capacité (C). Comme à l'habitude, on respectera le mieux possible la règle qui dit que l'impédance moyenne des haut-parleurs doit correspondre à l'impédance générale de l'enceinte, ici approximativement 8 ohms.

En raison de la faible pente de coupure d'un filtre on devra prendre un tweeter dont la fréquence de résonance est très basse. Nous avons choisi le KK 10 de Isophon en raison de ses qualités auditives relativement neutres, de sa fréquence de résonance très basse (de l'ordre de 800 Hz) et de la puissance importante qu'il peut « encaisser ». De plus son mode de fixation est très agréable à l'usage et sa technologie hémisphérique le place dans les moins onéreux et les moins directifs. Son rendement acoustique est un des plus importants et il a été nécessaire de diminuer, en l'ajustant, son efficacité à l'aide d'une résistance qui a été choisie égale à 10 Ω ; cette valeur a été déterminée expérimentalement dans un local moyen à

l'écoute de disques de tous genres (figure 5).

Après de très nombreux essais la fréquence de coupure basse a été déterminée pour environ 400 Hz et la fréquence haute vers 3 000 Hz ce qui, de l'avis de nombreux auditeurs, donne une bonne intelligibilité de tous instruments et des voix masculines et féminines qui ne sont nullement étouffées comme nous le verrons plus loin.

Les fréquences de coupure imposent la valeur de L et de C qui sont déterminées par :

$$L = Z / 200 F$$

$$C = \frac{1}{2\pi FZ}$$

avec $Z = 8 \Omega$ et $F =$ fréquence de coupure. Cela donne approximativement : $L = 3 \text{ mH}$ et $C = 6,6 \mu\text{F}$.

La bobine peut être réalisée par les lecteurs et elle comportera alors environ 350 spires de fil émaillé (ou vernis) de diamètre supérieur à 1 mm, enroulés à spires jointives sur un mandrin (qui peut être un rouleau de soudure vide) d'environ 25 mm de diamètre (sans noyau magnétique), de largeur (longueur du bobinage) environ 25 mm en couches successives non isolées.

Le prix de revient d'une telle réalisation et sa difficulté lui font préférer l'achat d'une inductance de 3 mH toute faite (voir nomenclature).

Le condensateur sera réalisé avec, par exemple, la mise en parallèle de trois condensateurs de $2,2 \mu\text{F}$ 63 V de très bonne qualité et non polarisés (ne pas utiliser de « chimique »).

RÉALISATION PRATIQUE

Cette phase ne présente aucune difficulté et peut s'exécuter en moins de 45 minutes, le seul appareillage nécessaire étant une petite perceuse, même manuelle et un tournevis.

On commence par poser le haut-parleur sur l'embouchure de l'œuf en plastique, on centre le premier au mieux par rapport à l'ouverture de façon que les 4 trous de fixation prévus sur la corbeille du transducteur « tombent » bien dans le plastique de la coque. On immobilise manuellement le haut-parleur et l'on contre-perce à travers ces trous dans le plastique de l'œuf à l'aide d'un forêt de 2,6 à 2,8 mm de diamètre, cette valeur est impérative comme nous allons le voir.

Ensuite, on retire le transducteur principal et l'on visse de l'intérieur des vis de 3 x 40 ($\varnothing = 3 \text{ mm}$, longueur 40 mm) ; la longueur de 40 mm citée est à respecter en raison du manque d'homogé-

nité de la couronne de l'œuf sur laquelle sont percés les 4 trous, ces vis seront coupées par la suite, mais leur grande longueur permettra un redressement sensible de la surface de l'embouchure et donc la fixation du H.P. On se rend alors compte de l'intérêt d'avoir percé à un diamètre très légèrement inférieur au diamètre nominal de la vis car celle-ci tiendra toute seule, le filetage en l'air (figure 6). On pensera à mettre une rondelle éventail avant de monter la vis, ceci aidera (au moment du serrage des écrous sur le H.P.) à maintenir la tête fixe. Dans le cas où l'on aurait percé juste à 3 mm de diamètre par erreur, tout n'est pas perdu, et il suffira de mettre une goutte de « cianolite » dans le filetage et d'attendre quelques instants pour que la vis tienne dans la position souhaitée.

Les vis étant en place, (il est également intéressant de mettre des rondelles plates de diamètre important de façon à éviter que la tête de vis, et / ou la rondelle « éventail », de petit diamètre, ne détériore la surface de fixation au niveau du plastique de l'œuf), on percera pour la fixation des douilles de sortie qui ne seront pas isolées, ainsi le trou sera à un diamètre inférieur et on fixera les douilles en les vissant pratiquement à force dans le plas-

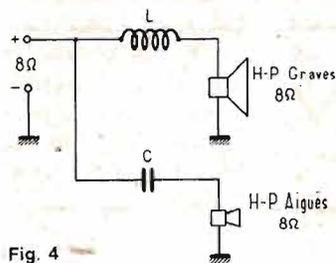


Fig. 4

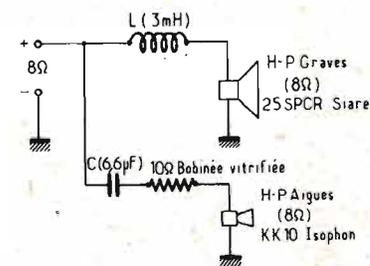


Fig. 5

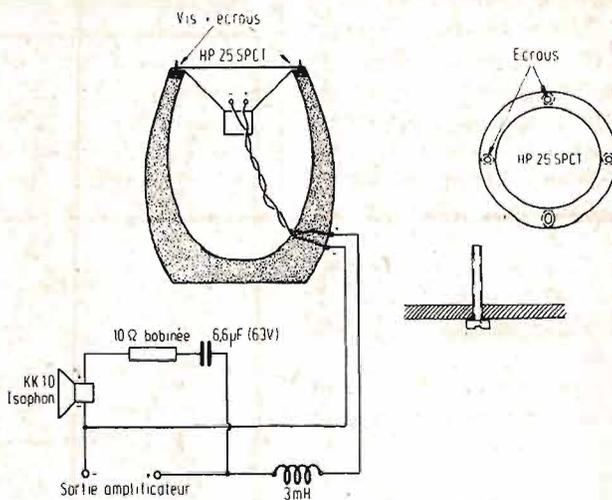


Fig. 6

tique de manière à obtenir des sorties étanches vers le reste du montage. En suivant cette idée on se doit pratiquement de s'interdire l'emploi d'une prise « DIN » à cet endroit en raison de la convexité de l'œuf et de la planéité de la prise « DIN ». De larges rondelles seront mises en place à l'intérieur de l'œuf sur les douilles et un écrou, aidé d'une rondelle « éventail », complètera la tenue mécanique de chaque prise.

Ensuite, on soude environ 80 cm de fil scindex de O 2 mm à 2 cosses qui seront fixées par un autre écrou et une rondelle éventail à chaque douille (banane) respective. On repérera les polarités + et - aux extrémités des fils que l'on soudera sur les cosses adéquates du haut-parleur 255 PCT. Pendant cette opération et la suivante le haut-parleur sera posé sur un tabouret à proximité.

On place alors la laine de verre comme sur la figure 6. Il s'agit de laine vendue sous la forme de rouleau et dont l'épaisseur est de quelques centimètres. Il est impératif de mettre la même quantité de laine dans chaque enceinte. Les meilleurs résultats ont été donnés pour une bande de 128 cm de long pour le pourtour, de 43 cm de haut et d'une bande de 35 cm x 35 cm pour le fond. On se méfiera de la laine de verre dans toutes les manipulations, en particulier pour les yeux, ce matériau une fois « planté » dans l'œil ne se voit pas à la loupe ou à la radio en raison de sa transparence ; on mettra, si possible des gants pour le travailler et si quelques « épines » restent dans la peau, on s'en débarrassera difficilement à l'aide d'une brosse et d'un peu de savon.

L'opération la plus délicate est la fixation de manière étanche de la culasse du haut-parleur. On utilisera un « mastic » caoutchouté qui sèche très vite (quelques heures) et que l'on trouve en tube très pratiques sous la référence CAF 1 (voir nomenclature). A

défaut, on utilisera un produit similaire qui sert à rendre étanche à l'eau la fixation des baignoires et des éviers, il s'agit dans tous les cas d'un produit en tube et qui devient solide, mais légèrement souple, quelques heures après son application. Donc on étend une couche épaisse de ce produit sur la couronne correspondant à l'ouverture de l'enceinte (ou baffle) acoustique (l'opération est rapide) puis on prend le haut-parleur en mains et on le place dans sa position définitive ; les tiges des vis devront traverser le H.P. tout est alors correct et on laissera celui-ci prendre contact avec le joint liquide. Il faut alors se dépêcher et mettre en place des rondelles de bon diamètre (interne ≈ 3 mm, externe ≈ 10 mm) et on serre un écrou sans forcer. Si l'opération devenait délicate (tête de vis qui tourne) il suffirait de bloquer la tige filetée avec une pince genre « infirmière » et de tourner l'écrou avec une clé plate. On serre délicatement chaque écrou jusqu'à sentir une résistance mécanique identique et l'on cesse. Bien sûr, on écrase en partie le joint en liège du haut-parleur, ce qui n'a aucune importance ; la seule précaution à prendre est de ne pas toucher la suspension périphérique à la membrane avec la rondelle. On aura serré modérément.

CONTRÔLE ÉLECTRIQUE

Ayant réalisé le câblage de la figure 6 (le tweeter et le filtre pourront être montés dans une boîte à thé en bois par exemple), il est nécessaire de connaître les caractéristiques électriques de l'ensemble ainsi réalisé. Le renseignement le plus délicat à obtenir et le plus représentatif est l'impédance réelle, de l'enceinte complète, à toutes les fréquences. Cette impédance limite pratiquement l'étendue des graves.

Nous avons dit plus haut que la résonance du 255 PCT seul (à l'air libre) était d'environ 22 Hz. On serait tenté de croire que l'on va pouvoir passer correctement des fréquences à peine supérieures à cette valeur. En fait, plus le volume de l'enceinte est faible, plus grande est la raideur de l'air contenu et plus on déplace vers les médium la fréquence de résonance. Cette fréquence de résonance correspond à un maximum d'impédance des inductances en circuit (bobine du H.P. + L).

Nous avons relevé la courbe de l'impédance en fonction de la fréquence pour les deux enceintes réalisées ; elle était identique dans les deux cas (figure 7). La pointe de résonance se situe aux alentours de 55 Hz ce qui est étonnant pour un volume

d'enceinte aussi faible ; il faut souligner que la qualité du haut-parleur de graves et la forme « bizarre » de l'enceinte y sont pour quelque chose. Il n'est pas rare de trouver plus de 100 Hz pour des volumes équivalents.

La figure 8 indique comment l'auteur a relevé cette courbe. On a utilisé un générateur basse-fréquence courant (Rédelec 778) qui, en raison de son impédance de sortie très élevée (≈ 3 k Ω), ne pouvait attaquer directement les haut-parleurs ; on a fait suivre cet « appareil » d'un module linéaire amplificateur Z40 de chez Sinclair qui correspond très bien à cette utilisation. On dispose alors d'un signal sous une très faible impédance de sortie. On rappellera que l'amortissement ainsi obtenu est très bon puisque sous 8 Ω le module Z40 Sinclair donne :

$$f_a = \frac{Z_{HP}}{Z_{ampli}}$$

soit :

$$\frac{8 \Omega}{Z_{ampli}} \approx 40$$

Cette donnée est fournie par Sinclair et nous n'avons pu la vérifier. En effet, la sortie de l'amplificateur Z40 peut être assimilée à un générateur électrique ; on sait que si l'on charge la sortie d'un générateur par une résistance équivalente à son impédance propre on obtient la moitié de la tension que l'on aurait mesurée à vide. Il serait donc aisé de diminuer la résistance de charge jusqu'à ce que le niveau baisse de moitié mais, ce test direct entraîne généralement la destruction de l'ampli. Dans le cas du Z40 on aurait pu espérer connaître cette impédance de sortie par extrapolation en partant de 4 Ω ou plutôt de 1 Ω pour la charge mais ce module est équipé d'un système protecteur qui écrête le signal ce qui explique que nous n'ayons pu mesurer ce paramètre ; de toute façon, cette mesure demande un voltmètre numérique que nous ne possédons pas.

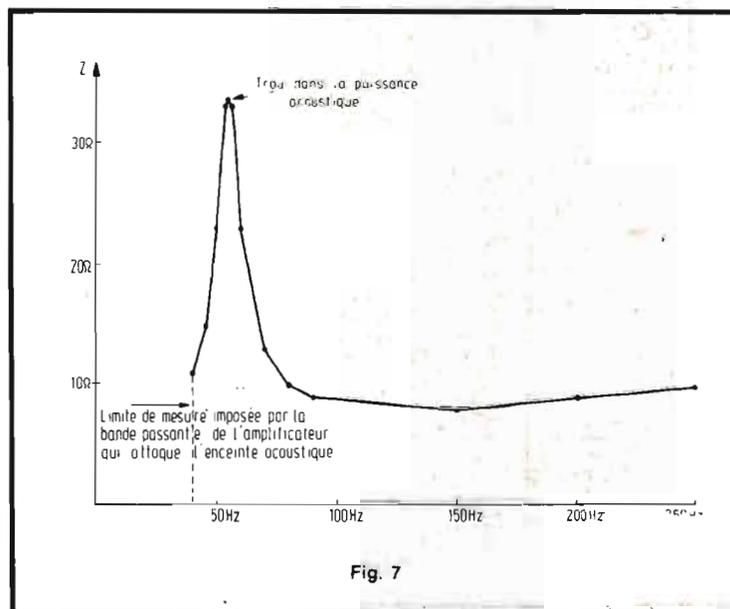


Fig. 7

On voit donc sur la figure 8 que la sortie du Z40 est contrôlée à l'oscilloscope ; on vérifie que le niveau est constant à toutes fréquences (et on l'ajuste au besoin, ce qui est nécessaire avec le Rédélec 778) et que le Z 40 fonctionne loin de l'écrêtage. Ensuite, l'interrupteur tumbler étant commuté comme sur le schéma on lit au millivoltmètre alternatif la tension aux bornes du haut-parleur (pour telle fréquence). On commute l'interrupteur dans l'autre position ce qui nous fait lire la tension alternative présente aux bornes de la résistance équivalente de la boîte à décades. On ajuste celle-ci (entre 5 et 50 Ω) pour que les deux valeurs soient identiques. Dans ce cas $L\omega = R\omega$ soit $R = Z$. Il suffira de lire la valeur de l'impédance du H.P. sur les boutons de la boîte à résistances et l'on peut ainsi trouver la courbe de la figure 7 point par point.

On fera la mesure à puissance de sortie (du Z 40) faible car sinon, il y aura de la distortion, ce qui faussera quelque peu la mesure (les millivoltmètres ou voltmètres alternatifs ne donnent des valeurs efficaces correctes que pour une onde sinusoïdale pure) et il serait pratiquement impossible de supporter la vibration de l'appartement aux très basses fréquences.

On prendra la précaution, et nous avons omis de le dire, d'utiliser du fil de très gros diamètre à l'intérieur et à l'extérieur de l'enceinte ; également comme l'indiquent les figures il est essentiel de respecter les polarités des haut-parleurs ; en fait, si le tweeter est dans un plan très différent du 255 PCR on pourra être amenés suivant le local d'écoute, à inverser les polarités du haut-parleur d'aigus afin de penser une inversion de phase acoustique possible. L'auteur a trouvé un résultat très correct sans réaliser d'inversion.

En ce qui concerne la puissance que l'on peut « injec-

ter » à l'ensemble sans déformer trop le timbre des instruments, l'auteur a fait l'essai en présence de deux personnes connaissant très bien la musique et certains instruments, de passer différents morceaux à faible, moyen et très fort niveau. On a pu mesurer 30 W grâce à un contrôleur métrix MX 202B et à la courbe que nous avons préalablement tracée donnant la puissance de sortie en fonction de la tension aux bornes de l'enceinte pour 8 Ω (figure 9).

Le résultat a réellement étonné les auditeurs présents. En fait, il faut savoir que les 30 W correspondent effectivement à cette puissance si l'impédance est bien de 8 Ω , ce qui est pratiquement vrai au-delà de 100 Hz pour cette enceinte.

Toujours en ce qui concerne la puissance, il ne faudrait pas, bien sûr, se fier uniquement à « son oreille » puisque celle-ci n'est pas linéaire en fonction de la puissance mais suit le logarithme de celle-ci. On voit sur la figure 10 qu'une augmentation du niveau sonore de 10 fois correspond à une perception double pour l'oreille ; en quelque sorte l'oreille ne sentira le niveau sonore deux fois plus fort que s'il est dix fois plus fort. Il est donc nécessaire de mesurer la puissance de manière cor-

recte. En fait, il ne s'agit que de mesurer la puissance électrique car la puissance acoustique est difficile à évaluer sans matériel très coûteux (microphone étalon, amplificateur de mesure, chambre sourde). Simplement, les auditeurs ont constaté que le rendement acoustique était important ce qui est intéressant pour les petits budgets réservés à l'amplificateur.

CONTRÔLE ACOUSTIQUE

Sous ce titre se cache en fait une série d'écoutes musicales caractéristiques. Elles ont été faites à faible niveau (1 W) et à fort niveau (25 W) toujours dans le local cité en référence. Le matériel électronique suivant a servi au test : platine Thorens TD 150 MK II avec cellule Shure M91E et amplificateur Esart de 33 watts.

En premier, nous avons voulu tester la pureté de la définition, en fait, surtout le respect du timbre des instruments ; le seul disque qui permettait cet essai est le N° 3 du Hi-Fi Club de France, Il a, en effet, été enregistré directement, sans passer par une bande magnétique intermédiaire, ce qui lui donne une grande clarté entre autres.

Violon : Bas médium un peu cavernieux à fort volume,

très fin à faible volume (dû à l'habitation).

Alto : Bas médium très peu cavernieux à fort niveau, très fin à faible niveau (dû au local).

Harpe : Transitoires parfaits, très léger à fort et faible niveau.

Violoncelle : Profondeur respectée, transitoires parfaits, très fin, vraiment étonnant, aucune coloration à tous niveaux.

Contre-basse : Extrême grave propre, grave très correct sans distortion appréciable, très bonne appréciation des auditeurs.

Piano : Un tel test est très difficile à passer et l'assistance était ici subjuguée par le respect du timbre de l'instrument, à tel point que tous ont ressenti le piano comme étant dans la pièce (l'écoute ayant été effectuée dans le noir). Les transitoires étaient parfaits.

Le teste insuffisant a continué par de l'orgue : la tocata et fugue en ré mineur de J.S. Bach dans trois enregistrements différents. L'orgue ancienne passe mieux que l'orgue plus récente et il faut avouer que l'effet dans le noir était saisissant de vérité, car sans prétendre écouter dans les églises mêmes où les enregistrements ont été effectués, on pouvait ressentir une écoute de grande qualité à fort niveau. A faible niveau, l'effet était moins prononcé. A aucun moment le message sonore ne s'est troublé.

Voix masculine parlée : Un speaker a été entendu à la radio (tuner FM S12C Esart), le son est très clair, sans accrochages et bourdonnement à niveau moyen. A fort niveau (25 W électriques) on a été forcé de diminuer les graves sur l'amplificateur, ceci en raison des résonances du local d'écoute.

Voix féminine parlée : Sur un autre poste FM on a pu entendre une speakerine dont la voix est calquée normalement sur les annonces à air-France. Cette voix passait également sans accrochage ni sifflement.

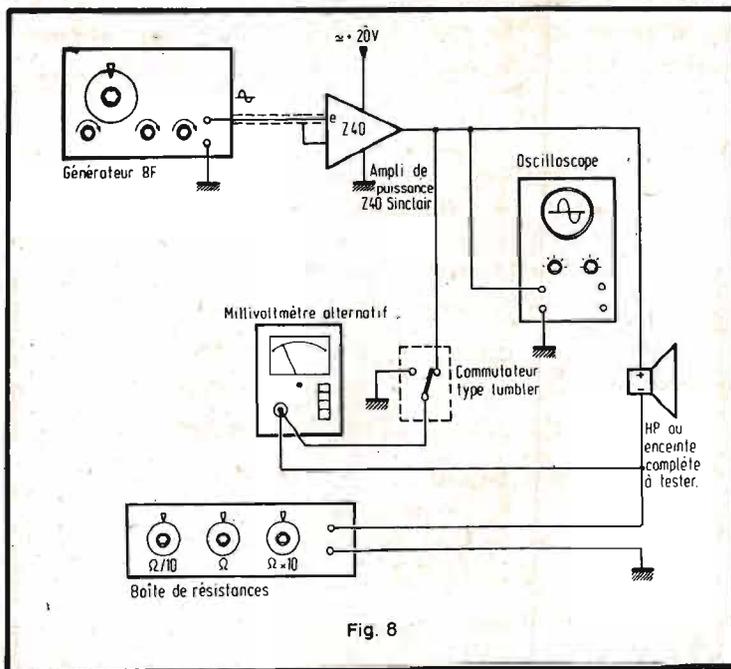


Fig. 8

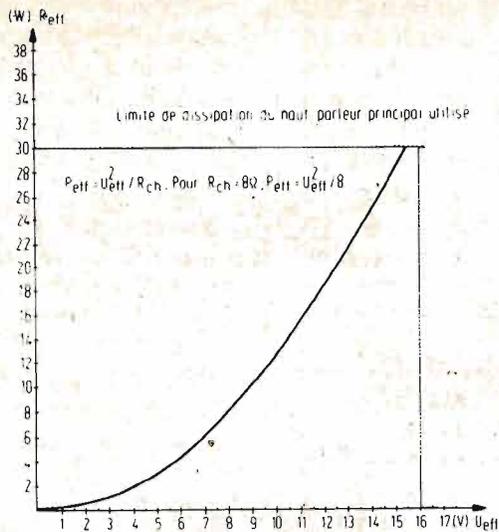


Fig. 9

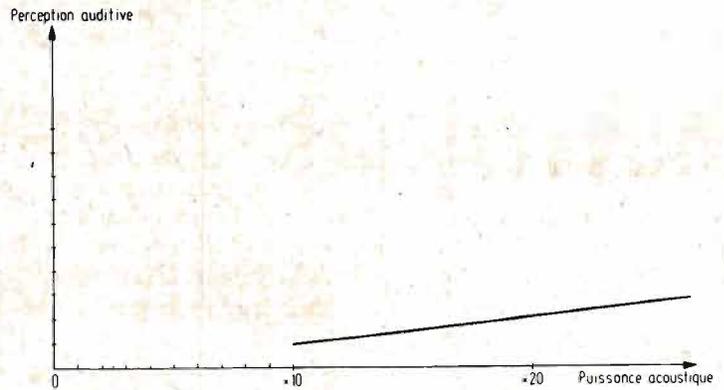


Fig. 10

Brassens : La voix est très claire et ne semble pas assourdie par rapport à la guitare, ce qui prouve bien que le creux théorique dans notre médium a été compensé par le local d'écoute très résonnant, la guitare est très fine.

Reggiani : Comme pour toutes les écoutes cette voix a été comparée sur deux autres paires d'enceintes de « grande qualité » et de types très différents. Ordinairement la voix de Reggiani accroche un peu trop, sur nos œufs musicaux ce défaut était très atténué en raison de ce creux dans le médium et de la possibilité, du fait que le tweeter est isolé du boomer, de réaliser une mise en place acoustique approximative par tâtonnement, on reconnaissait très bien la voix de ce chanteur.

Barbara : L'assistance était unanime à reconnaître que pour cette chanteuse les enceintes rendaient bien sans plus. Nous avons fait l'essai plus tard dans une pièce plus absorbante et la voix était nettement mieux rendue, nos auditeurs n'étaient plus alors tous présents, à faible niveau la coloration disparaît.

Applaudissements : Les applaudissements constituent un test à ne pas oublier, ceux-ci sont parfaitement bien passés. Aucune distorsion n'a été entendue même à fort niveau.

Percussions : Les percus-

sonne n'a édé déçu, seule une très légère « mollesse » à faible niveau a pu être détectée. Il faut noter que ceci est une caractéristique du local d'écoute qui tend à intégrer les attaques de bas médium comme nous l'avons vu pour le violon et l'alto.

Conclusion de l'écoute : Les auditeurs présents et l'auteur ont pu conclure de cette écoute un relief à fort niveau vraiment étonnant devant le procédé employé. A aucun moment, il n'a été entendu de bruit parasite, symbole d'un défaut d'accouplement du 255 PCR avec la « boîte » en plastique ; celle-ci s'est d'ailleurs toujours tenu tranquille ce qui a étonné l'assistance.

POUR CONCLURE CETTE ÉTUDE

La réalisation d'une enceinte acoustique de qualité dans une boule ou un œuf en plastique pouvait sembler un canular, l'auteur a prouvé le contraire. Bien entendu, la mise en place de n'importe quels haut-parleurs raccordés à une fréquence charnière quelconque, dans une boîte en plastique ordinaire ne pourrait donner de bons résultats. La matière constituant notre œuf est très épaisse mais reste souple, ce qui a permis une fréquence de résonance aussi basse.

L'auteur invite tous les lecteurs à réaliser cette paire

d'enceintes acoustiques qui leur donnera beaucoup de satisfactions. N'hésitez pas à nous écrire pour nous donner vos impressions d'écoute comparée.

NOMENCLATURE

- 2 œufs en matière plastique de marque Allibert, fabriquant d'accessoires pour salle de bains (BHV, prix \approx 110 F).
- 2 H.P. 25 SPCR Siare.
- 2 tweeter KK10 Isophon
- 6 condensateurs de $2,2\mu F$ 63 V ou plus non polarisés (Radio-Voltaire).
- 2 bobines de 3 mH sur air (Kit-shop Bastille).
- 2 prises bananes châssis, non isolées à la fixation.
- Plusieurs mètres de fil scindex de gros diamètre.
- des fiches et prises DIN.
- des cosses à souder pour fiches bananes.
- 8 vis, écrous, rondelles de différentes sortes (voir texte) diamètre 3 mm.
- joint souple silicone « Rhodorsil », CAF 1 de Rhône-Poulenc.

● OUVERT en AOUT ●

TOUS LES JOURS (sauf dimanche et jours fériés)

**COMPTOIR RADIO
ELECTRIQUE**

243, rue LAFAYETTE - PARIS (10^e)

(Parking assuré)

Métro : Jaurès, Louis-Blanc ou Stalingrad

Téléphone { 607-47-88
607-57-98

VOIR NOS PRECEDENTES PUBLICITES, toujours valables

Gérard MOURIER

MONTAGES D'EFFETS SPECIAUX

pour orgues

MAGNETIC - FRANCE

INTRODUCTION

LES générateurs de notes sont les éléments essentiels d'un orgue électronique. Ils peuvent fournir autant de notes que désiré en partant de 12 notes d'une octave choisie dans la gamme de fréquences les plus élevées et en adjoignant un générateur de 12 notes (parfois 13) des diviseurs de fréquences qui fourniront les signaux de notes aux octaves inférieures.

Ces générateurs donnent alors un nombre d'octaves de 4, 5, 6, 7, 8 en plus.

Les signaux sont généralement de forme rectangulaire ce qui correspond à une certaine tonalité (ou timbre) qui peut satisfaire dans le cas d'un orgue simplifié ou un orgue réalisé pour débiter, en attendant de le compléter avec des dispositifs auxiliaires qui permettront de rendre l'appareil comparable à un orgue à tuyaux.

Avec ces dispositifs, l'orgue pourra bénéficier d'effets spéciaux en ce qui concerne les timbres, les percussions, le sustain, le vibrato, etc.

Il est également utile de posséder une alimentation stabilisée donnant les tensions exactes prévues, avec le courant total nécessaire à l'orgue, constitué par les parties essentielles et les dispositifs d'effets spéciaux.

ALIMENTATION

Voici à la figure 1, le schéma le plus récent proposé par Magnetic France, pour l'alimentation régulée de ses orgues.

En partant du secteur, on trouve un transformateur TA, dont le primaire, prévu pour 220 V., possède une prise à 120 V.

Le secondaire est de 15 + 15 V, donc en tout 30 V avec prise médiane.

Ce secondaire attaque un pont constitué par quatre diodes de redressement 1 N 4005. Les extrémités du secondaire sont reliées aux points convenables du pont (une anode et une cathode de diode). La prise médiane de

« S » constitue le point commun des deux alimentations, c'est-à-dire le négatif de l'alimentation + 12 V et le point de l'alimentation de -15 V.

Le + redressé est obtenu sur les cathodes des diodes D_1 et D_2 et la régulation est réalisée par le transistor ballast Q_1 du type 180 T2 (NPN). A ce transistor sont associées la diode zener stabilisatrice D_5 de 13 V et la résistance de 2,2 k Ω polarisant la base.

Du côté négatif, on trouve à partir des anodes des diodes D_3 et D_4 , le transistor PNP, Q_2 du type BD 136 avec la résistance de 2,2 k Ω et la diode zener D_6 de 16 V.

Remarquons aussi les condensateurs de filtrage de 1 000 μ F et 22 μ F 25 V.

D'autre part, une tension de -1,9 V par rapport à la masse est obtenue grâce au diviseur de tension, composé des résistances de 330 Ω et 47 Ω , monté entre masse (ligne zéro) et le -15 V. Le filtrage est réalisé avec le condensateur de 2 000 μ F.

BOITE DE TIMBRES

Cette partie se monte entre le BUS et l'entrée de l'amplificateur de l'orgue (voir fig. 2).

Il faut fournir des signaux en forme de dents de scie, obtenus par synthèse, du générateur de notes. En fait, comme on peut le voir sur le schéma théorique il y a deux parties. Celle de gauche correspond aux signaux du clavier donnant les notes de médium et aiguës, dit MELODIE et l'autre, à droite sur le schéma, correspondant au clavier donnant les notes basses et médium.

Les deux bornes REPEAT seront court-circuitées si cet effet spécial n'est pas prévu immédiatement.

Remarquons les divers filtres du type RC ou LRC. Les bobines L_1 , L_2 et L_3 figurent sur la platine « Boîte de timbres » et leur valeur a été déterminée par Magnetic France.

Les divers interrupteurs sont indépendants et permettent d'obtenir les tonalités des

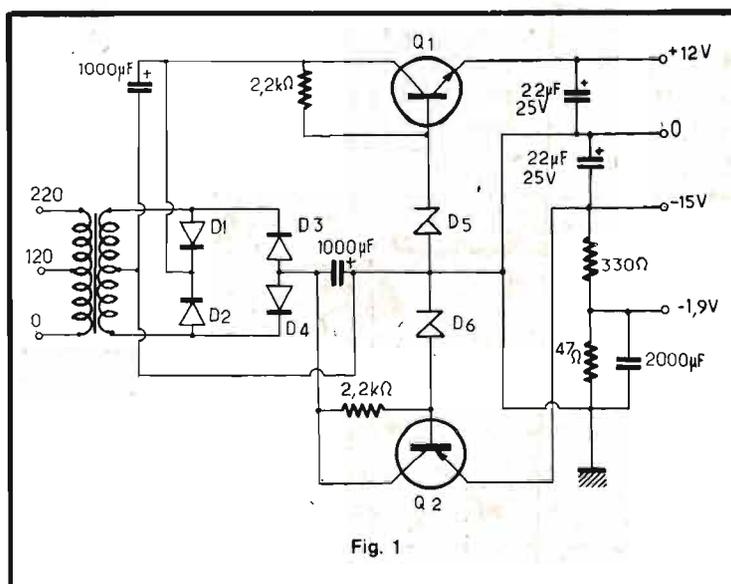


Fig. 1

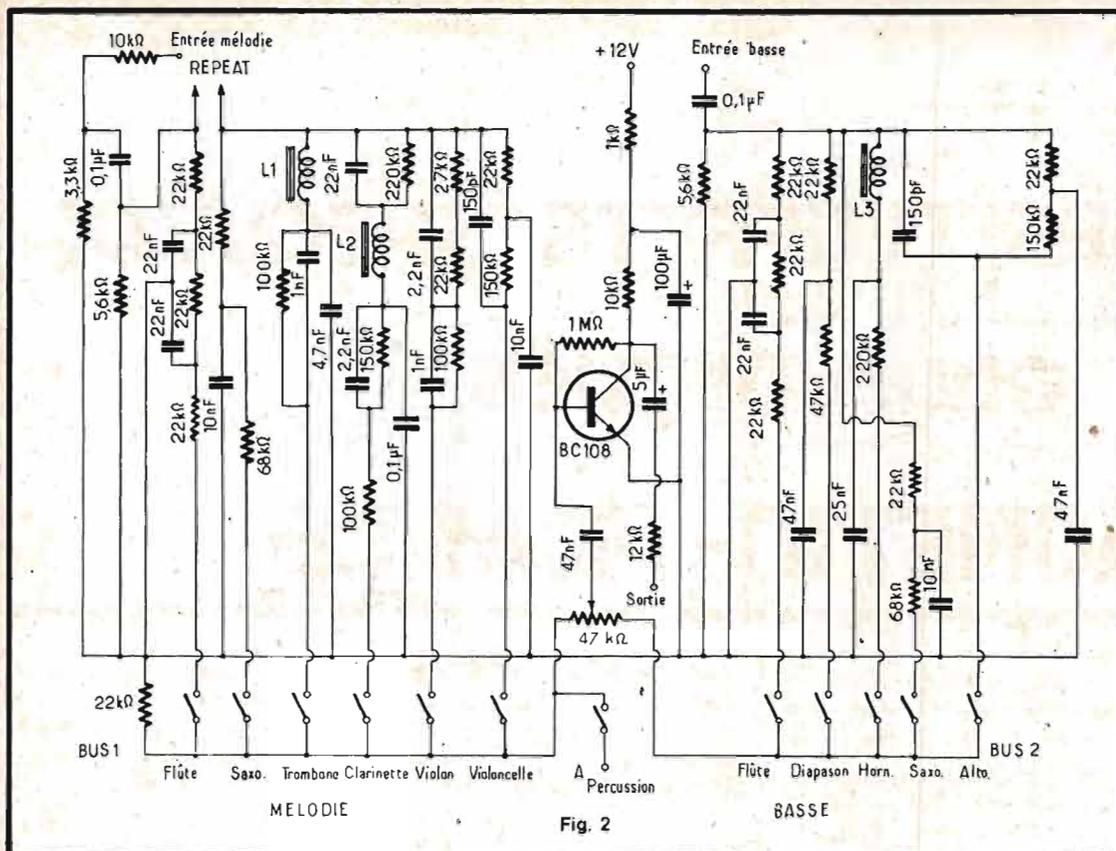


Fig. 2

instruments choisis, sur chacun des claviers.

Les bus 1 et 2 fournissent les signaux à transmettre à l'entrée de l'amplificateur. Pour équilibrer ces deux signaux, on les a reliés au potentiomètre de 47 k Ω dont le curseur recueillera les signaux mélangés et dosés. Ils seront transmis à la base du transistor BC 108 et amplifiés par celui-ci. Le signal amplifié sera transmis à la sortie, vers la BF. Ce transistor est alimenté à partir du point + 12 V de l'alimentation.

La percussion est applicable aux signaux du bus 1. Le point A est à relier au circuit de percussion si l'interrupteur « Percussion » est fermé.

PERCUSSION

Le schéma de cette plaquette imprimée est donné à la figure 3. On prélève le signal au point A cité plus haut d'où il est transmis par un condensateur de 0,1 μ F à la base de Q₃. L'ensemble se branche de la manière suivante : le point + 12 V, à l'alimentation « + 12 V », la masse aux masses des autres plaquettes. Le

point PB sera relié au point PB du circuit de sustain.

La liaison A se fera en fil blindé. La durée de la percussion est réglable avec le commutateur représenté en bas du schéma.

A remarquer la transmission du signal de l'émetteur de Q₂, à l'émetteur de Q₃, par liaison opto-électronique réalisée avec une lampe miniature de 6,3 V 0,1 A et une « LED » dont la résistance varie avec la luminosité de la lampe.

Le point PB est le commun des contacts spéciaux du clavier. Prévoir, au moment de l'achat du clavier, le nombre des contacts par touche, dont on aura besoin pour pouvoir monter les effets spéciaux.

SUSTAIN

Cet effet est associé à celui de percussion.

On notera que le sustain est le dispositif qui prolonge la durée de la note en maintenant son amplitude à une valeur presque constante.

La percussion permet d'obtenir une montée rapide de la puissance.

Avec la percussion, on

obtient des sons frappés comme ceux des instruments suivants : cymbales, tambours, grosses caisses, bois, etc.

Dès que le son est au maximum, il décroît rapidement.

Avec le sustain, l'amplitude maximum se prolonge et au bout d'un certain temps, elle décroît.

La **décroissance** peut être également réglée. On la nomme aussi **extinction**.

L'ensemble des effets percussion, sustain et extinction

se traduit par la forme du signal (en fonction du temps) d'où le nom **d'enveloppe** donné à cet effet global.

Dans le cas du schéma de la figure 4 qui représente l'effet sustain, le branchement se fera comme suit : BF à l'amplificateur BF + 12 V au « + 12 V » de l'alimentation, S aux plaquettes sustain (voir fig. 5), PB aux contacts sustain du clavier.

Ce montage permettra, au point de vue de l'enveloppe, d'obtenir des imitations diverses comme les suivantes : Celesta, Piano, Clavicord, Spinnet, Kinura.

Certains ressemblent à ceux des instruments réels, d'autres à ceux des instruments créés pour les orgues à tuyaux.

En haut de la figure, on a reproduit la connexion de la platine percussion entre BF et le potentiomètre « Vol. Percussion » de 100 k Ω . La flèche est reliée au reste du montage de percussion.

Remarquons le nombre considérable de combinaisons pouvant être faites grâce au choix des timbres et des enveloppes, et aussi aux réglages des potentiomètres.

Voici, à la figure 5, le montage de la barre sustain qui comprend n circuits (n = nombre de touches du clavier) identique sauf en ce qui concerne la capacité C dont la valeur augmente lorsque la

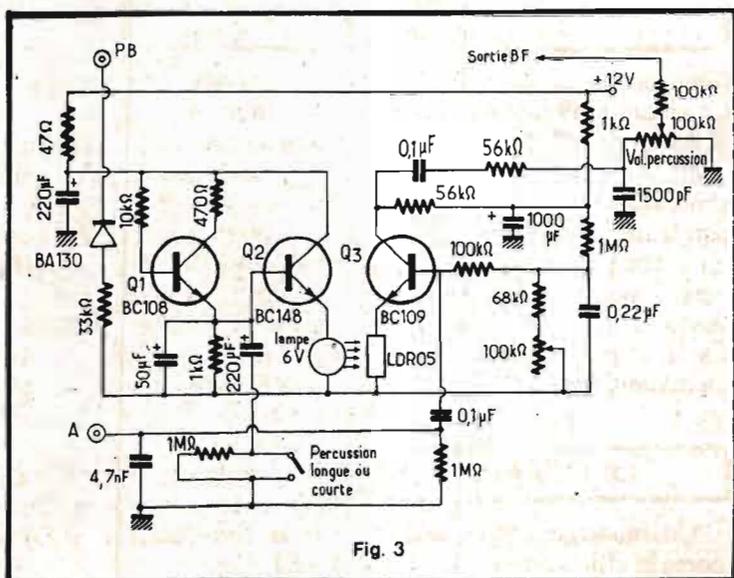


Fig. 3

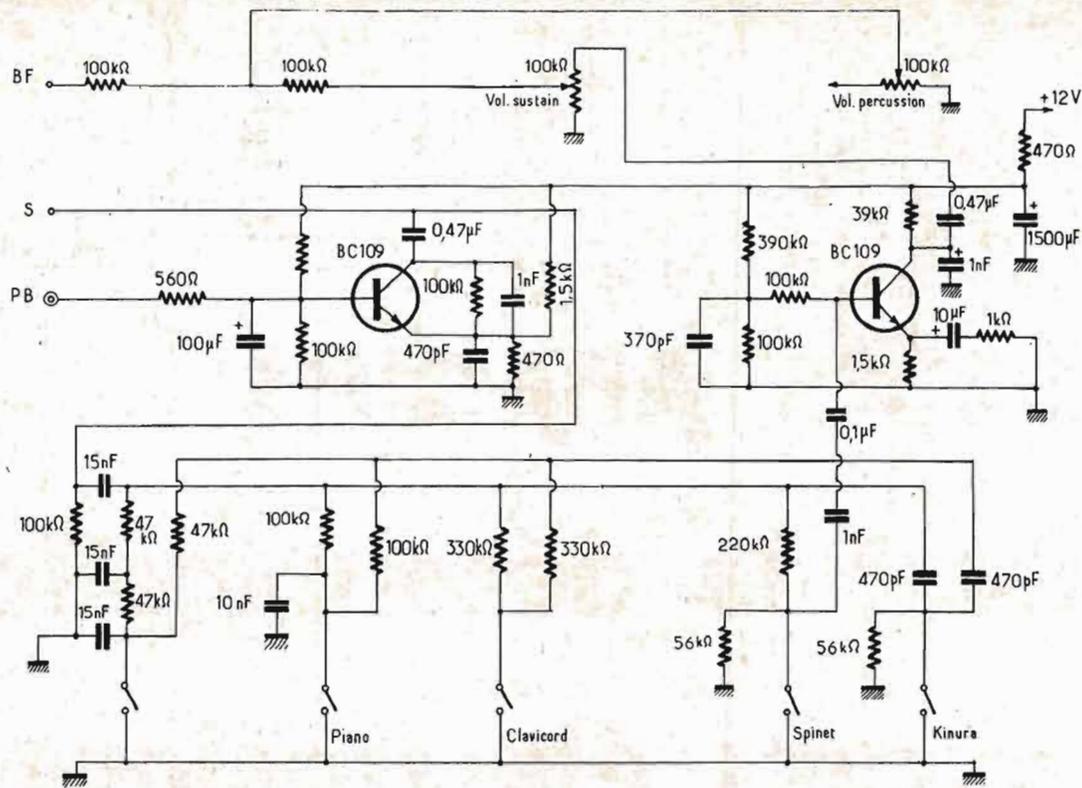


Fig. 4

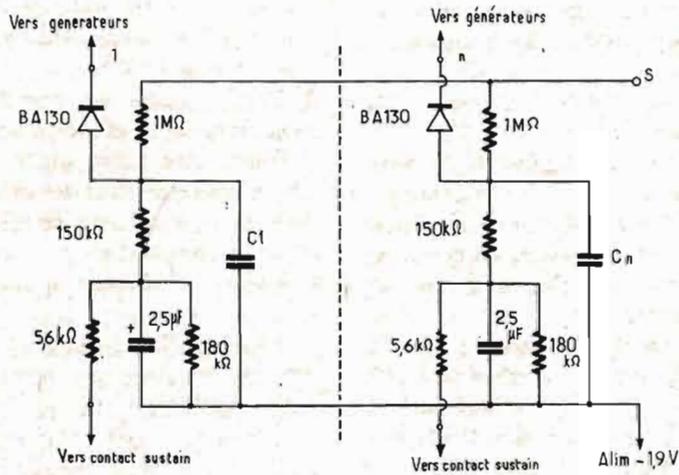


Fig. 5

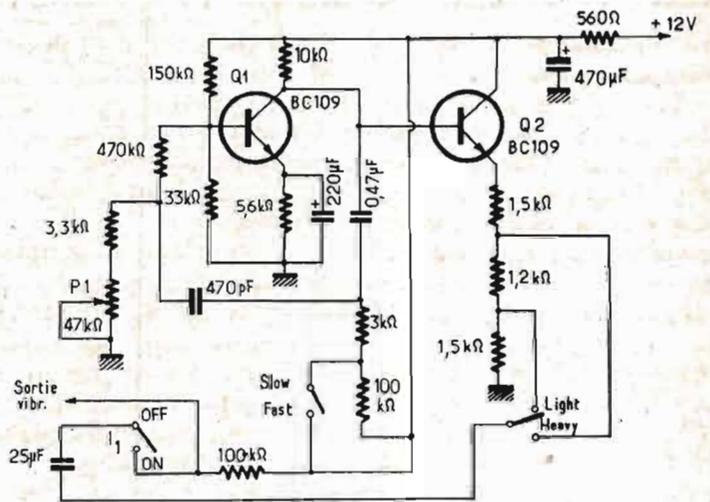


Fig. 6

fréquence de la note diminue. Ce circuit à 49 éléments (si $n = 49$) se monte comme suit : point « vers générateur » au générateur de la note correspondante, point S au point S du sustain figure 4, « point » vers contact... aux contacts sustain de la touche (49 contacts) point - 1,9 V à l'alimentation, sortie - 1,9 V.

LE VIBRATO

Un montage simple, autonome et efficace de vibrato est

celui représenté par le schéma de la figure 6.

Ce vibrato est alimenté sur 12 V par la cellule de filtrage $560 \Omega - 470 \mu\text{F}$.

L'oscillateur est réalisé avec Q_1 du type BC 109, NPN. Du type RC, l'accord sur une fréquence très basse, de l'ordre de 7 Hz est déterminé par des condensateurs associés à des résistances. Il y a plusieurs réglages :

Fréquence : avec P_1 de $47 \text{ k}\Omega$.
Fréquence : « lent ou rapide » par le commutateur SLOW-FAST I_2 .

Marche-arrêt par le commutateur « OFF-ON » I_1 .

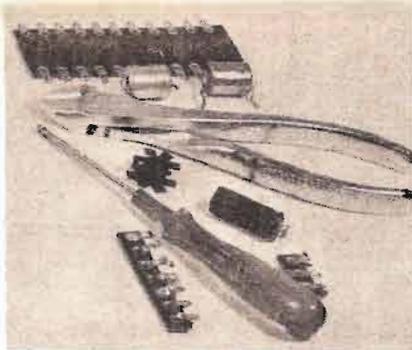
Profondeur de modulation : par le commutateur « LIGHT-HEAVY » I_3 .

Remarquons l'amplificateur de sortie Q_2 , BC 109, NPN monté en collecteur commun.

La sortie du signal de vibrato est sur l'émetteur. Ce signal est transmis par le commutateur I_3 , par le condensateur de $25 \mu\text{F}$ et par I_1 (fermé), à la sortie vibrato, à relier au point convenable du générateur de 49 notes ou plus.

Ces platines peuvent être montées séparément ou ensemble sur un orgue de Magnetic France.

Tous renseignements complémentaires peuvent être demandés à cette société qui peut fournir tout le matériel nécessaire à la réalisation des montages décrits.



ABC de L'ELECTRONIQUE

QUELQUES ABAQUES

facilitant la détermination des circuits électroniques

INTRODUCTION

Dans cet ABC, on trouvera quelques abaques qui rendront les plus grands services aux techniciens lorsqu'ils auront à déterminer les caractéristiques de certains dispositifs électriques ou électroniques.

Les bobinages ont toujours intéressé nos lecteurs. La plupart des documents techniques donnent, des renseignements sur les bobinages, par exemple leur coefficient de self-induction et celui de couplage, s'il s'agit de transformateurs, mais l'utilisateur désireait connaître les caractéristiques physiques, telles que : nombre des spires, fil à adopter, longueur des bobines, diamètre, distance entre enroulements lorsqu'il y en a plusieurs, etc.

Les premiers abaques se rapporteront aux transformateurs et autotransformateurs en solénoïdes à une couche et à air.

Ils ne sont pas valables pour les bobinages à noyau de ferrite ou ferroxcube.

BOBINES COUPLÉES

Le calcul habituel du montage ayant donné lieu, pour des transformateurs et des autotransformateurs HF ou VHF (radio, TV, OC, etc.) à la connaissance de $L \neq$ coefficient de self-induction et du coefficient de couplage K , on utilisera la méthode graphique proposée par W.A. Edson (P.I.R.E. Vol 43 n° 8) pour trouver toutes les caractéristiques permettant de réaliser le bobinage.

Considérons deux enroulements L_1 et L_2 ($L_1 \neq L_2$ ou $L_1 = L_2$) bobinées sur un même tube isolant. Le diamètre du bobinage + celui du fil permet de calculer le diamètre moyen $d = d_t + d_f$, ou $d_t =$ diamètre du tube et d_f celui du fil tandis que le diamètre total serait évidemment la somme du diamètre du tube + deux fois le

diamètre du fil. Le diamètre moyen d est indiqué à la figure 1.

A la figure 2 on indique les longueurs b_1 et b_2 des deux enroulements et leur distance b_3 .

On convient d'avance que : $b_1 + b_2 = d =$ diamètre moyen.

De même, les deux enroulements (ou bobines) seront exécutées avec le même fil et le pas sera le même pour L_1 et L_2 .

Si l'on s'en tient à ces pas particuliers, mais faciles à adopter dans la plupart des réalisations pratiques, on pourra se servir de l'abaque de la figure 3 dont l'emploi sera indiqué plus loin.

L'abaque de la figure 4, est utilisable lorsque les deux bobines sont accolées, ce qui correspond évidemment (voir figure 2) à $b_3 = 0$. Ce cas est montré à la figure 5.

Un autre abaque est donné à la figure 6. Il convient pour la détermination d'un autotransformateur établi selon la disposition de la figure 7.

Pour l'autotransformateur, d peut être quelconque, autrement dit indépendant de b_1 et b_2 ou de leur somme $b_1 + b_2$.

CAS DU TRANSFORMATEUR

On connaît L_1, L_2 et le coefficient de couplage k . Ce dernier est faible ou moyen : $0,002 < k < 0,3$, ce qui permet de supposer qu'un espace b_3 sera nécessaire entre les deux bobines.

On utilise l'abaque de la figure 3. Cela implique la restriction représentée par la relation $b_1 + b_2 = d$.

On procède de la manière suivante :

a) on calcule le rapport L_2/L_1 ;

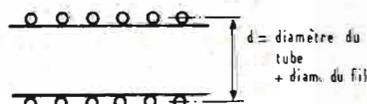


Fig. 1

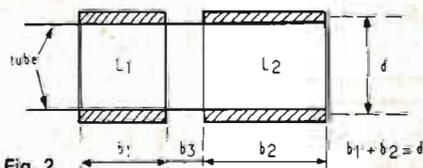


Fig. 2

b) la courbe I permet de lire en ordonnées (à gauche ou à droite) la valeur de b_1/d ;

c) les autres courbes correspondent à diverses valeurs de b_3/d , depuis 0 jusqu'à 3.

Il suffira de chercher le point qui réunit la verticale L_2/L_1 à l'horizontale b/d et détermine, par conséquent, la courbe b_3/d passant par ce point. On connaîtra ainsi la valeur du rapport b_3/d inscrit en ordonnées à droite ;

d) si la valeur de d est fixée, on aura immédiatement celles de b_1 , b_2 et b_3 :

$$b_1 = (b_1/d) d$$

$$b_3 = (b_3/d) d$$

$$b_2 = d - b_1$$

On désignera par L_1 la plus petite des deux bobines $L_1 < L_2$.

EXEMPLE NUMERIQUE

On connaît les valeurs suivantes :

$$L_1 = 5 \mu\text{H}, L_2 = 10 \mu\text{H}, \\ d = 10 \text{ mm}, k = 0,02$$

a) Le rapport des coefficients L est :

$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{10}{5} = 2$$

b) La courbe I de l'abaque figure 3 donne :

$$\frac{b_1}{d} = 0,37$$

d'où $b_1 = 0,37 \cdot 10 = 3,7 \text{ mm}$

c) Le point de coordonnées $k = 0,02$ et $L_2/L_1 = 2$, se trouve sur la courbe $b_3/d = 1,2$.

On a par conséquent :

$$b_3 = 1,2 d = 12 \text{ mm}$$

d) La valeur de b_2 est évidemment :

$$b_2 = d - b_1 = 10 - 3,7 = 6,3 \text{ mm}$$

La figure 8 montre les dimensions du bobinage.

CAS DU TRANSFORMATEUR SANS ESPACE ENTRE LES ENROULEMENTS

Il s'agit de la disposition de la figure 5 et de l'abaque de la figure 4.

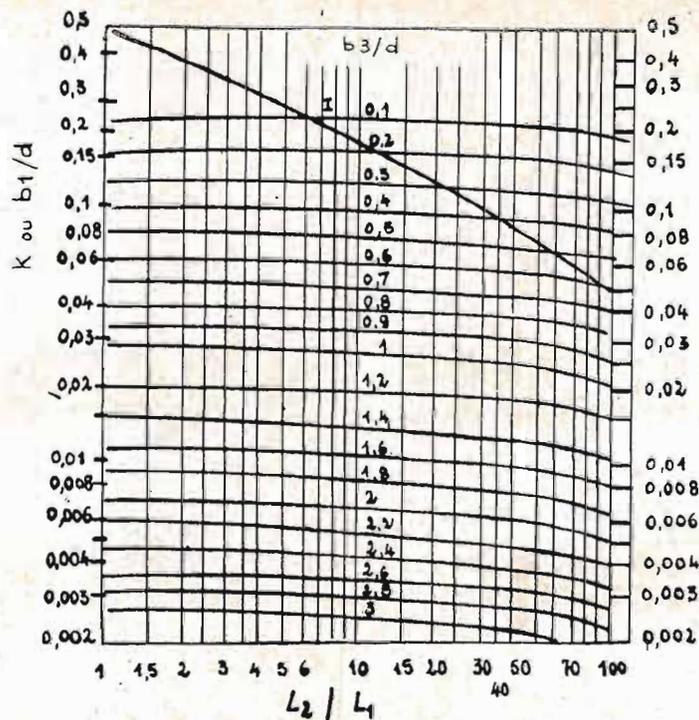


Fig. 3

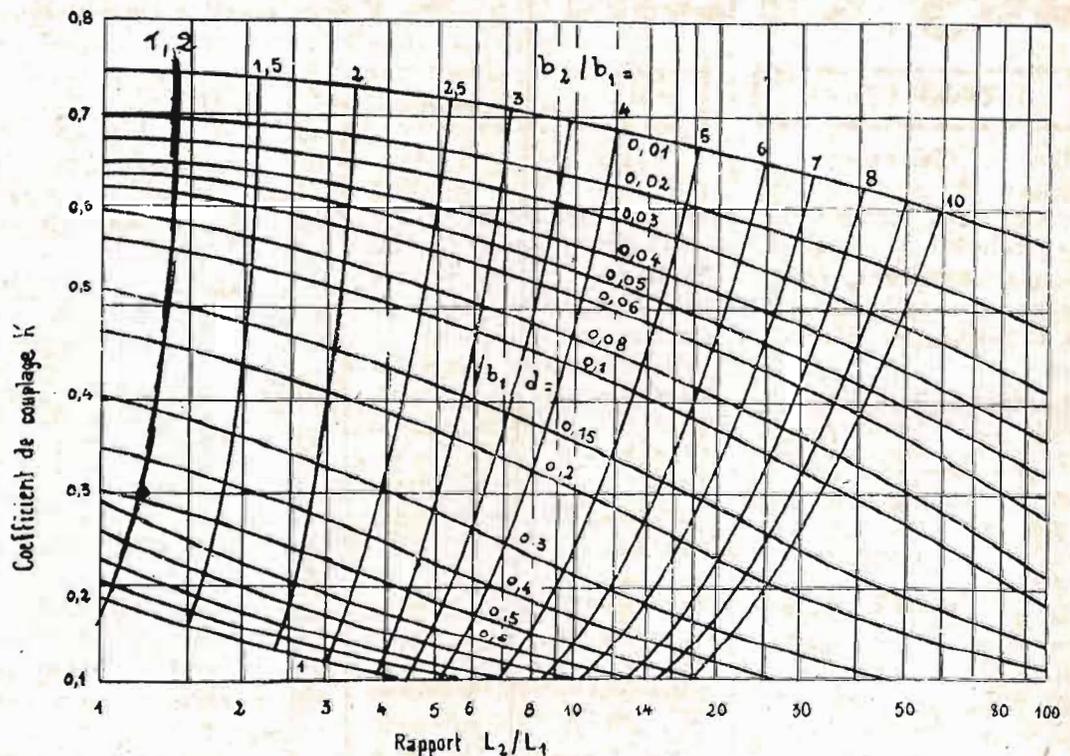


Fig. 4

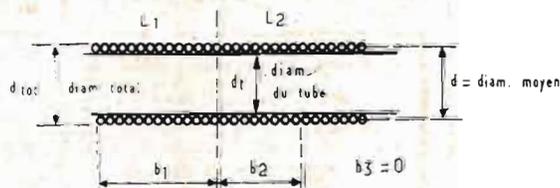


Fig. 5

La valeur de k peut être comprise entre 0,1 et 0,8. Il s'agit donc de couplages plus serrés que dans le cas précédent.

La méthode consiste à procéder dans l'ordre suivant :

- on calcule L_2/L_1 ;
- connaissant k , on détermine sur l'abaque un point par lequel passent une courbe b_1/d et une autre courbe b_2/b_1 , ce qui fait connaître ces rapports ;
- d étant fixé, on a immédiatement la valeur de b_1 , d'après le rapport b_1/d et celle de b_2 , d'après le rapport b_2/b_1 .

EXEMPLE NUMERIQUE

Soit le cas d'un transformateur à bobines accolées, sans espace entre elles, donc $b_3 = 0$.

On connaît : $L_2 = 10 \mu\text{H}$, $L_1 = 8 \mu\text{H}$, $k = 0,3$, $d = 12,7 \text{ mm}$.

A l'aide de l'abaque de la figure 4, avec $L_2/L_1 = 1,25$ et $k = 0,3$ on trouve la courbe (non tracée) orientée presque horizontalement :

$$\frac{b_1}{d} = 0,49$$

$$\text{et } \frac{b_2}{b_1} = 1,2 \text{ environ}$$

Avec $d = 12,7 \text{ mm}$ on a $b_1 = 0,49 \cdot 12,7 = 6,7 \text{ mm}$ et $b_2 = 6,7 \cdot 1,2 = 7,5 \text{ mm}$.

A la figure 9 on donne les dimensions du bobinage.

AUTRE EXEMPLE

Soit le cas où $L_1 = 10 \mu\text{H}$, $L_2 = 30 \mu\text{H}$, $d = 5 \text{ mm}$, $k = 0,4$.

Le rapport des coefficients de self-induction des deux enroulements est $L_2/L_1 = 30/10 = 3$, ce qui détermine la droite verticale qui rencontre la droite horizontale, $k = 0,4$ en un point où la courbe b_1/d a pour valeur un peu plus que 0,2 ; approximativement 0,22, donc :

$$b_1/d = 0,22$$

et par conséquent :

$$b_1 = 0,22 \cdot d = 0,22 \cdot 5 = 1,1 \text{ mm}$$

On pourra ensuite déterminer b_2 et trouver la courbe

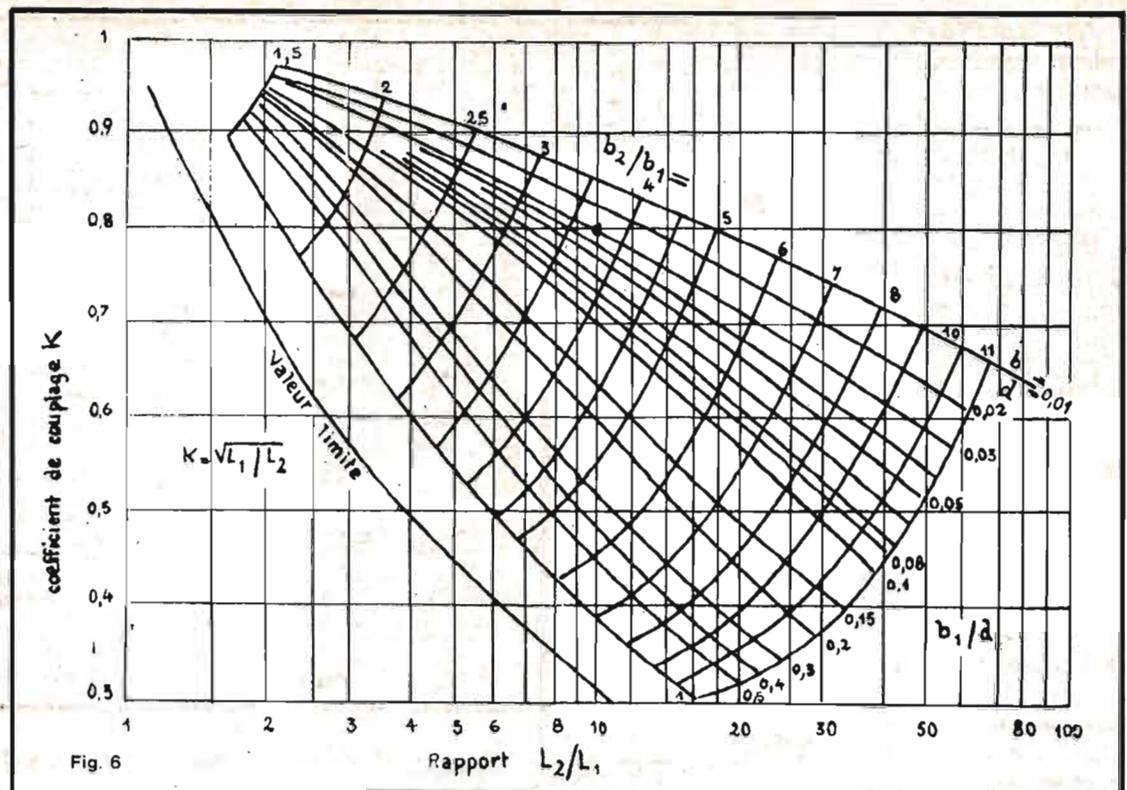


Fig. 6

b_2/b_1 (courbes orientées presque verticalement) qui passe par le point considéré.

C'est une courbe tracée qui correspond à :

$$b_2/b_1 = 2$$

donc $b_2 = 2 b_1 = 2,2 \text{ mm}$.

Si le diamètre choisi est plus grand, les valeurs de b_1 et b_2 seront proportionnellement plus grandes.

En effet, on trouvera toujours

$$b_1/d = 0,22$$

et si $d = 20 \text{ mm}$ au lieu de 5 mm , la valeur de b_1 sera :

$$b_1 = 0,22 \cdot 20 = 4,4 \text{ mm}$$

et celle de b_2 sera

$$b_2 = 2 b_1 = 8,8 \text{ mm}.$$

Le choix de d est important, car il permet de trouver des valeurs de b_1 et b_2 donnant la possibilité d'utiliser un fil de diamètre suffisant pour obtenir le coefficient de surtension Q exigé par les données du problème.

CAS DE L'AUTO-TRANSFORMATEUR

On donne $L_2 = 1 \mu\text{H}$, $L_1 = 0,1 \mu\text{H}$, $k = 0,8$, $d = 10 \text{ mm}$.

On en déduit $L_2/L_1 = 10$.

L'abaque de la figure 6 permettra la détermination des éléments.

En abscisses on a inscrit les valeurs du rapport L_2/L_1 . En ordonnées sont inscrites les valeurs du coefficient de couplage k . Ce coefficient est inférieur à 1 (ou égal à 1).

Ces deux coordonnées déterminent un point par lequel passent une courbe de la famille b_1/d et une courbe de la famille b_2/b_1 . On connaîtra alors ces rapports et si d est choisi librement, on en déduira d'abord b_1 et ensuite b_2 .

Comme dans les autres cas, si par le point trouvé, il ne passe pas des courbes tracées, on considérera avec une approximation suffisante, une courbe qui aurait pu passer par ce point.

Soit par exemple un point qui se placerait entre les courbes $b_2/b_1 = 5$ et $b_2/b_1 = 6$. Selon sa position, il correspondra à une courbe dont le rapport b_2/b_1 sera compris entre 5 et 6, par exemple à 5,5.

On opérera de la même manière pour trouver le rapport b_1/d correspondant à une courbe non tracée à situer entre deux courbes tracées.

Il n'est pas indispensable

d'atteindre une très grande précision.

Revenons à notre exemple.

L'abaque donne, avec $k = 0,8$ et $L_2/L_1 = 10$:

$$\frac{b_1}{d} = 0,029 \text{ environ}$$

$$\frac{b_2}{b_1} = 3,75 \text{ environ}$$

d'où l'on tire :

$$\frac{b_2}{d} = \frac{b_2}{b_1} \cdot \frac{b_1}{d} = 3,75 \cdot 0,029 = 0,109$$

et, avec $d = 10 \text{ mm}$:

$$b_1 = 0,029 \cdot 10 = 0,29 \text{ mm}$$

$$b_2 = 0,109 \cdot 10 = 1,09 \text{ mm}$$

On peut voir ici que si d était de plus fort diamètre, les longueurs b_1 et b_2 seraient plus grandes, ce qui serait plus commode pour réaliser les bobines.

Voici un deuxième exemple : $L_2 = 6 \mu\text{H}$, $L_1 = 3 \mu\text{H}$, $k = 0,9$.

On en déduit : $L_2/L_1 = 2$ et d'après la figure 6, on détermine $b_1/d = 0,4$, $b_2/b_1 = 1,6$.

Avec $d = 10 \text{ mm}$, il vient :

$$b_1 = 4 \text{ mm},$$

$$b_2 = 1,6 \cdot 4 = 6,4 \text{ mm}$$

A la figure 10 on donne les valeurs numériques caractérisant le bobinage.

DETERMINATION DES BOBINES

Bien entendu, il est indispensable de savoir comment déterminer les bobines elles-mêmes, autrement dit :

N_1 et N_2 = nombre des spires de L_1 et L_2 , et les diamètres respectifs des fils, ou le pas = distance entre deux spires (voir figure 11).

Remarquons que l'on a :

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{b_1}{b_2}$$

de ce fait, si l'on connaît un des nombres des spires, l'autre se déduira de la proportion indiquée plus haut.

Un nombre N de spires peut se calculer à l'aide de la formule de Nogaoka qui est donnée sous différentes formes. En voici une choisie par nous :

$L = \pi^2 d N_o^2 H (d/b)/1000 \mu H$ avec :

$\pi^2 = 3,14^2 = 9,87$ (approximativement 10),

d = diamètre de la bobine en centimètres,

$N = N_1$ ou N_2 ,

H = coefficient dépendant du rapport d/b et que nous donnons plus loin.

L = coefficient de self-induction de L_1 ou L_2 , en microhenrys,

b = la longueur de l'enroulement (b_1 ou b_2) en centimètres, d/b = rapport du diamètre à la longueur, unités quelconques mais les mêmes pour d et pour b ,

N_o = nombre des spires par centimètre.

Pour calculer H on pourra utiliser la formule ci-après due à Esnault-Pelterie :

$$H = \frac{1}{1 + 0,457 (d/b)}$$

valable pour d/b compris entre 0,2 et 1,5. Dans ce cas, la valeur de H sera exacte à 0,1 % près.

Si les enroulements sont très courts ($b \ll d$) on utilisera la formule :

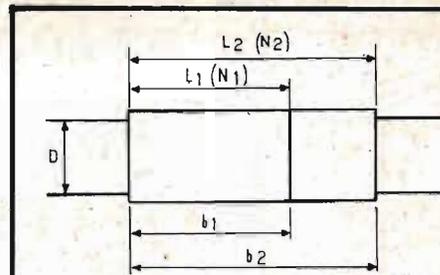


Fig. 7

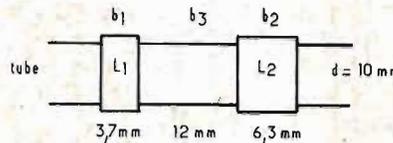


Fig. 8

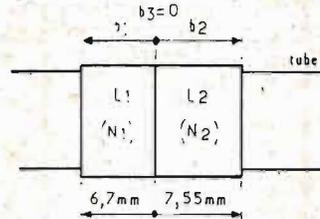


Fig. 9

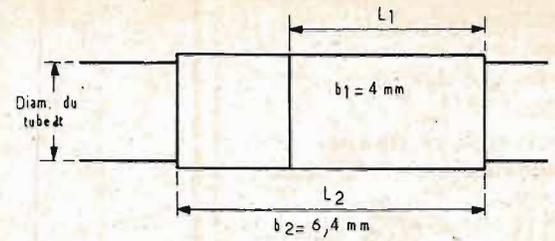


Fig. 10

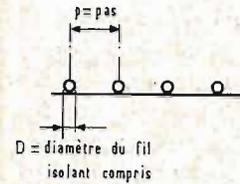


Fig. 11

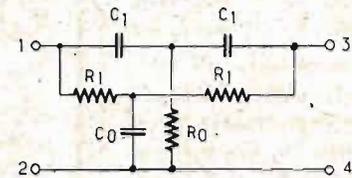


Fig. 12

$$H = \frac{1}{1 + 0,45 (d/b) - 0,005 (d/b)^2}$$

donnant des résultats exacts à 2 % près, ce qui est très bien car quelle que soit la bobine déterminée par un calcul ou graphiquement, il est toujours nécessaire d'effectuer des mesures et, éventuellement des retouches.

Dès que H est connu, on calculera N_o^2 , en utilisant la formule ci-après :

$$N_o^2 = \frac{1000 L}{\pi^2 d (d/b) K} = \frac{1000 L b/d}{\pi^2 d K}$$

et ensuite N_o (L en μH , d et b en cm) en prenant la racine carrée si l'on ne dispose pas de calculatrice électronique.

On peut prendre $\pi^2 = 10$.

Le nombre N des spires d'une bobine se déduit de N_o . On a évidemment :

$$N = b N_o$$

avec b en centimètres.

EXEMPLES NUMÉRIQUES.

Considérons le cas du bobinage de la figure 8. On a trouvé $b_1 = 3,7$ mm, $d = 10$ mm, $L_1 = 5 \mu H$.

On en déduit $b/d = b_1/d = 0,37$. D'autre part, en appliquant la formule d'Esnault-Pelterie, on trouve :

$$H = \frac{1}{1 + 0,457 (10/3,7)} = 0,453$$

et par suite :

$$N_o^2 = \frac{5000 \cdot 0,37}{10 \cdot 1 \cdot 0,453} = 406$$

d'où $N_o = 20$ environ, ce qui signifie qu'il y a 20 spires par centimètre, donc :

$N_1 = b_1 \cdot 20$ avec b_1 en centimètres.

Il vient $N_1 = 0,37 \cdot 20 = 7,4$ spires.

D'autre part :

$$N_2 = N_1 b_2/b_1 = 7,4 \cdot 6,3/3,7 = 12,6 \text{ spires}$$

Quel fil adoptera-t-on ?

Si N = nombre des spires et b la longueur de la bobine, le diamètre du fil, isolant compris sera **au maximum** égal à b/N , ce qui correspondra à un enroulement à spires jointives.

Dans l'exemple donné plus haut, on a les valeurs numériques suivantes :

$b_1 = 3,7$ mm, $N_1 = 7,4$ spires

De ce fait, le pas que nous désignons par p sera donné par égalité :

$$p = \frac{3,7}{7,4} = 0,5 \text{ mm}$$

ce qui implique un fil dont le diamètre sera, isolant compris : de 0,5 mm si les spires sont jointives ; inférieure à

0,5 mm si les spires sont à espacement régulier.

Dans le cas général, on prévoiera des spires jointives ou espacées de manière à ce que la couche d'isolant permette la réalisation du nombre des spires dans la longueur prévue.

Lorsque le pas est déterminé, le diamètre d_f du tube sera donné par la relation

$$d_f = d - p$$

à condition que les spires soient jointives, car alors, p est égal au diamètre total du fil (d = diamètre moyen de la bobine).

Soit $p = 0,3$ mm, on aura :

$$D = 10 - 0,3 = 9,7 \text{ mm}$$

AUTRE EXEMPLE

N_1 et N_2 sont indiqués sur la figure 9.

On a $L_1 = 8 \mu H$, $L_2 = 10 \mu H$, $b_1/d = 0,49$, $b_2/b_1 = 1,2$, $d = 12,7$ mm.

La valeur de H est, en prenant $b = b_1$:

$$H = \frac{1}{1 + 0,457 \cdot \frac{1}{0,49}} = 0,52$$

d'où :

$$N_o^2 = \frac{8000 \cdot 0,49}{10 \cdot 1,27 \cdot 0,52} = 590$$

$$\text{et } N_o = 24,4.$$

Le nombre des spires de L_1 , avec b_1 en centimètres est :

$$N_1 = N_0 b_1 = 24,4 \cdot 0,67 = 18,4 \text{ spires}$$

$$\text{et } N_2 = N_1 b_2/b_1 = 18,4 \cdot 1,2 = 22,08 \text{ spires}$$

Les diamètres δ et D se déterminent comme dans l'exemple précédent.

CAPACITES DE COUPLAGE

On a considéré ici que le coefficient k est uniquement dû au couplage par induction magnétique.

Pour éviter des capacités de couplage entre bobines, il est conseillé dans le cas des transformateurs des figures 2 et 5, de connecter les bobines de telle façon que les points « chauds » (grilles ou plaques) soient aux extrémités extérieures de L_1 et L_2 et les points froids (+ HT, masse, découplages, CAV ou CAG) en regard entre les bobines. S'il s'agit de l'autotransformateur de la figure 7, le choix n'est pas possible : il faut connecter le commun froid, à l'extrémité gauche de la figure et les deux autres points sont les connexions chaudes.

ABAUQUE POUR FILTRES DOUBLE T

Le schéma d'un filtre en double T est indiqué à la figure 12. Il est facile de voir qu'il s'agit de la superposition de deux filtres en T, l'un passe-bas R_1, R_2, C_0 et l'autre passe-haut, C_1, C_2, R_0 .

L'abaque de la figure 13 correspond à la formule :

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

avec : $R_0 = R_1/2, C_0 = 2 C_1$.

En général, on donne la fréquence f et il est nécessaire que l'on possède une deuxième donnée, C_1 ou R_1 .

On déduira alors, des deux connues, la troisième : R_1 ou C_1 et en prenant les valeurs moitiés on aura celles de R_0 et C_0 .

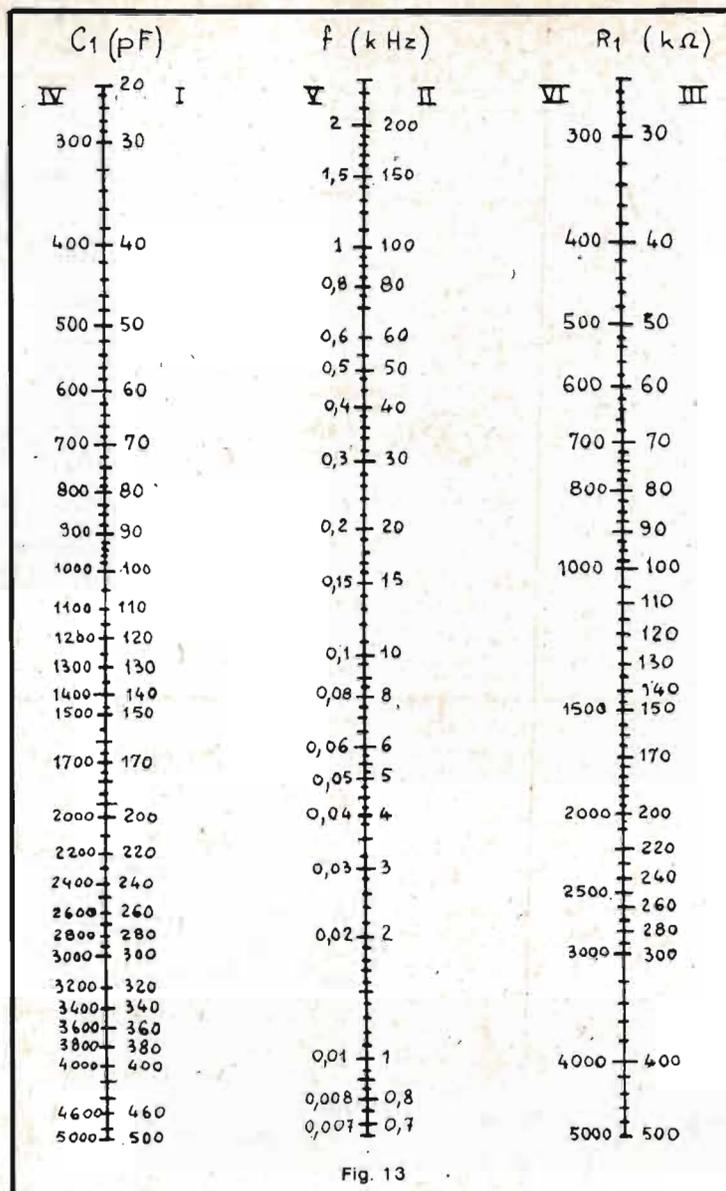


Fig. 13

Remarquons sur cet abaque que, compte tenu de la formule :

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

la valeur de f ne dépend que de $R_1 C_1$ donc si R_1 est augmentée (ou diminuée) de n fois, C_1 sera diminuée (ou augmentée) de n fois également, sans que f varie.

EXEMPLE 1

Soit $f = 10$ kHz, $C_1 = 200$ pF. La droite qui passe par les points correspondants des échelles des f et des pF, rencontre l'échelle des R_1 en un point $R_1 = 80$ kΩ (échelles I, II, III).

- La formule donne :

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 80 \cdot 200} \text{ Hz}$$

ou

$$f = \frac{10^6}{2\pi \cdot 8 \cdot 2} = 9947,18 \text{ kHz}$$

donc 10 kHz à peu de chose près.

Connaissant $R_1 = 80$ kΩ on en déduit $R_0 = 40$ kΩ.

De même, comme $C_1 = 200$ pF, $C_0 = 400$ pF.

EXEMPLE 2

Soit le cas de $C_1 = 5000$ pF et $f = 6$ kHz.

L'échelle de gauche des C_1 ne comporte pas la valeur proposée. Prenons alors $C_1 = C_1/10 = 500$ pF. L'abaque donne alors $R_1 = 58$ kHz et, de ce fait, comme $R_1 = 10 R_1$, $R_1 = 58/10 = 5,8$ kΩ (échelles I, II, III).

Vers le bas, l'échelle des fréquences se limite à 0,7 kHz = 700 Hz. Si l'on désire utiliser cet abaque pour des fréquences plus basses, on se référera aux échelles IV, V et VI.

Exemple : $f = 100$ Hz = 0,1 kHz, $C_1 = 2000$ pF. On trouve à l'aide des échelles IV, V et VI, $R_1 = 800$ kΩ.

Cet abaque peut être utilisé pour la détermination graphique d'autres filtres RC dont la fréquence f est donnée par une formule comme :

$$f = \frac{a}{2\pi RC}$$

ou a a une valeur supérieure ou inférieure à 1.

Soit par exemple un filtre dont la formule de calcul est :

$$f = \frac{5}{2\pi R_1 C_1}$$

Soit une fréquence $f = f/5$ (plus généralement f/a).

Déterminons alors, le filtre, de formule :

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

comme précédemment. Il suffira ensuite de reprendre la fréquence $f = 5 f$.

Exemple. Soit un filtre dont $f = 50$ kHz, $R_1 = 40$ kΩ. Prenons $f = f/a = 50/a = 10$ kHz.

L'abaque donne 320 pF pour C_1 .

Bien entendu, les valeurs des autres éléments R et C de ces filtres dépendent de leur configuration et ne sont pas généralement celle, valables pour le double T.

REMARQUE

Lorsque le calcul ou la détermination graphique conduisent à des longueurs de bobines, très petites, par exemple de 0,2 mm, le nombre des spires sera alors petit ou le fil très fin. Il est possible, dans ce cas, de bobiner les spires en spirales (les unes sur les autres), à condition que leur nombre soit faible, par exemple moins de 5.

UN CARILLON ELECTRONIQUE MUSICAL

Ce montage peut être employé dans tous systèmes d'alarme ou d'appel sonore, mais le carillon d'appartement en est l'utilisation principale. Il produit deux notes de hauteur différente, et grâce à un circuit de mise en forme approprié, il imite le son d'un carillon électromécanique.

Dans cette réalisation, deux circuits intégrés ont été utilisés : l'un (le SFF 24049) pour la fabrication du signal imitant les vibrations d'un carillon, et l'autre (le TBA 800) pour l'amplification de ce signal afin de fournir la puissance nécessaire à un haut-parleur.

LE SFF 24049

Ce circuit possède six amplificateurs intégrés dans le même boîtier. Ils ont été étudiés pour fonctionner par tout ou rien, et sont utilisés dans la plupart des cas pour les circuits logiques. Ils prennent alors le nom d'opérateur de puissance (ou buffer). Ce circuit intégré est donc un sextuple opérateur de puissance. Il est réalisé en technologie MOS-Complémentaire, ou C-MOS, ou COS-MOS. MOS voulant dire Métal-Oxyde-Semiconducteur. La tension de sortie change d'état lorsque la tension d'entrée dépasse une certaine valeur V_i appelée tension de seuil. Lorsque la tension d'entrée T_e est plus

petite que V_i , la tension de sortie est au niveau haut, et lorsque V_e est plus grand que V_i , elle est au niveau bas. On dit que c'est un opérateur inverseur. La tension de seuil V_i se trouve entre le tiers et les deux tiers de la tension d'alimentation.

Dans la région du milieu (au niveau du seuil) le circuit se comporte comme un amplificateur à très grand gain. D'autre part, les C-MOS présentent des impédances d'entrée très élevées, ce qui permet l'utilisation de grandes

constantes de temps avec des condensateurs de valeur relativement faible. C'est pourquoi nous avons choisi ce circuit pour construire deux monostables et un astable afin d'élaborer notre signal imitant les vibrations d'un carillon.

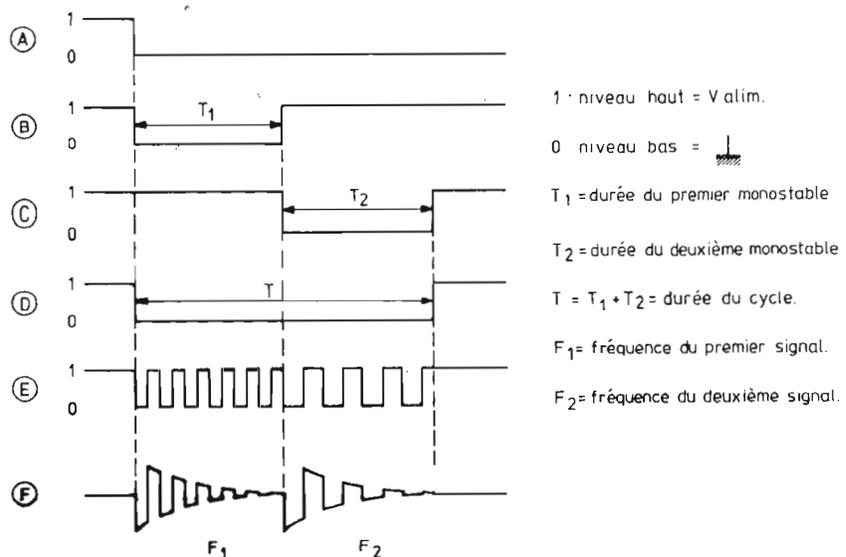
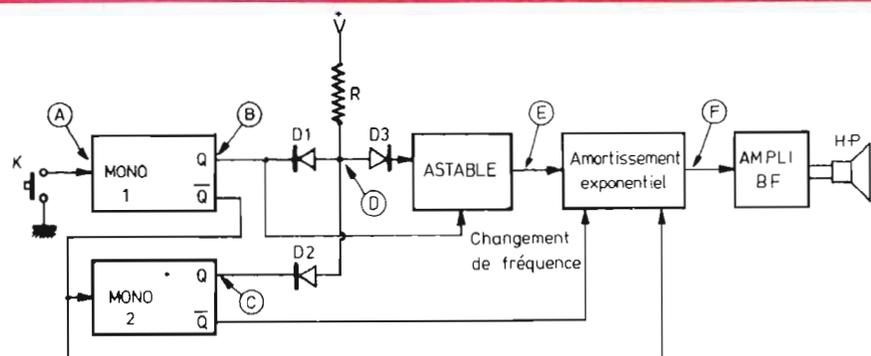


Fig. 1. - Schéma de principe et chronogrammes du carillon à deux notes.

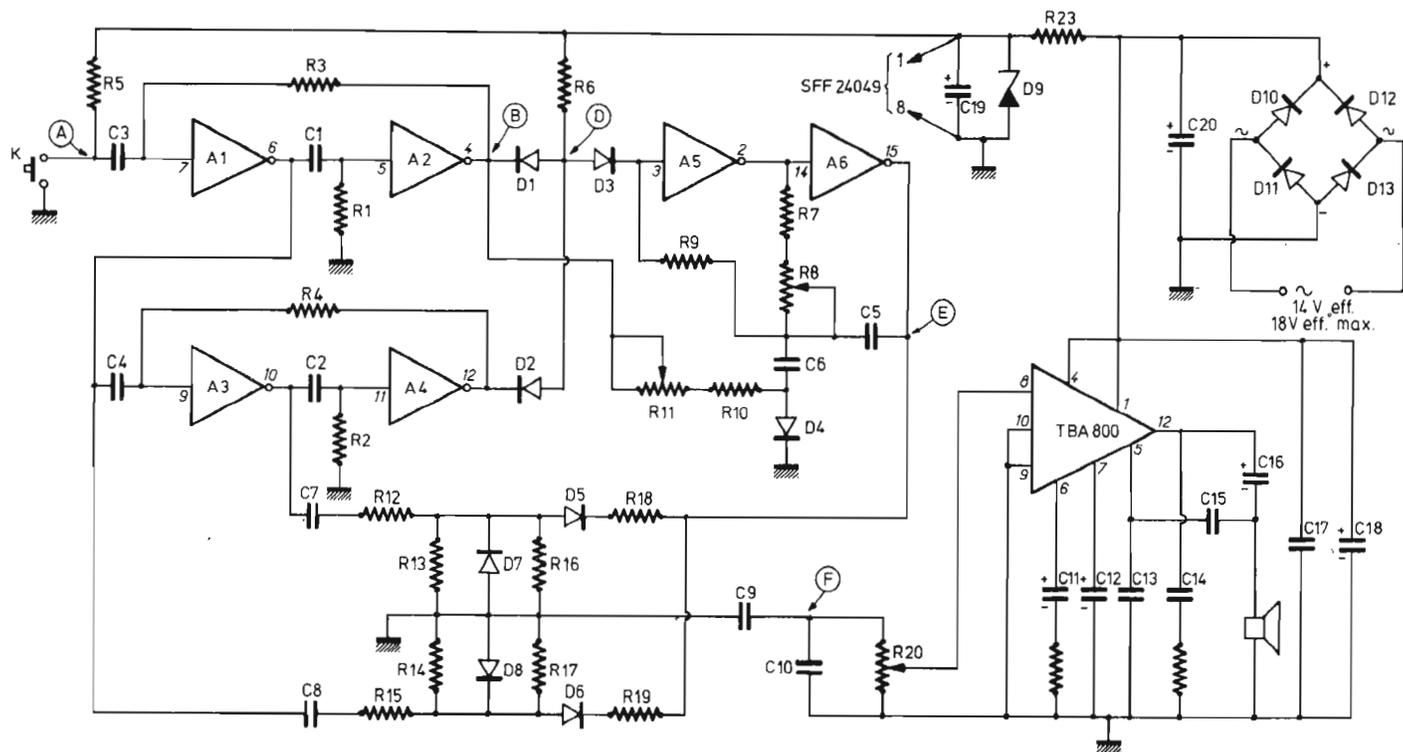


Fig. 2. - Schéma de réalisation du carillon à deux notes.

PRINCIPE

Le schéma de principe (ou synoptique) est représenté sur la **figure 1**, ainsi que les oscillogrammes.

Rappelons qu'un monostable est un circuit qui fournit « une » impulsion de durée déterminée et qu'un astable est un circuit qui fournit des signaux carrés de durée également déterminée mais périodiques. L'astable n'a pas d'état stable (d'où le préfixe « a »), il oscille tout seul, tandis que le monostable a une seule position stable (d'où le préfixe « mono »), et il doit être déclenché pour donner son impulsion unique.

Le bouton poussoir K déclenche deux monostables en série. Le premier impose la durée de la première note et le suivant celle de la deuxième note. Un circuit « ET », constitué par D_1 , D_2 et R, met en route un astable pendant la durée totale du cycle (somme des durées des deux monostables). La sortie du circuit ET (point D) est au niveau haut lorsque les niveaux des points B « et » C sont au

niveau haut, c'est la position repos ou d'attente du montage : les diodes D_1 et D_2 sont bloquées et la diode D_3 est passante et bloque ainsi le fonctionnement de l'astable. Lorsque le premier monostable est déclenché (mise à la masse du point A par le bouton poussoir K) le point B vient au niveau bas pendant la durée T_1 : alors la diode conduit, amenant ainsi le point D au niveau bas. La diode D_3 est bloquée et l'astable fonctionne. Au moment où le premier monostable revient à sa position stable, sa sortie complémentaire présente un front négatif qui déclenche le second monostable pendant une durée T_2 ; alors D_1 est bloquée mais c'est au tour de D_2 à être passante (car le point C est au niveau bas), donc le point D reste au niveau bas, D_3 reste bloquée et l'astable continue à osciller mais à une fréquence différente car l'information « changement de fréquence » provenant du point B a changé d'état. A la fin du cycle les deux monostables sont revenus dans leur position stable : B et C sont au niveau haut,

donc D aussi, D_3 conduit, et l'astable est bloqué, c'est la position de repos précédemment décrite. L'astable fournit donc des signaux carrés de fréquence F_1 pendant T_1 et F_2 pendant T_2 .

RÉALISATION

Le schéma complet est représenté **figure 2** et son circuit imprimé **figure 3**. Les deux monostables et l'astable sont élaborés à partir du SFF 24049. A_1 et A_2 forment le premier monostable, A_3 et A_4 le deuxième, et A_5 , A_6 l'astable. La première durée du cycle est définie par les constantes de temps R_1C_1 et la deuxième par R_2C_2 . Si T_1 et T_2 sont les durées des monostables, on a environ : $T_1 = 1,4 R_1C_1$ et $T_2 = 1,4 R_2C_2$.

Les monostables sont déclenchés par les fronts négatifs transmis par C_3 ou C_4 . L'astable (A_5 et A_6) est mis en route lorsque D_3 est bloqué, c'est-à-dire lorsque le point D est au niveau bas. La fréquence du premier signal est définie par $(R_7+R_8)C_5$ et celle du deuxième en ajoutant C_6 à la masse par conduction de

D_4 . La deuxième fréquence est donc définie par l'ensemble $(R_7+R_8)C_5$ et $(R_{10}+R_{11})C_6$. On ajustera alors la première fréquence à l'aide de R_8 et on réglerà l'écart de fréquence entre la première note et la deuxième à l'aide de R_{11} .

Le circuit de mise en forme pour la première note est constitué d'un différentiateur R_{12} - R_{13} - C_7 , D_7 éliminant le front négatif, et d'un écrêtage par D_5 du signal sortant de l'astable à travers R_{18} . Le circuit de mise en forme de la deuxième note est identique, et on effectue la sommation avec R_{16} et R_{17} , puis la capacité C_9 différentie à nouveau le signal, et enfin C_{10} amortit un peu les fronts de commutation pour adoucir le ton nasillard des signaux carrés. Le signal basse fréquence d'enveloppe exponentielle ainsi obtenu est représenté sur la photo de la **figure 4** : c'est ce que l'on observe au point F du schéma. Avec les valeurs indiquées sur ce schéma le cycle dure 1,3 s ; la première note est un peu plus courte que la deuxième (0,4 s et 0,9 s). Remarquons que si on appuie sur le bouton 0,4 s après le premier coup la

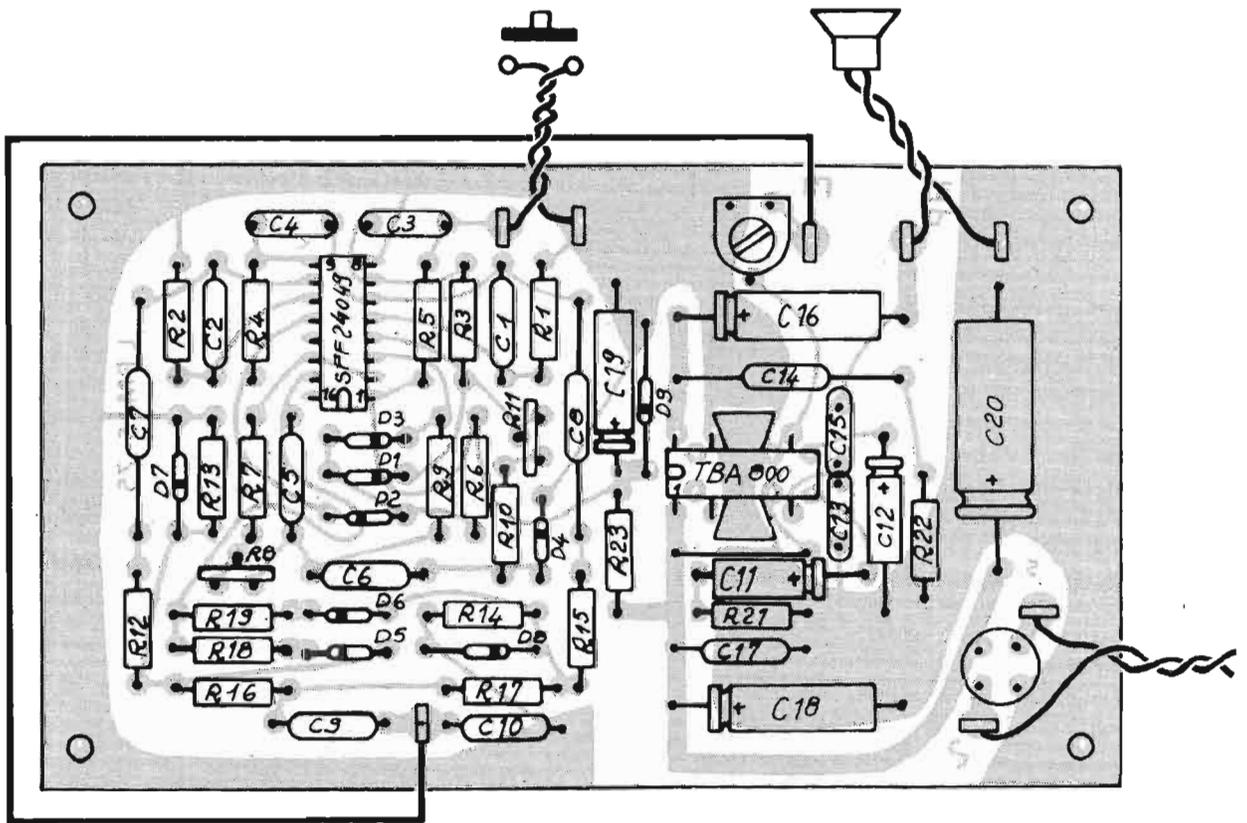
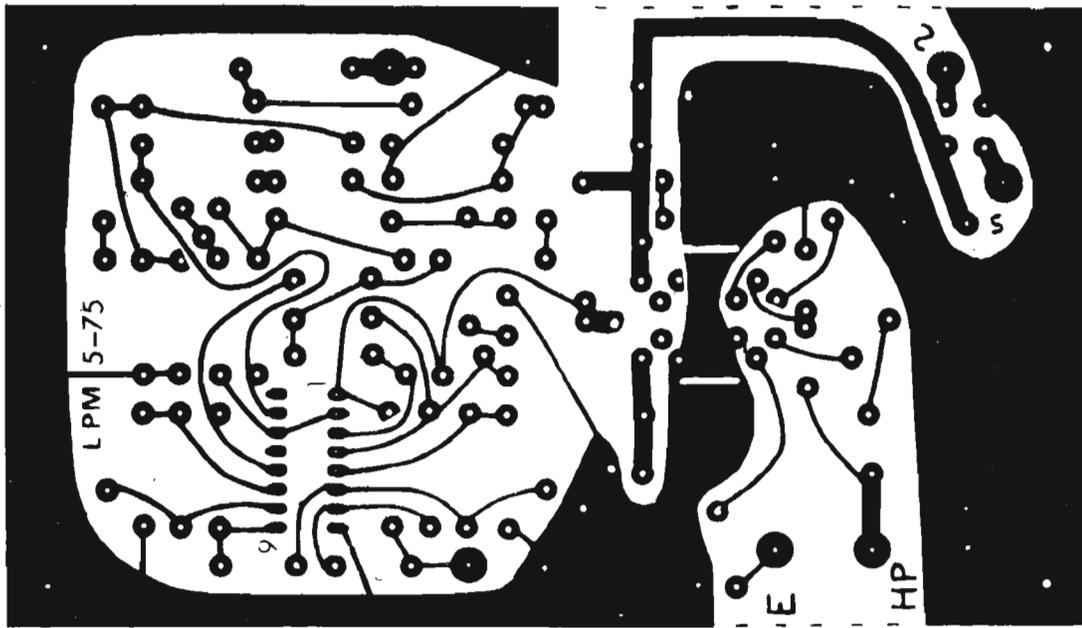


Fig. 3. - Circuit imprimé et implantation du carillon électronique deux notes.

deuxième note est écourtée et le cycle recommence. Si on déclenche le système toutes les 0,8 s, on obtient deux notes régulièrement espacées. Ceci pour dire que l'on peut coder l'appel sonore selon la façon dont on le déclenche. On reconnaît alors si c'est un étranger ou un habitué qui sonne à votre porte, ce qui n'est pas toujours possible avec les carillons électromécaniques.

L'AMPLIFICATEUR BF

L'amplificateur utilisé est le circuit intégré TBA 800. Il est alimenté par une tension continue découplée par C_{17} et C_{18} : ce découplage n'est pas nécessaire si l'amplificateur est câblé sur la même carte à proximité du filtrage (C_{20}) de l'alimentation du montage. Le réseau de compensation de fréquence est constitué par C_{15} , C_{13} , C_{14} et R_{22} . Le gain de l'amplificateur est fixé par R_{21} , et C_{12} découple le préamplificateur (broche 7). Le TBA 800 peut fournir une puissance efficace de 5 W en permanence si son boîtier est maintenu à 25 °C. Les ailettes de refroidissement doivent être soudées à la masse. Le cuivre du circuit imprimé participe à l'évacuation de la chaleur et sert de radiateur thermique. Comme le fonctionnement du carillon est intermittent, le TBA 800, même s'il est mal refroidi, peut fournir 5 W en sortie : pour cela, l'impédance du haut-parleur devra être égale à 16 ohms sous 24 V redressé (17 V eff.) ou à 4 ohms sous 12 V redressé (8,5 V eff.). Le haut-parleur devra donc pouvoir fournir une puissance instantanée de 5 W.

L'ALIMENTATION

Le montage est alimenté par le secteur par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolement d'une puissance de 6 VA environ, fournissant une tension secondaire de 14 V eff. ou 8 V eff. Cette ten-

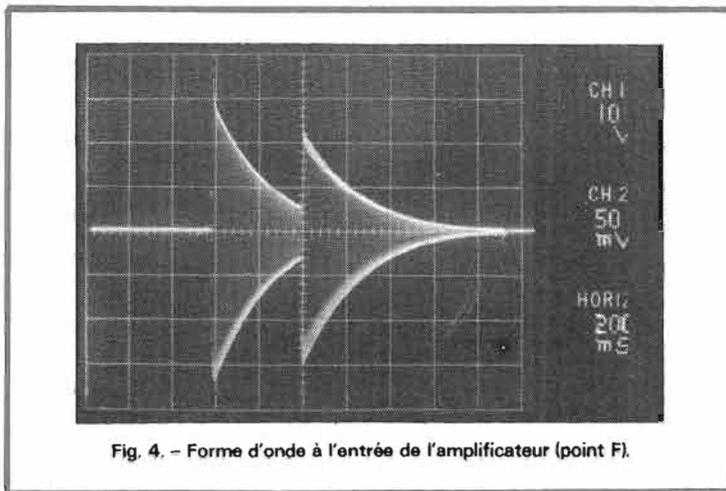


Fig. 4. - Forme d'onde à l'entrée de l'amplificateur (point F).

sion est redressée par un pont de diodes. Cette tension redressée est filtrée par C_{20} et alimente ainsi l'amplificateur TBA 800. Il n'est pas nécessaire de réguler cette tension, en revanche la tension d'alimentation du circuit de commande (SFF 24049) doit être relativement constante de manière à obtenir une fréquence stable : c'est le but de

R_{23} , D_9 et C_{19} . Alimenté sous 14 V eff., tension courante des transformateurs pour sonnette d'appartement, le montage consomme au repos 230 mW. Toute la consommation au repos vient de l'amplificateur (100 mW environ) et de l'alimentation par régulation zéner du montage de commande du SFF 24049.

LISTE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés

SFF 24049 AEV
TBA 800

Diodes

D_1 à D_8 = 1N4148
 D_9 = BZX 85C12
 D_{10} à D_{13} = pont de diodes G.I.E. type W005

Résistances

1/4 W 5 % sauf avis contraire
 R_1 = R_2 = 10 M Ω
 R_3 = R_4 = 100 k Ω
 R_5 = 10 M Ω
 R_6 = 100 k Ω
 R_7 = 47 k Ω
 R_8 = potentiomètre ou trimmer 25 k Ω
 R_9 = 1 M Ω
 R_{10} = 100 k Ω
 R_{11} = potentiomètre ou trimmer 250 k Ω
 R_{12} à R_{17} = 470 k Ω
 R_{18} = R_{19} = 10 k Ω
 R_{20} = potentiomètre ou trimmer 25 k Ω
 R_{21} = 100 Ω
 R_{22} = 1 Ω
 R_{23} = 390 Ω 1/2 W

Condensateurs

C_1 = 47 nF
 C_2 = 0,1 μ F
 C_3 = C_4 = 1 nF
 C_5 = C_6 = 10 nF
 C_7 = 1 μ F
 C_8 = 0,47 μ F
 C_9 = 10 nF
 C_{10} = 470 pF
 C_{11} = 10 μ F 25 V
 C_{12} = 47 μ F 25 V
 C_{13} = 1,5 nF
 C_{14} = 0,1 μ F
 C_{15} = 330 pF
 C_{16} = 100 μ F 15 V
 C_{17} = 0,1 μ F
 C_{18} = 100 μ F 25 V
 C_{19} = 47 μ F 15 V
 C_{20} = 1000 μ F 25 V

Divers

Haut-parleur 4 Ω 5 W
Transformateur d'isolement pour sonnette d'appartement 6VA-220 V (ou 110)/14 V
Bouton poussoir

PRÉCAUTIONS À PRENDRE POUR LES C-MOS

Etant donné la grande impédance d'entrée des circuits C-MOS, une charge statique durant leur manipulation peut détruire le dispositif, bien qu'il soit protégé. Il y a donc lieu de prendre quelques précautions en ce qui concerne le SFF 24049.

Les C-MOS sont vendus en général enfilés dans un matériau conducteur ; ne pas les enficher dans un matériau isolant genre mousse plastique. Ne pas les placer dans une pochette plastique. Lors des manipulations ne pas porter de vêtements en nylon. Les souder, si possible, avec des fers basse tension, et brancher le fer à la masse. Et pour en finir avec les interdictions, ne pas mettre en place ni enlever le circuit d'un montage sous tension.

CONCLUSION

Etant agréable à l'oreille, ce carillon électronique remplace avantageusement la vulgaire sonnette d'appartement : bien sûr, il est un peu plus onéreux (60 F environ tout compris), mais pas plus, et peut-être moins qu'un carillon électromécanique. Un carillon électronique à deux notes c'est bien mais c'est banal. Pour personnaliser votre sonnette d'appartement nous vous proposons dans un prochain numéro la réalisation d'un carillon de WESTMINSTER, électronique à huit notes.

L.P.M.

la chaîne compacte



RANK ARENA AS 3616

OFFERTE à un prix qui la rend très compétitive, la chaîne Rank Arena possède tout ce qu'il faut pour satisfaire les amateurs de musique, plus particulièrement si ces derniers ne disposent pas d'un local de grandes dimensions. En effet, cette chaîne est très compacte et sa puissance de sortie la situe à la limite des normes allemandes de haute fidélité.

Livrée en un seul emballage, elle se compose d'un bloc tourne-disques/tuner/amplificateur et de deux enceintes acoustiques, le tout prêt à l'emploi.

CARACTÉRISTIQUES

Tuner : VHF, petites ondes, grandes ondes, commande automatique de fréquence et décodeur stéréophonique pour la gamme VHF, modulation de fréquence.

Puissance de sortie : 6 W efficaces par voie pour un taux de distorsion de 1 %.

Prise pour casque stéréophonique, commutation mono-stéréo, réglage de volume, de grave, d'aigu par potentiomètre à curseur ; Tourne-disques BSR, cellule céramique, trois vitesses,

fonctionnement automatique, lève-bras.

Dimensions : 489 × 337 × 133 mm.

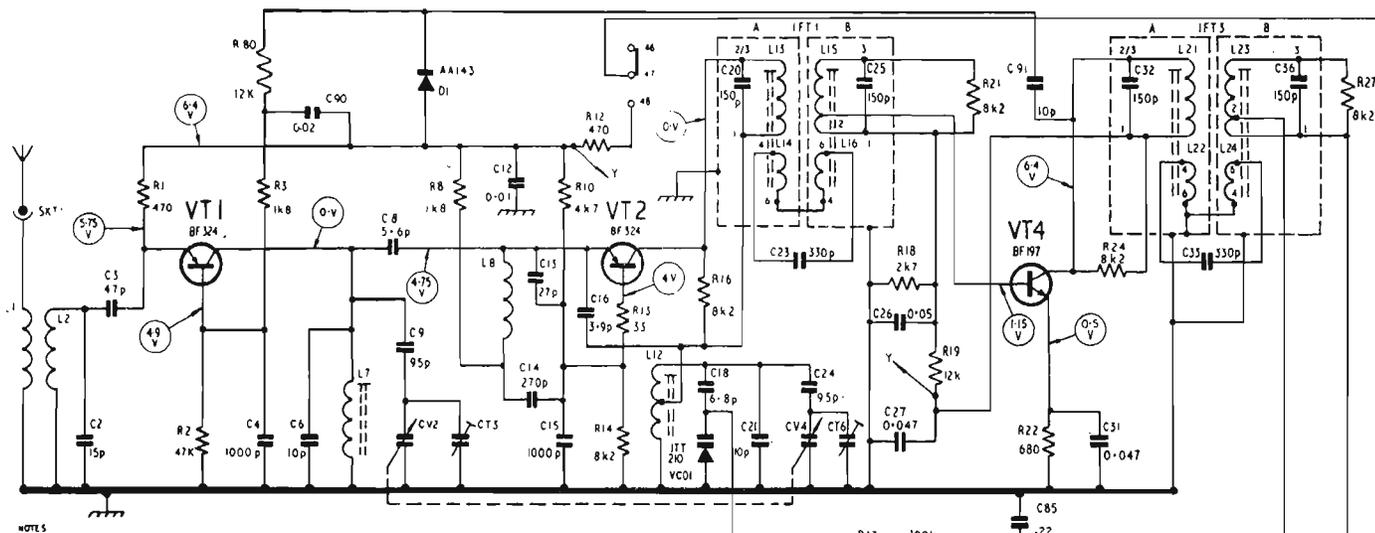
PRÉSENTATION

Les dimensions de cette chaîne sont sensiblement celles d'un tourne-disques seul. En effet, le constructeur a rassemblé le panneau de commande sur le côté droit du tourne-disques. Ce panneau ne mesure que 10 cm de large, si bien que toutes les commandes se trouvent concentrées en un même point. Au fond, le

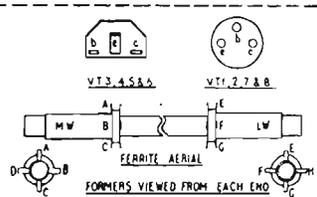
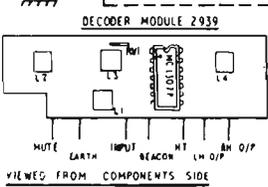
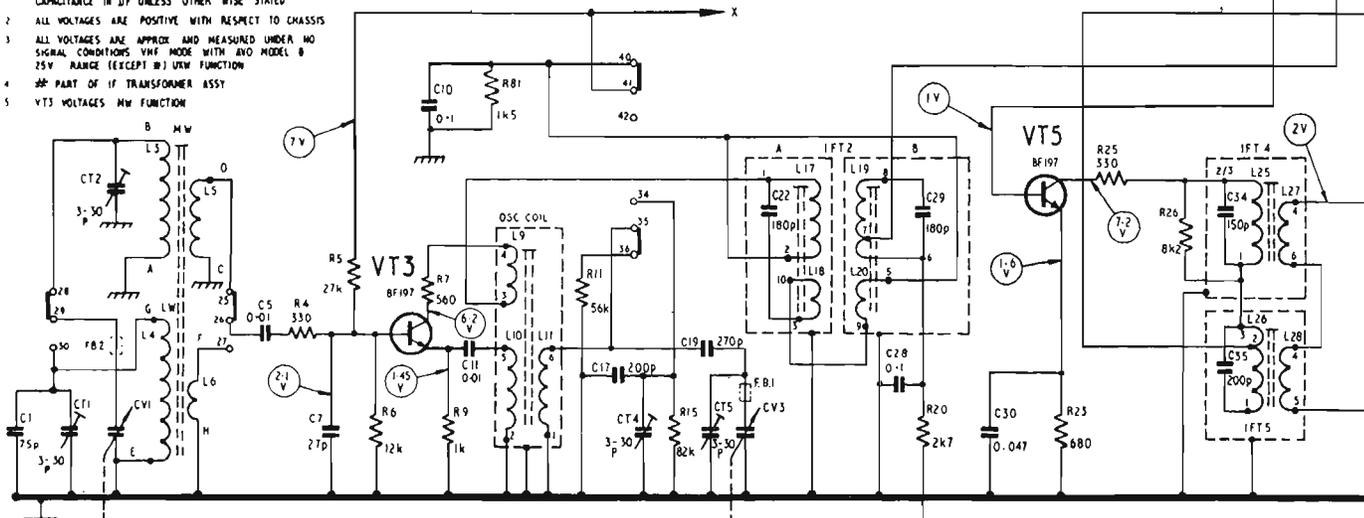
cadran comporte trois échelles, l'une orange pour la modulation de fréquence, l'autre blanche, pour les ondes moyennes et la troisième verte, pour les grandes ondes, gamme dont on appréciera la présence malgré la limitation de bande passante propre à la modulation d'amplitude.

L'aiguille est plate et en matière transparente, un filet rouge indiquant la fréquence d'accord. Ses mouvements sont commandés par un bouton moleté correctement démultiplié.

Le clavier de sélection de fonction est placé dans le sens



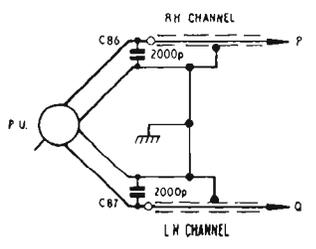
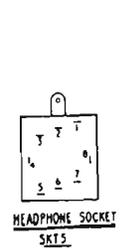
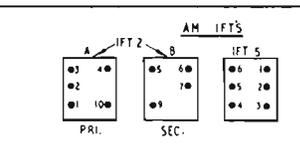
- NOTES
- 1 ALL VALUES OF RESISTANCE IN OHMS & ALL VALUES OF CAPACITANCE IN pF UNLESS OTHERWISE STATED
 - 2 ALL VOLTAGES ARE POSITIVE WITH RESPECT TO CHASSIS
 - 3 ALL VOLTAGES ARE APPROX AND MEASURED UNDER NO SIGNAL CONDITIONS VHF MODE WITH AVO MODEL B 25V RANGE (EXCEPT #) UKW FUNCTION
 - 4 # PART OF IFT TRANSFORMER ASSY
 - 5 VT3 VOLTAGES MW FUNCTION



MONO/STEREO		GRAM	TAPE	LW	MW	UKW	AFC
01	70	03	100	019	220	031	340
02	80	04	170	020	250	032	350
03	90	05	100	021	240	033	360
04	100	06	100	022	280	034	400
05	110	07	240	023	300	035	450
06	120	08	280	024	350	036	480

7-BANK P/B SWITCH

VIEWED FROM COMPONENT SIDE OF P.C.B



de la profondeur. Il permet, outre le choix des gammes d'ondes la commande de la CAF, du passage mono/stéréo. De plus, il permet la commutation de l'amplificateur sur un magnétophone externe.

Les quatre potentiomètres se commandent d'avant en arrière, de gauche à droite on trouve le volume, la balance et

les deux correcteurs de timbre, grave, aigu.

Au-dessous, deux voyants indiquent, l'un la mise en service de l'appareil, l'autre la présence d'une émission stéréophonique.

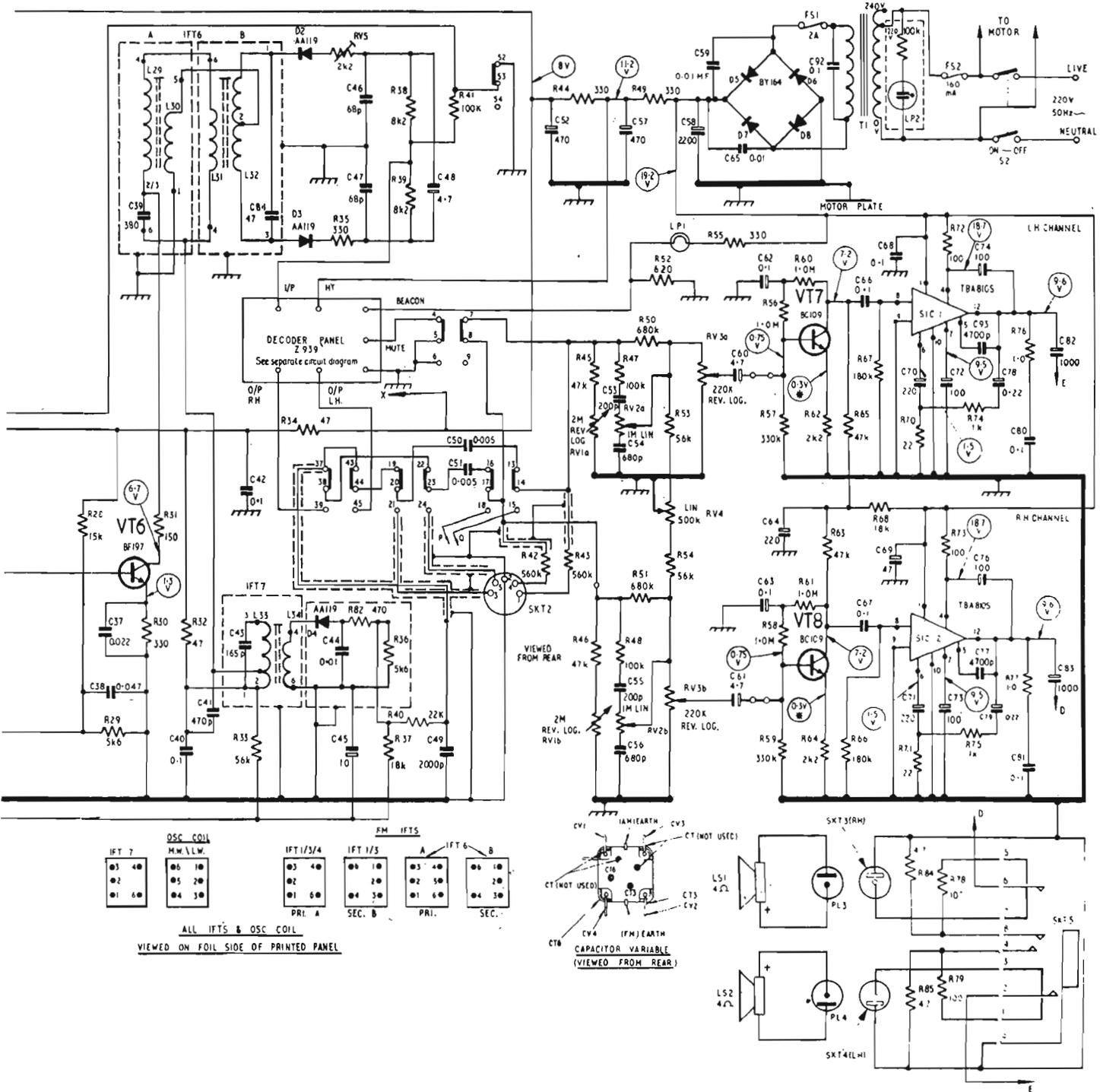
Les prises de raccordement sont aux normes DIN, particularité à noter, la prise d'antenne MF est un modèle coaxial 75 Ohms, la réception

des ondes moyennes et longues se faisant sur l'antenne ferrite intérieure.

Le coffret de cet ensemble est en matière plastique moulée, de finition impeccable. La partie supérieure est de couleur aluminium tandis que le socle lui-même est noir. Un couvercle fumé protège le tourne-disques.

Ce dernier possède beau-

coup de fonctions que l'on retrouve sur des tourne-disques beaucoup plus sophistiqués. Entre autres nous avons une sélection du diamètre du disque, un lève-bras, un réglage de l'antiskating (avec une échelle pour les pointes elliptiques (?), un réglage fin de la force d'appui et un dernier levier assurant la mise en route de l'ensemble. La tête de



lecture est un modèle céramique dont la pointe possède deux saphirs, l'un pour les LP, l'autre pour les 78 t/mn.

ETUDE TECHNIQUE

Tuner MF. Ce tuner utilise des techniques classiques. On constatera cependant que le constructeur a pris certaines précautions notamment en ce

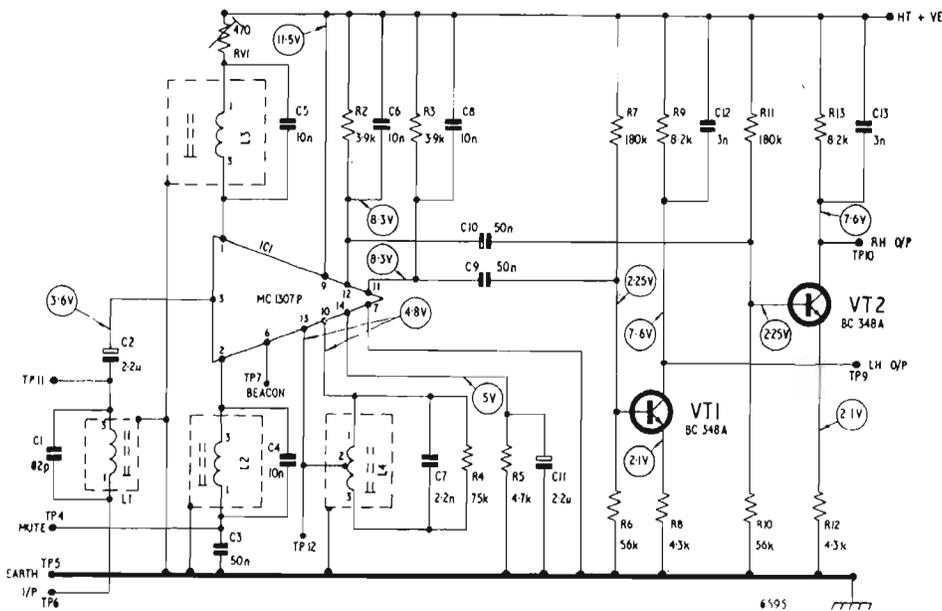
qui concerne la réception de signaux de forte amplitude.

Le premier étage reçoit du transformateur d'entrée à large bande L1, L2 le signal de l'antenne. Cet étage est monté en base commune, le découplage de base étant effectué par le condensateur C4. La diode D1 reçoit du transformateur FI IFT3 un signal à 10,7 MHz qui sert de com-

mande automatique de gain. Cette CAG sert uniquement lorsque les signaux d'antenne ont une amplitude trop grande, amplitude qui risquerait de saturer les transistors et de ce fait créerait des émissions stéréophoniques. La charge de collecteur de VT1 est accordée par CV2. Le transistor VT2 cumule les fonctions d'oscillateur et de chan-

geur de fréquence. L'oscillateur a sa fréquence commandée par le condensateur d'accord tandis qu'une diode à capacité variable reçoit, du discriminateur, les informations destinées à la commande automatique de fréquence qui veille à la stabilité de la réception.

Le premier transformateur à fréquence intermédiaire est



Circuit Diagram—Decoder Z939

IFT1, il est composé de deux bobinages couplés par condensateur (C 23). La résistance R 21 adapte le coefficient de surtension et permet d'obtenir la bande passante nécessaire à la réception des émissions stéréophoniques.

Nous retrouvons pour le second étage amplificateur FI un bobinage de structure identique. Le troisième étage utilise le transistor VT5 qui servira également lors de la réception d'une gamme en modulation d'amplitude. Cette fois, on trouve un seul transformateur accordé. Le transistor VT6 attaque ensuite le discriminateur dont l'équilibre peut être réglé par le potentiomètre RV5. La sortie de ce discriminateur va d'une part sur le décodeur stéréophonique, d'autre part sur la diode de commande automatique de fréquence. Un interrupteur commandé par la touche de CAF peut mettre à la masse la résistance R 41.

Le décodeur stéréophonique est un modèle classique à circuit intégré. On retrouve le MC 1307 P de Motorola qui est un décodeur à bobinages. Ce décodeur dispose d'une sortie destinée à l'alimentation

du voyant stéréo. La constante de temps de la désaccentuation est donnée par les condensateurs C6 et C8. Deux transistors sont ensuite utilisés pour augmenter la tension de sortie du décodeur et assurer, par les condensateurs C 12 et C 13 un filtrage supplémentaire des résidus de pilote et de sous porteuse.

Tuner MA. Ce tuner reçoit les ondes longues et moyennes sur un cadre ferrite dont les enroulements sont commutés pour assurer le choix de la gamme. L'accord est fait par le condensateur CV1 qui vient en parallèle soit sur L3, soit sur L4.

Le transistor VT3 est monté en convertisseur, il assure également la fonction d'oscillateur local, et est accordé par le condensateur CV3, solidaire de CV1. Le premier bobinage FI est un ensemble de transformateurs couplés par le condensateur C 22. VT5 et VT6 amplifient les signaux à fréquence intermédiaire. La diode D4 assure la détection, la résistance R 37 transmet à la base de VT5 la tension de CAG.

Amplificateur. L'amplificateur stéréophonique de

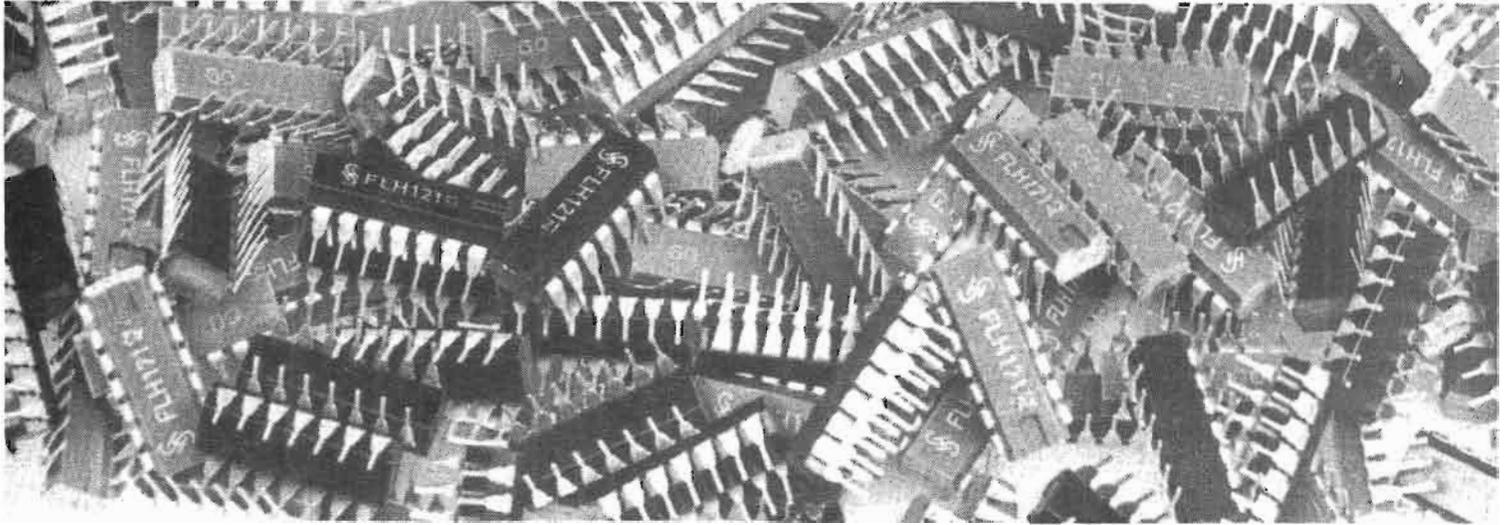
l'AS 3616 utilise des circuits intégrés qui permettent d'obtenir une puissance de sortie suffisante. Ils sont alimentés par la tension filtrée obtenue sur le condensateur C 58. La liaison vers les sorties est assurée par des condensateurs de 1000 μ F. Lorsque le casque est branché sur la prise qui lui est réservée, les enceintes sont automatiquement débranchées et un pont diviseur vient limiter la puissance appliquée au casque, ce qui lui évitera toute destruction due à une surcharge; les casques usuels n'admettent en effet qu'une puissance de l'ordre du dixième de W tandis que les amplificateurs sont capables de délivrer chacun 6 W. Le correcteur de timbre est un modèle simplifié qui permet cependant un réglage séparé des graves et des aigus.

Ce correcteur est à haute impédance d'entrée ce qui lui permet d'être attaqué directement par la tête de lecture céramique du tourne-disques.

CONCLUSION

Ensemble compact, d'une puissance de sortie suffisante dans la plupart des cas, l'AS 3616 offre un rapport qualité/prix plus que satisfaisant; bien sûr, il ne s'agit pas d'une super chaîne HiFi mais d'un appareil facile à utiliser qui permettra d'apprécier la musique, avec en plus la faculté d'écouter les grandes et les petites ondes, sans l'aide d'un « transistor » d'appoint.

LE CIRCUIT INTÉGRÉ



POURQUOI PAS ? UN INDICATEUR DE CRÊTE

LE montage que nous vous proposons dans cette série est une des nombreuses applications non linéaires des circuits intégrés. Un vumètre traditionnel est un galvanomètre équipé d'un redresseur en pont qui prend en considération les alternances positives et négatives du signal et détecte leur valeur moyenne. Son équipement mobile a une certaine masse, et ses caractéristiques dynamiques sont normalisées ; il met un temps donné pour atteindre sa position d'équilibre et si la pointe de signal ne dure qu'un bref instant, l'aiguille n'a pas le temps d'indiquer la réelle valeur qu'a obtenu le signal. On risque ainsi, lors d'un enregistrement sur bande magnétique de saturer la bande à un moment donné, inaperçu sur le cadran.

L'indicateur de crête travaille d'une façon différente. Celui que nous vous proposons ici, n'est pas parfait, cette imperfection étant normale compte tenu de la simplicité recherchée pour le montage.

L'indicateur de crête détecte la valeur maximum qu'atteint le signal, signal dont l'amplitude varie constamment en fonction du temps. Ce signal peut être de toute nature, mais l'indication de crête la plus souvent recherchée est celle d'un signal audiofréquence. Comme les crêtes de tension sont d'une durée très limitée, il est nécessaire de mettre en mémoire la valeur maximale qu'aura atteint le signal, cette mise en mémoire s'opérant à partir d'un condensateur que l'on charge très rapidement

mais qui se déchargera en un temps beaucoup plus long, laissant ainsi le temps à l'aiguille de l'indicateur d'atteindre sa position. Nous avons conservé ici une indication par galvanomètre. Ce galvanomètre est en fait un vumètre du commerce doté d'un temps de montée donné. C'est un modèle identique à celui destiné à une indication de niveau audio et dont la graduation sera conservée. N'importe quel galvanomètre peut faire l'affaire. Nous donnons en effet une méthode

permettant, à partir d'une pile de 4,5 V d'étalonner l'appareil à un demi décibel près.

La figure 1 représente les courbes de réponse ; indication en fonction du temps d'un vumètre et d'un crête-mètre à galvanomètre. Il existe des crête-mètres utilisant des diodes électro-luminescentes et dont l'inertie est quasiment nulle. Ces appareils sont complexes si l'on désire obtenir une bonne précision et une bande passante suffisamment étendue.

Le trait plein représente

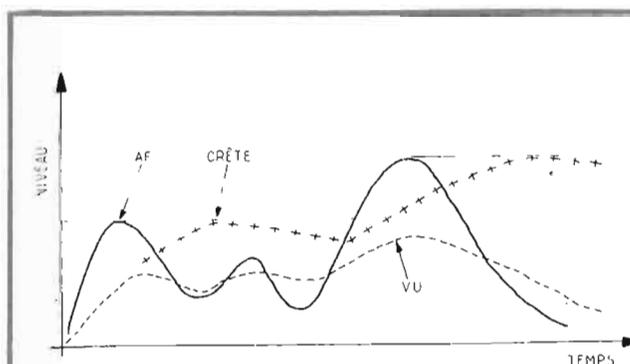


Fig. 1 : réponse comparée d'un vumètre traditionnel et d'un détecteur de crête. On notera l'indication plus réelle du crête-mètre.

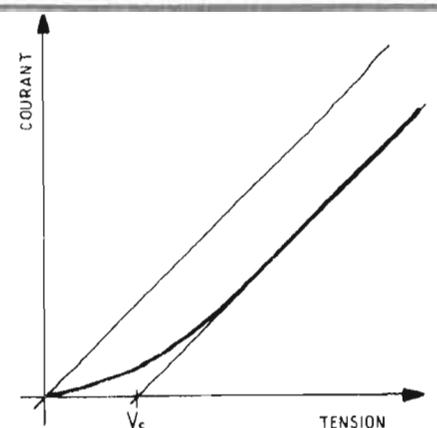


Fig. 2 : courbe tension/courant de la diode parfaite.

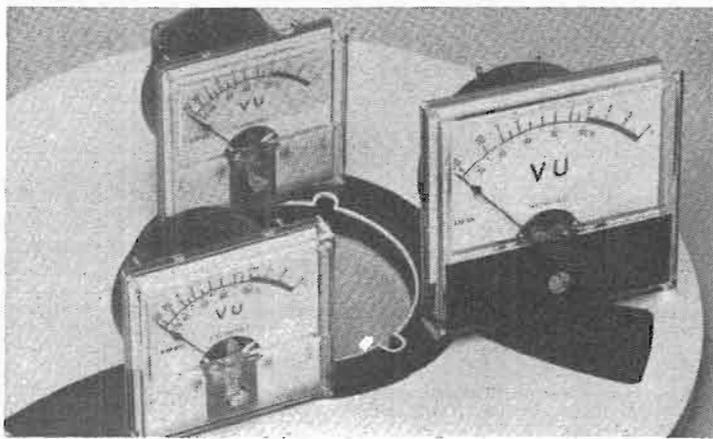


Photo 1 : L'indicateur de crête est un moyen de contrôle de niveau plus précis que le vu-mètre traditionnel. Ici, deux vu-mètres voisinent avec un crête-mètre, celui du fond, qui a conservé l'échelle.

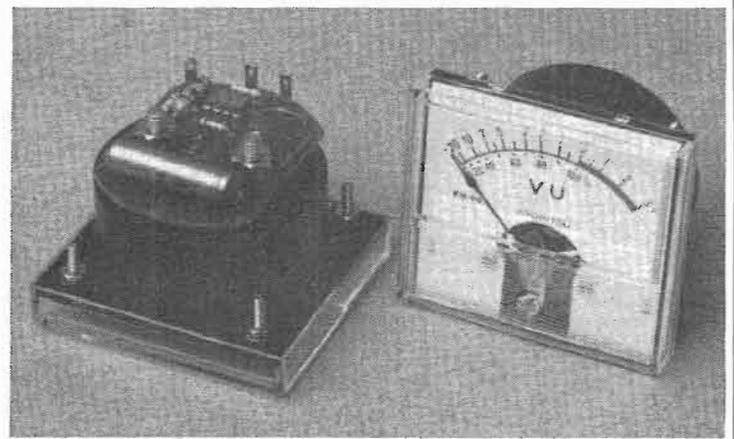


Photo 2 : Le circuit imprimé de l'indicateur de crête est monté directement au dos de l'indicateur. Ce dernier pourra se fixer par les quatre vis de petit diamètre que l'on voit dépasser.

l'évolution dans le temps de l'enveloppe du signal audio. Le trait pointillé correspond à l'indication du vumètre tandis que celui constitué d'une série de petites croix est celle du crête-mètre à galvanomètre. Plusieurs constatations sont à faire. D'abord, on constatera un retard entre le signal audio et la déviation de l'aiguille. Ce retard est dû au temps de réponse de l'équipage mobile du galvanomètre, il existe aussi bien pour le vumètre classique que pour le crête-mètre étant donné que ce dernier utilise un indicateur identique. Ensuite, on voit que l'indication du galvanomètre change dès que le signal diminue tandis que l'aiguille du crête-mètre continue à monter ; en effet, nous avons chargé un condensateur qui attend pour se décharger. On voit également que pour un même signal, l'aiguille du détecteur de crête sera moins agitée que celle du vumètre. Dernière constatation, et c'est

la plus utile, l'indication du crête-mètre est supérieure à celle du vumètre.

PRINCIPE DE LA DETECTION DE CRETE

Nous avons réalisé ici un détecteur simple alternance, qui ne rendra compte que des crêtes positives. C'est une approximation, il n'y a en effet aucune raison pour qu'un instrument donne plus de pointe de modulation positives que négatives ; en inversant la phase du micro, la pointe qui était positive deviendrait négative. Si un tel crête-mètre devait être employé en studio, il faudrait le doter, en toute rigueur d'un détecteur plus sophistiqué, mais notre but est plus modeste.

Notre crête-mètre fait appel à deux notions fondamentales dans le domaine de l'amplificateur opérationnel : celle de la diode sans seuil, ou diode parfaite et celle de la détection

de crête. La première fonction, vous en trouverez la signification sur la figure 2. La ligne coudée représente la caractéristique tension courant d'une diode. Cette diode exige la présence d'une certaine tension à ses bornes pour qu'un courant y prenne naissance. Donc, si on utilise une telle diode associée à un galvanomètre, il faudra que la tension d'entrée ait dépassé un seuil non négligeable pour que l'aiguille commence à dévier. Le trait droit est la caractéristique d'une diode parfaite, diode que l'on peut réaliser avec un amplificateur opérationnel, en réalisant le montage de la figure 3. L'amplificateur a un très grand gain, et lorsque la diode n'est pas conductrice, aucune contre-réaction n'est appliquée sur l'entrée négative, la tension de sortie tend à devenir élevée, mais sitôt qu'elle devient légèrement positive, la diode se met à conduire et soumet aussitôt le circuit intégré à une

contre-réaction. On peut expliquer succinctement le fonctionnement de ce montage en considérant l'amplificateur comme un ampli différentiel à grand gain. Grand gain, cela veut dire que la tension entre les deux entrées est pratiquement nulle, comme le galvanomètre est en fait relié à l'une des entrées, on retrouvera, à ses bornes une tension égale à celle appliquée sur l'autre entrée. Le montage est équivalent à une diode qui aurait été débarrassée de son seuil de détection. Avantage sur la diode, l'amplificateur a une impédance d'entrée très élevée, si bien que le courant entrant par la borne A est très faible, l'énergie est fournie par l'alimentation.

A partir de la diode sans seuil, nous avons ajouté une seconde fonction, celle de détection de crête. Il suffit pour cela de mettre un condensateur aux bornes de la charge. Lorsque la tension d'entrée est positive, la diode

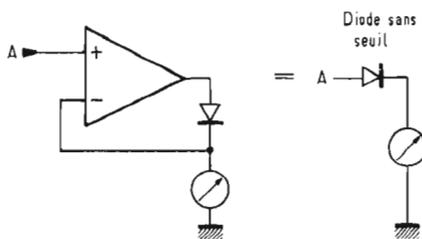


Fig. 3 : comment on peut obtenir la courbe de la figure 3 à partir d'un circuit intégré. Il s'agit ici d'un redresseur mono-alternance.

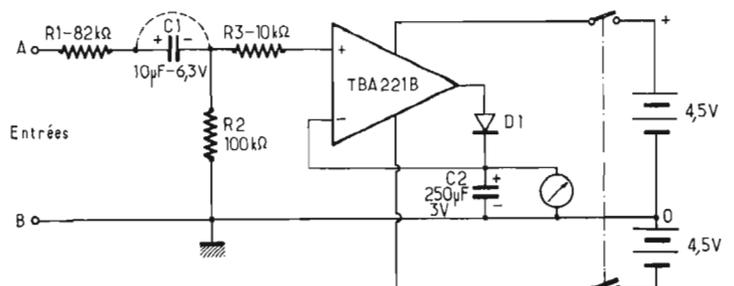


Fig. 4 : schéma de principe de l'indicateur de crête complet.

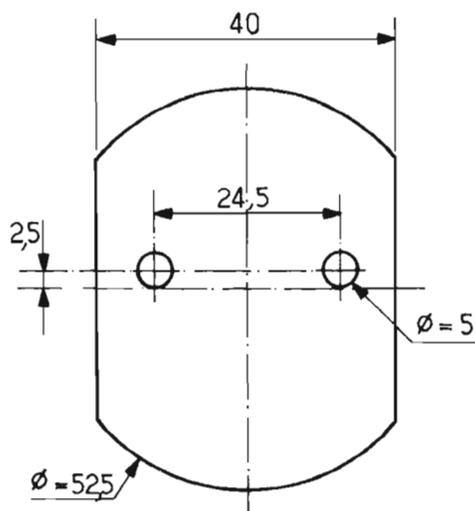


Fig. 5 : plan de découpe du circuit imprimé pour vumètre KM 66.

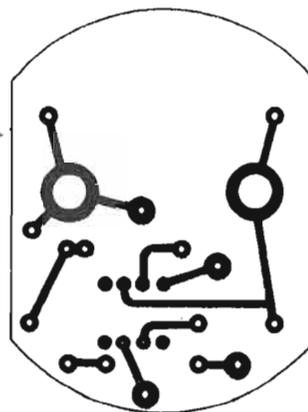


Fig. 6 : circuit imprimé.

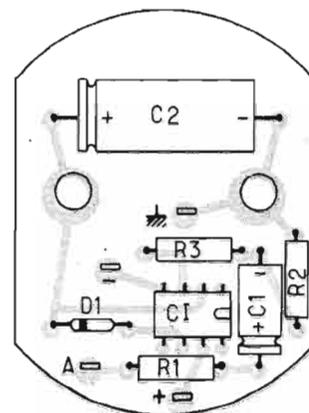


Fig. 7 : implantation des composants sur le circuit.

de détection peut conduire en bénéficiant de la suppression du seuil dû à la présence de l'amplificateur opérationnel et le courant de sortie du circuit intégré charge le condensateur. Le courant de charge est limité par l'impédance de sortie de l'ampli « op » et celle de la diode. Avec le circuit que nous avons choisi, il n'y a aucune précaution à prendre car ce circuit est protégé et la limitation du courant est automatique, quelle que soit la valeur du condensateur. Pour les alternances négatives, ou lorsque la tension différentielle d'entrée est négative, la tension de sortie de l'amplificateur devient aussi négative, mais la diode empêche le condensateur de se décharger au travers de la résistance de sortie du circuit intégré. Le montage ainsi réalisé est un détecteur de crêtes positives.

Le schéma complet est représenté figure 4. Nous avons ajouté au montage quelques éléments externes.

L'alimentation que nous proposons est réalisée à partir de deux piles de 4,5 V. Il faut pour ce type de circuit intégré une alimentation de type symétrique, cette alimentation ayant l'inconvénient mineur d'exiger un interrupteur double. Le vumètre employé comme indicateur est un modèle à redresseur incorporé. Un tel choix peut paraître étrange puisque nous

avons éliminé le seuil de la diode de détection et que nous en gardons un autre ! En fait, nous avons conservé le redresseur interne pour tenir compte des échelles imprimées sur le cadran de l'appareil, échelles non linéaires tenant compte des caractéristiques du redresseur incorporé. Tout autre galvanomètre, même celui d'un contrôleur universel peut faire l'affaire. Sa sensibilité peut

être quelconque, mais pour avoir une indication correspondant à une sensibilité utile de 0 dB, on doit obtenir la pleine déviation pour une tension de 1 V environ, ce qui nécessitera peut-être la présence d'une résistance en série avec l'équipage mobile du galvanomètre. De toute façon, la sensibilité sera réglée par la résistance R1.

Nous avons intercalé dans le circuit d'entrée un conden-

sateur, il isole le montage vis-à-vis des tensions continues qui pourraient être superposées au signal utile. Le pont diviseur R_1, R_2 ajuste la sensibilité du galvanomètre.

Le circuit intégré utilisé sur le prototype est un TBA 221 B de Siemens, circuit équivalent au célèbre 741, dont l'avantage essentiel est de ne pas nécessiter de compensation en fréquence. Cette compensation est interne, solution qui présente certains inconvénients. Le plus important étant celui de réduire la bande passante, ce qui limite le nombre des emplois possibles.

La liste des équivalences est nombreuse. Pour le boîtier plastique, le moins cher en principe, vous avez le choix entre : le μA 741 TC, LM 741 CN8, N 5741 V, SN 7241 P, SG 741 CM, ML 741 CS, MC 1741 CPI, RC 741 DN, SFC 2741 DC, μA 741 CP. etc. Ce circuit a huit broches (DIL 8), il peut évidemment être remplacé par l'un de ses homologues en boîtier métallique.

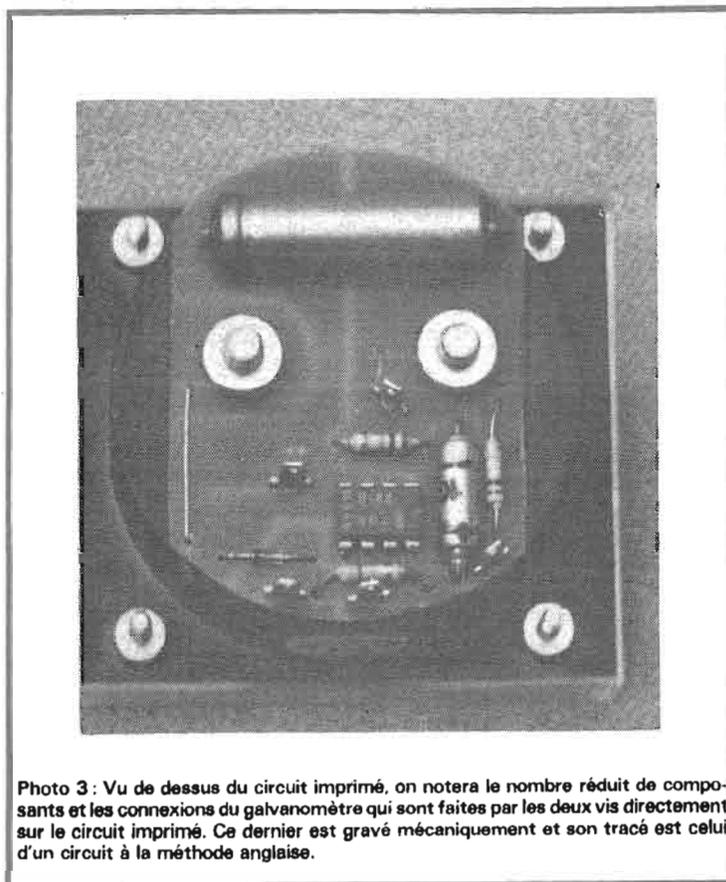


Photo 3 : Vu de dessus du circuit imprimé, on notera le nombre réduit de composants et les connexions du galvanomètre qui sont faites par les deux vis directement sur le circuit imprimé. Ce dernier est gravé mécaniquement et son tracé est celui d'un circuit à la méthode anglaise.

REALISATION

Comme ce crête-mètre ne nécessite qu'une électronique d'un encombrement réduit, nous avons pu la loger directement à l'arrière du vumètre Kyoritsu, KM 66, importé par Comel et vendu par les distri-

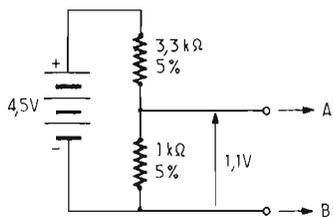


Fig. 8 : pont diviseur de tension que l'on utilisera lors de l'étalonnage après avoir court-circuité le condensateur C1.

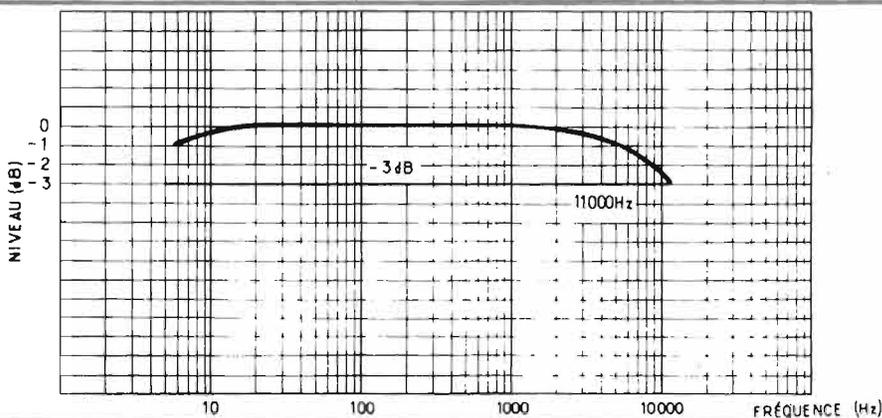


Fig. 9 : courbe de réponse en fréquence du crête-mètre.

buteurs de la firme. Le circuit revêt donc une forme particulière et sa fixation se fait par les deux vis d'alimentation du galvanomètre. Ce circuit imprimé pourra être réalisé par attaque chimique, dans ce cas, et étant donnée la simplicité du montage, on pourra utiliser un stylo ou de la peinture que l'on enlèvera une fois le circuit terminé. Autre méthode possible, la gravure anglaise ou l'on se contente de creuser un sillon isolant dans le cuivre entre les conducteurs. Des cosses soudées sur le circuit permettront d'alimenter le montage et d'envoyer le signal utile. Quelques points à respecter : le sens de branchement de la diode, la polarité des condensateurs et le sens du circuit intégré. Attention, pour ce dernier, plusieurs broches ne sont pas employées, il ne faut surtout pas les mettre à la masse ou à un potentiel quelconque car elles correspondent à des connexions internes dont nous n'avons pas besoin ici.

ESSAIS ET ETALONNAGE

Les essais sont d'une élémentaire simplicité, ils consistent à brancher l'alimentation et à mettre son doigt à l'entrée du montage. Comme l'impédance d'entrée est élevée, l'aiguille du galvanomètre doit dévier instantanément. Dans le cas contraire, il convient de vérifier son câblage.

L'étalonnage nécessite un

matériel très simple : deux résistances. La tension correspondant à un signal sinusoïdal à 0 dB est de $0,776 \text{ V} \times 1,414$ (racine de deux) ; elle est donc, à peu de chose près égale à 1,1 V. Avec le pont diviseur dont nous donnons le schéma figure 8, nous obtenons, à partir d'une pile de 4,5 V une tension de 1,1 V environ, dont la précision est fonction de celle des résistances et aussi de l'état de la pile. Le point milieu de ce pont diviseur sera relié au point A du montage et on

réglera la valeur de la résistance RI pour que l'aiguille atteigne la division 0 dB. Attention, il faut court-circuiter le condensateur de liaison, il ne laisserait évidemment pas passer la composante continue, qui est précisément celle qui nous intéresse. Une fois cet étalonnage terminé, vous enlèverez le fil de court-circuit et pourrez utiliser ce crête-mètre sur votre magnétophone ou votre amplificateur. En plaçant un second appareil de ce genre, sans

amplificateur de crête, vous pourrez alors comparer les mouvements des deux aiguilles.

La figure 8 donne la réponse en fréquence de ce crête-mètre. Sa bande passante est d'environ 10 kHz, ce qui est suffisant pour les applications courantes. Cette chute dans la courbe de réponse est due en partie à la compensation interne du galvanomètre. Les autres performances, intéressantes outre la précision qui dépend de celle du galvanomètre sont l'impédance d'entrée qui est de 800 k Ω , sans le pont diviseur, impédance qui descend à 180 k Ω avec ce pont : quant à la consommation, elle est inférieure au milli-ampère, ce qui permettra d'utiliser des piles de petite taille : autre avantage de ce montage, son fonctionnement est indépendant de la tension d'alimentation qui devra toutefois être aussi symétrique que possible.

E.L.

Ne cherchez plus

LES LOISIRS ET L'ELECTRONIQUE
c'est l'affaire de



06 NICE

1, Rue CHATEAUNEUF
ANGLE BREGMONTA
Tél (93) 87.49.94

06 CANNES

37, Boulevard CARNOT
Tél (93) 45.13.24
N° PROVISOIRE

MAGASINS SPÉCIALISÉS

PIECES DÉTACHÉES · KITS · HI-FI · B.F. · H.F.
ÉMISSION · RÉCEPTION · VIDÉO

**un choix ...
des prix ...**

VENTE SUR PLACE ET PAR CORRESPONDANCE

OUVERTURE le 10 JUILLET

• DÉTAXÉ POUR EXPÉDITIONS À L'ÉTRANGER •

LISTE DES COMPOSANTS

- 1 vumètre
- 1 circuit intégré type 741 ou TBA 221
- 1 condensateur 250 μF 6 V
- 1 condensateur 10 μF 6 V
- 1 résistance 100 k Ω
- 1 résistance 10 k Ω
- 1 résistance 82 k Ω (si vumètre KM 66)
- 1 diode de signal (germanium ou silicium, 1N9141 ou 4148)
- 1 interrupteur double, circuit imprimé, cosses

Utilisation pratique d'un oscilloscope

CONTRÔLES H.F.

sur un récepteur AM-FM

CONTROLE DU GAIN D'UN ETAGE HF

NOUS n'avons plus à démontrer l'intérêt de l'oscilloscope fonctionnant en voltmètre à grande sensibilité. On met à profit cette qualité pour contrôler l'amplification d'un étage HF, qu'il fasse ou non partie d'un récepteur de radiodiffusion ou d'un ensemble plus complexe. L'appareil ou le sous-ensemble sera branché sur un générateur HF modulé ou non en amplitude ou en fréquences selon la nature et la fréquence de l'équipement à contrôler : figure 1. L'attaque sera réglée **moyenne**, à telle fin qu'aucune saturation abusive n'apparaisse dans les étages successifs. L'oscilloscope est muni d'une sonde qui permet de prélever le signal sans perturber le montage sur lequel il est branché.

Nous verrons, selon la nature de la sortie testée, quel type de sonde employer mais, d'ores et déjà, nous pouvons dire que le gain est égal à

$$G = \frac{V_s}{V_e}$$

« V_e » est donné par le voltmètre de sortie ou l'atténuateur du générateur AM/FM ou, encore, un millivoltmètre HF sensible.

Compte tenu du facteur de transmission K de la sonde et si la déviation obtenue sur l'écran de l'oscilloscope est E_s , dans le cas d'un signal sinu-

soïdal, nous obtenons, en réalité :

$$G = \frac{K}{2\sqrt{2}} \frac{E_s}{V_e}$$

Le coefficient K est généralement égal à 1, 10 ou 100 selon que la sonde est directe ou qu'elle affaiblit de 20 ou 40 dB.

MODES DE PRELEVEMENT

Nous supposons, dans l'exemple précédent que nous avons affaire à une sonde d'oscilloscope : voir figure 2, l'exemple de la sonde Hameg type HZ30 qui affaiblit effecti-

vement de 20 dB mais possède une bande passante propre nettement supérieure à celle de l'oscilloscope. Rappelons, néanmoins, que la capacité ajustable doit être ajustée de telle sorte que les constantes de temps R_1C_1 et R_2C_2 soient **rigoureusement égales**. On réalise cela en attaquant la

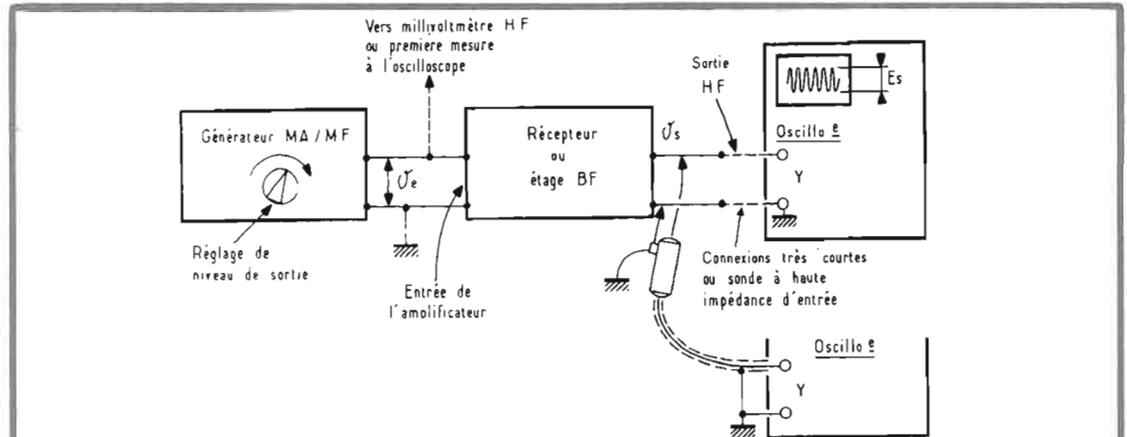


Fig 1 : Montage classique permettant la mesure du gain d'un étage H.F. ou d'un récepteur de radiodiffusion.

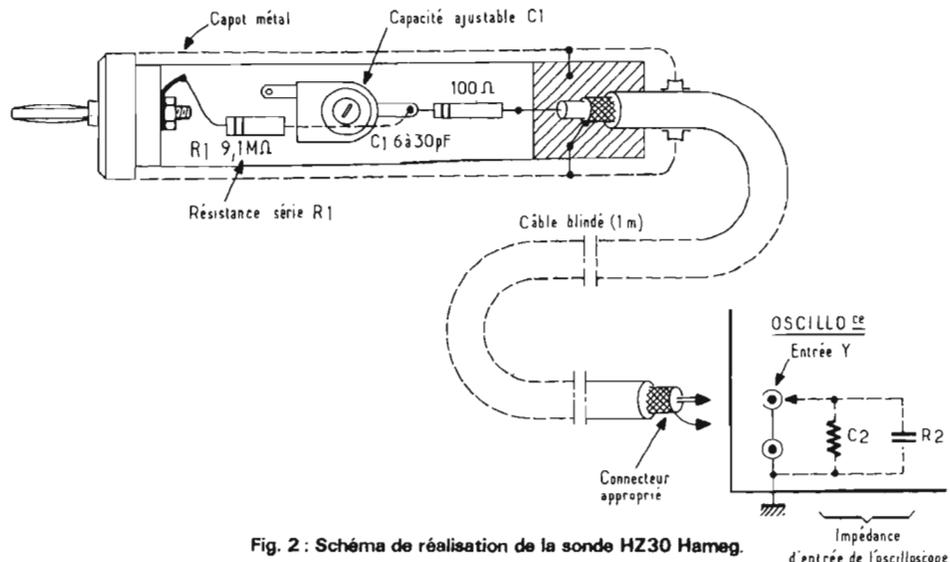


Fig. 2 : Schéma de réalisation de la sonde HZ30 Hameg.

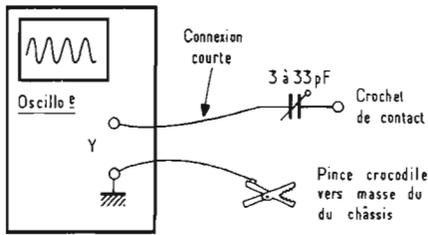


Fig. 3 : Sonde de liaison capacitive à régler au minimum de gêne pour le circuit sur lequel il est branché.

sonde avec un signal rectangulaire et en réglant C_1 pour qu'il n'ait ni une réponse intégrée ni du dépassement.

On peut aussi régler C_1 de telle sorte que les déviations sur l'oscilloscope soient identiques à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz.

A 10 MHz, on peut tolérer une légère baisse d'amplitude si l'amplificateur vertical possède une bande passante à -3 dB voisine de cette limite ; mais, en aucun cas, l'amplitude doit être accrue car cela supposerait un dépassement dans la bande passante globale (sonde comprise).

On peut également utiliser une simple « pointe de touche capacitive » (figure 3) ; toutefois la connexion qui relie le condensateur de quelques picofarads à l'entrée de l'oscilloscope **ne doit pas être blindé** car la HF se trouverait court-circuitée vers la masse par la capacité répartie. Ceci oblige des fils de liaison assez courts.

Lorsque la mesure doit s'effectuer sur un circuit accordé, il faut éviter de le désaccorder par un câble de

raccordement blindé ; ainsi, un câble de 1 m de long avoisine 100 pF ; branché sur un circuit RLC d'amplificateur sélectif un tel câble risque de décaler complètement l'accord de l'amplificateur ; le gain que l'on mesurera alors ne correspondra pas à la réalité. Pour éviter cela, on peut utiliser un pont de capacités C_1/C_2 (fig. 4) dont le condensateur de tête C_1 est beaucoup plus faible que celui d'accord C . Lorsqu'on branche l'ensemble « oscilloscope et pont de capacités », un désaccord subsiste, car une légère variation de capacités d'accord se produit aux bornes de L . Pour effectuer la mesure de gain, il faut donc réaccorder le circuit sélectif de telle sorte que le signal apparaissant sur l'écran passe par un maximum d'amplitude. Cette précaution indispensable est réalisée soit au moyen du noyau magnétique de l'inductance L soit par la capacité ajustable C .

La tension efficace apparaissant en V_c est égale à

$$V_c = \frac{E_s}{2\sqrt{2}}$$

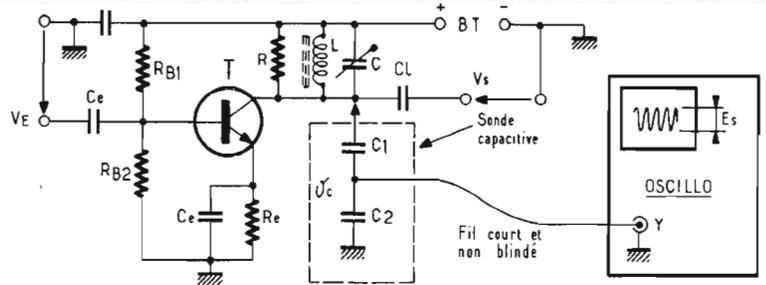


Fig. 4 : Utilisation d'un pont de capacités pour prélever une tension H.F. sur un étage amplificateur sélectif.

... mais la tension V_s résulte du rapport de transformation :

$$V_s = \frac{C_1 + C_2}{C_1} V_c$$

Enfin, si l'on a affaire à une tension HF de fréquence trop élevée, on peut moduler cette porteuse et utiliser une sonde de prélèvement assurant une détection (Exemple : sonde HZ31 Hameg de la figure 5). En général, on utilise une détection « double-alternance » de type Greinacher ; ce procédé permet d'obtenir sensiblement le double de l'enveloppe de modulation - au rendement de détection près - En plaçant une résistance de 750 k Ω en série avec le câble, lequel se termine par l'impédance d'entrée de l'oscilloscope ($R_e = 1 \text{ M}\Omega$), on obtient une atténuation égale à :

$$\frac{R_e}{R + R_e} = \frac{1}{1 + 0,75} \approx 0,57$$

Ce rapport dépassant légèrement la moitié, on compense ainsi la perte due au rendement de détection.

Le facteur de translation en tension de la sonde détectrice

est donc, sensiblement égal à 1 (tension AF).

Les capacités C_1 et C_2 autorisent une détection allant jusqu'à plusieurs dizaines de MHz. Aucune HF ne subsiste grâce à la capacité répartie du câble de liaison.

Par contre, dans le domaine BF il n'est pas conseillé de descendre au-dessous de 10 kHz.

PROCESSUS DE MESURE

Pour éviter les erreurs de mesure dans le calcul du gain, il faut utiliser le même appareil de mesure pour apprécier les tensions V_s et V_e . Pour ce faire, il suffit de déplacer la sonde avant et après l'étage et de comparer les amplitudes des signaux observés sur l'écran. Transcrits en « mV_{cac} », ces tensions sont impliquées dans la relation du gain :

$$G = \frac{V_s}{V_e}$$

Il est évident que cette mesure n'est valable que si les tensions restent bien sinusoï-

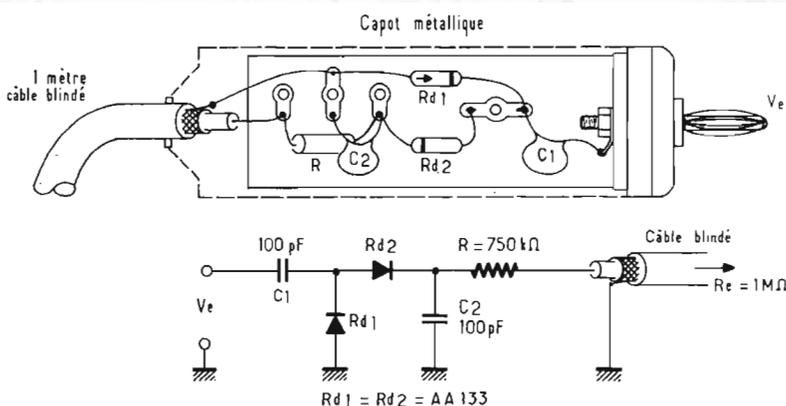


Fig. 5 : Sonde démodulatrice HZ31 Hameg.

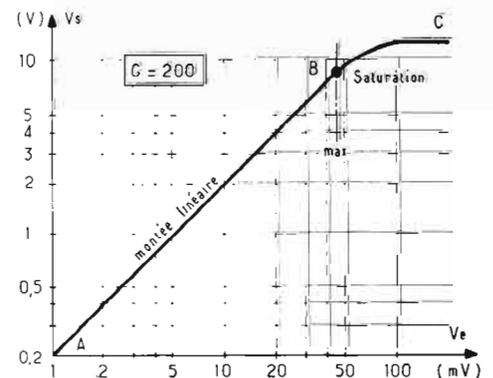


Fig. 6 : Courbe de linéarité d'un amplificateur sélectif.

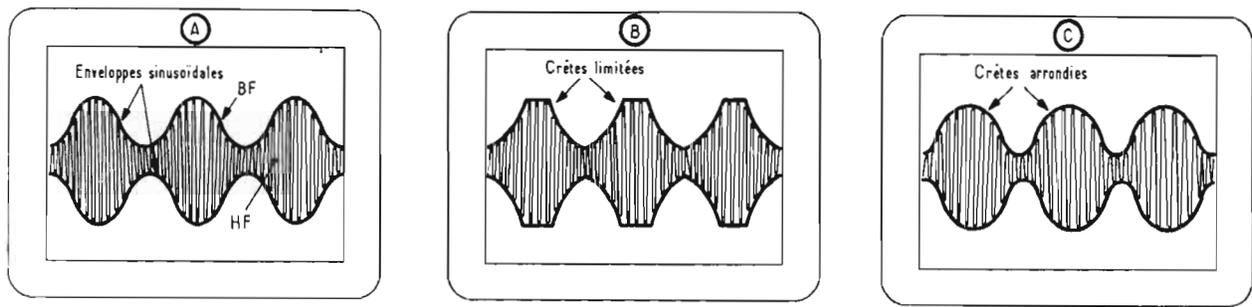


Fig. 7 : Allure des signaux H.F. modulés en amplitude traversant un amplificateur linéaire (A) ou apportant des distorsions (B et C).

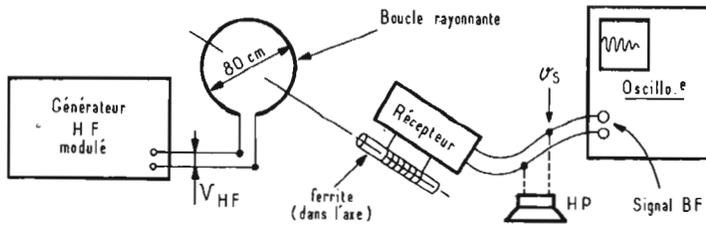


Fig. 8 : Couplage avec un récepteur au moyen d'une boucle rayonnante.

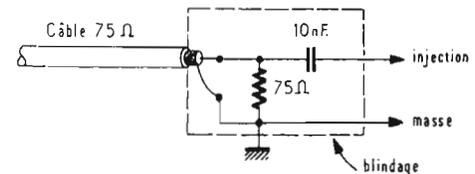


Fig. 9 : Sonde d'injection à basse fréquence.

dales, ce qui suppose une attaque assez faible des étages. Soulignons également que si l'on sature un étage amplificateur suivi d'un système sélectif (circuit accordé ou transformateur à primaire et secondaire accordé), les alternances écrêtées par les transistors sont reconstituées par l'effet de volant dû à l'échange d'énergie entre le condensateur et la self d'accord. Ce sujet a déjà été traité dans le cadre d'un précédent article : on recherche, lors de l'attaque, à ce que les variations de tension de sortie suivent exactement celles d'entrée et ce, en respectant les progressions. Ainsi, figure 5, on remarque que la tension V_s monte linéairement de A à B ; ensuite la courbe se sature. Le gain ne peut donc être apprécié que dans la zone A/B. Il est évident qu'il n'est pas besoin de relever toute la courbe et qu'un contrôle en deux points est suffisant.

On peut également moduler en amplitude la porteuse, par une tension BF ; en observant le signal de sortie à la cadence de cette BF (réglage à pratiquer sur la base de temps de l'oscilloscope), l'attaque est choisie de telle sorte que les enveloppes de modulation ne soient pas déformées (voir fig.

7A) ; si les crêtes sont limitées (fig. 7B) ou si une non-linéarité apparaît sur les enveloppes (fig. 7C), l'amplificateur ou le récepteur se trouve saturé et il faut réduire la tension d'entrée.

Enfin, tous ces réglages devront s'effectuer sur la fréquence d'accord exacte : celle là même pour laquelle la tension de sortie est maximale à bas niveau d'entrée (voir ci-dessus).

FONCTIONNEMENT EN « SIGNAL TRACER »

Un dépannage, la recherche d'un signal, le contrôle du gain d'un récepteur s'effectuent par la méthode « dynamique », méthode que les anglosaxons nomment volontiers « signal tracer ». Comme son nom l'indique, ce système analyse la nature du signal véhiculé dans les circuits.

Or, les sondes précédentes sont limitées en fréquence, d'un emploi parfois malcommode ou encore, peu sensibles. Pour palier ces défauts mineurs, si la tension induite dans le récepteur (au moyen d'une boucle rayonnante : voir figure 8 - on applique dans l'amplificateur - par l'intermédiaire d'une sonde d'injection : voir figure 9) est

modulée en amplitude, on utilisera la sonde détectrice décrite ci-dessus qui recueillera la composante BF. Il est évident que si l'enveloppe est déformée par une anomalie de transmission quelconque, cela se reflétera sur la qualité du signal BF détecté. Si par contre les signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur HF (ou du récepteur) sont respectés, le rapport des tensions BF correspond au rapport des portuses HF. On a également ici, un moyen simple d'apprécier le gain d'un étage.

Cela suppose malgré tout, une réponse linéaire du détecteur utilisé dans cette sonde, donc une tension suffisamment élevée ou bien un étalonnage préalable du rendement de détection ; pour ce faire, il suffira de brancher directement la sonde à la sortie d'un générateur dont on connaît la tension de sortie, à la fréquence considérée et de tracer la courbe

$$V_{\text{det}} = f(\text{VHF}).$$

Enfin la fréquence de modulation sera choisie assez faible pour quelle reste incluse sans être affaiblie dans la courbe de sélectivité de l'étage HF testée (exemple : BF = 400 Hz ; $m \leq 50\%$).

MODE DE RELEVÉ D'UNE COURBE DE SELECTIVITE

La courbe de sélectivité d'un récepteur traduit la variation de son gain en fonction de la fréquence. Par conséquent, il suffit de balayer la fréquence au générateur et d'observer la variation de tension crête à crête obtenue proprement sur l'écran de l'oscilloscope pour tracer une courbe analogue à celle de la figure 10. L'oscilloscope fonctionne alors en voltmètre indicateur de forme et d'amplitude, si une anomalie apparaît dans l'amplification, on le voit immédiatement sur l'écran : c'est un avantage évident sur le voltmètre ou le millivoltmètre à aiguille. Par contre, certaines précautions sont à prendre pour interpréter l'amplitude selon la sonde utilisée (voir ci-dessus). Pour ces raisons, on « travaille » souvent à tension de sortie constante et à tension d'entrée compensatrice ; dans ce cas, l'oscilloscope doit montrer toujours la même forme et la même amplitude de signal, quelle que soit la fréquence injectée : on retouchera à l'atténuateur du générateur pour compenser l'affaiblissement présenté par

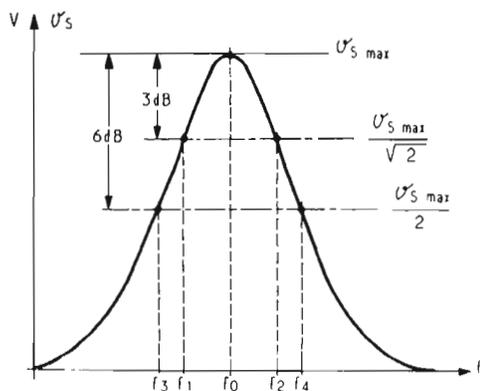


Fig. 10 : Tracé direct d'une courbe de sélectivité H.F.

$$B_p = f_2 - f_1 \text{ à } -3 \text{ dB}$$

$$B_p = f_4 - f_3 \text{ à } -6 \text{ dB}$$

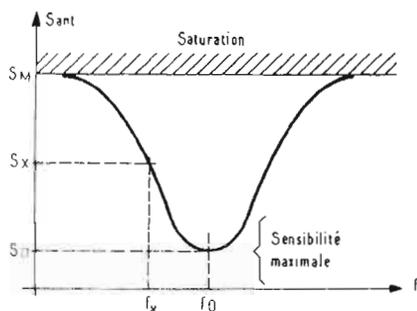


Fig. 11 : Variation de sensibilité en fonction de la fréquence d'un récepteur.

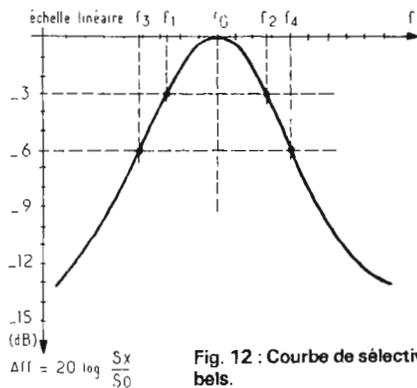


Fig. 12 : Courbe de sélectivité exprimée en décibels.

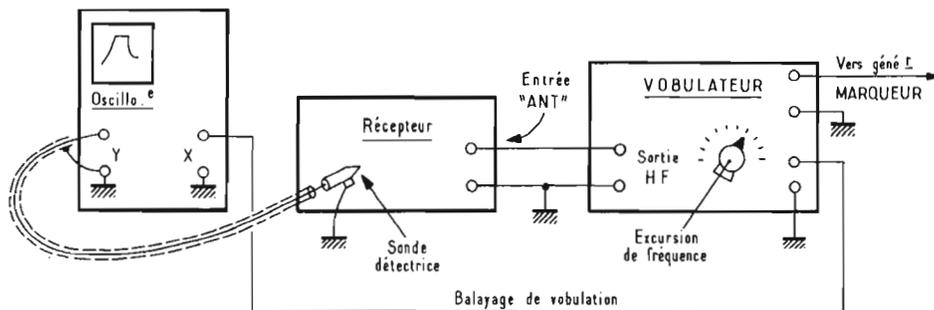


Fig. 13 : Association d'un vobulateur et d'un oscilloscope (et, le cas échéant d'un générateur « marqueur »).

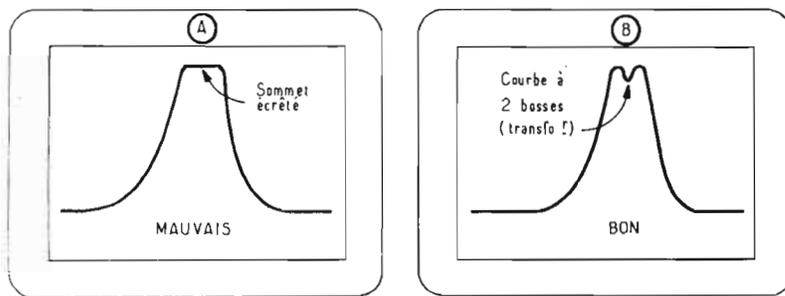


Fig. 14 : On prendra soin de ne pas saturer les étages H.F. pour une attaque trop grande.

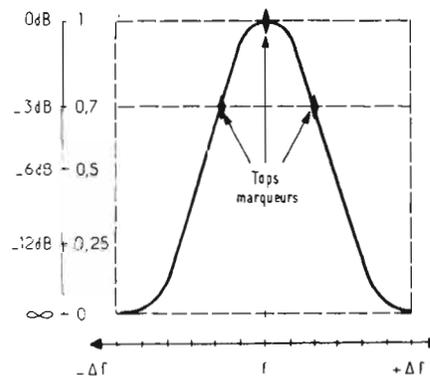


Fig. 15 : Adaptation d'un graticule destiné à étalonner la courbe de sélectivité.

l'étage HF ou le récepteur testé.

Sur f_0 , on obtient une tension « S_0 » minimale d'attaque qui correspond à la sensibilité maximale de l'équipement. De part et d'autre de f , il faut remonter le niveau d'attaque « S_x », afin de maintenir constant le signal sur l'oscilloscope, d'où une courbe de sélectivité inversée : voir figure 11. On est, à « S_n », limité par la saturation de l'étage (ou du récepteur).

Enfin, pour traduire ces résultats sous une forme plus

orthodoxe, on tracera la courbe de $A = 20 \log S_x/S_0$ en fonction de la fréquence : voir figure 12.

ASSOCIATION AVEC UN VOBULATEUR

Le vobulateur est un appareil qui balaie automatiquement la bande de fréquences dans laquelle vient se caler la courbe de sélectivité à relever. Un générateur « **marqueur** » permet, le cas échéant, d'étalonner la courbe.

Le signal de balayage périodique de ce générateur est appliqué sur l'entrée horizontale de l'oscilloscope (base de temps arrêtée).

L'entrée verticale est munie d'une sonde détectrice ou vient se brancher à la détection du récepteur.

Avec le montage de la figure 13, la courbe de sélectivité apparaît directement sur l'écran lorsque la fréquence centrale du signal vobulé coïncide avec la fréquence d'accord du récepteur.

Les mêmes précautions

sont prises concernant l'amplitude du signal d'entrée : si l'attaque se révèle trop élevée, on constate un écrêtage de la courbe (fig. 14A). Avec un vobulogramme correctement reproduit (fig. 14B) on peut facilement connaître la bande passante à -3, -6 ou -12 décibels, et ce, en superposant à l'écran un graticule étalonné en amplitude relative et en fréquence. Il suffit de se donner un gabarit dans lequel vient s'inscrire la courbe et de faire coïncider la longueur de la trace avec l'excursion de fré-

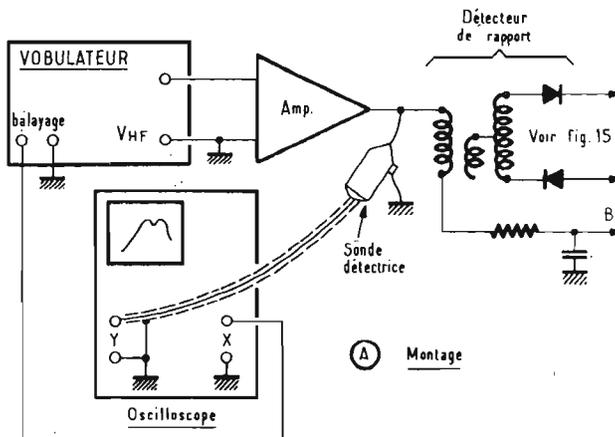
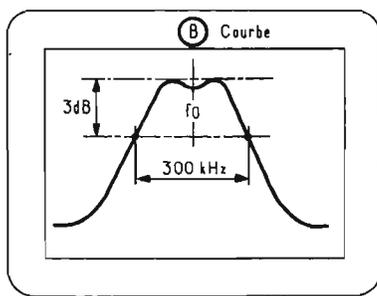


Fig. 16 : Relevé de la sélectivité globale des circuits H.F. précédents la détection M.F.

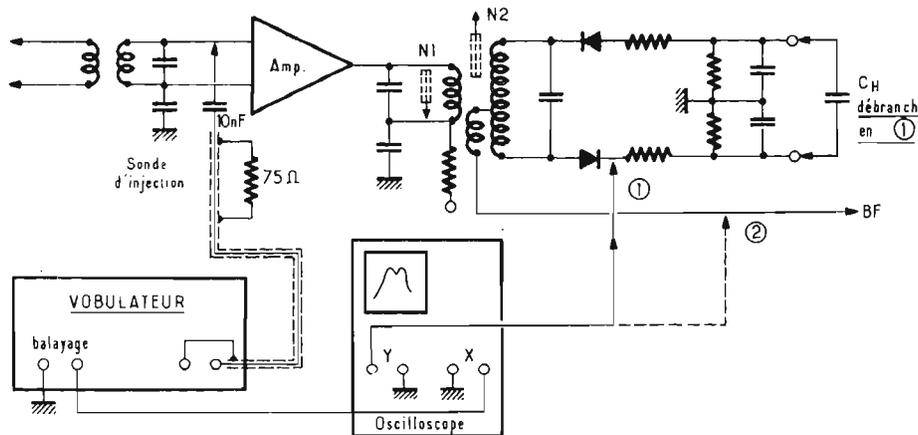


Fig. 17 : Contrôle du transformateur de démodulation.

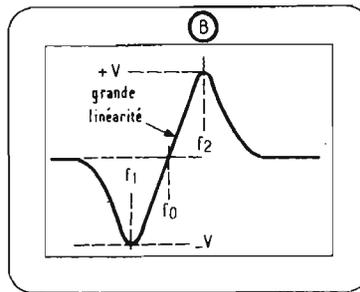
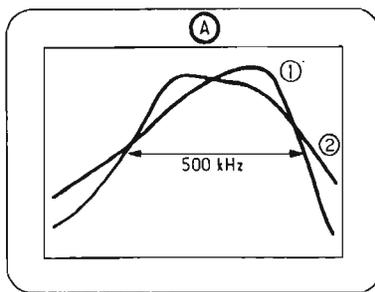


Fig. 18 : a) Courbe de réponse pour divers niveaux (1 et 2).
b) Fonctionnement en discriminateur de modulation de fréquence.

quence affichée sur le générateur vobulé (fig. 15).

On agira, pour ce faire, sur les réglages de gain vertical et horizontal ainsi que des cadres pour centrer la courbe dans le gabarit. Le générateur « marqueur », grâce à la fréquence affichée, fournira de son côté l'étalonnage en fréquence.

CONTROLE D'UN DETECTEUR DE RAPPORT

En radio-diffusion MF, la qualité de transmission doit être excellente. On observe donc des précautions draconiennes dans la mise au point que l'usage d'un vobulateur associé à un oscilloscope simplifie fort heureusement. On

procède généralement en trois étapes successives :

1) L'oscilloscope étant muni d'une sonde détectrice (fig. 16A) on accorde très correctement les circuits et transformateur FI précédents la démodulation.

La sonde est alors placée sur le primaire du transformateur de détection.

Le vobulateur est branché

sur l'entrée « antenne » du récepteur par l'intermédiaire d'un atténuateur de 20 ou 40 dB suivant le gain du poste ou du niveau de sortie du générateur.

On doit obtenir une courbe bien équilibrée passant 250 à 300 kHz (voir fig. 16B).

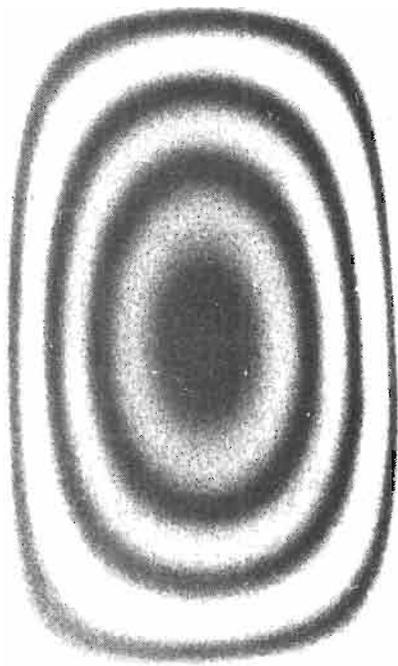
2) On isole le transformateur de détection en injectant le signal vobulé avant l'étage qui précède la démodulation ; la sonde d'injection décrite figure 9 amortit suffisamment le circuit accordé qui se trouverait éventuellement au point de jonction pour qu'il n'intervienne pas dans le relevé.

L'oscilloscope est branché - sans sonde détectrice - sur l'une des diodes, côté résistance de détection (voir fig. 17). Pour faire apparaître une courbe de sélectivité conventionnelle, l'astuce consiste à ôter momentanément la capacité d'intégration C_H . Les noyaux du transformateur seront ajustés dans le but d'obtenir une courbe assez large (voir fig. 18A) ; on constatera une variation sensible de forme de courbe quand on modifie le niveau d'attaque de l'étage, ceci est inévitable avec les détecteurs de rapport.

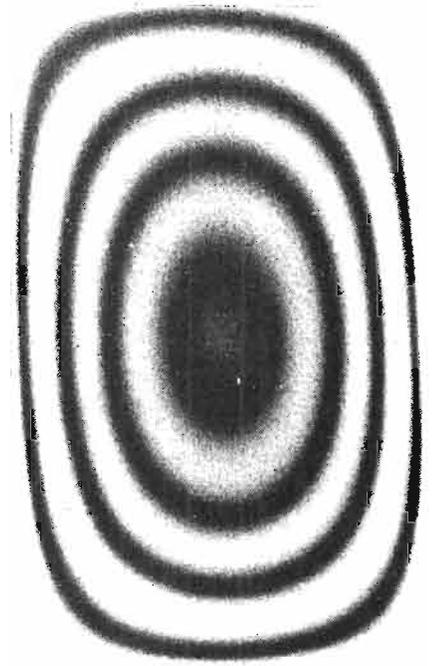
3) Enfin, on rétablit le schéma dans son intégralité (C_H branché) et on déplace l'entrée « Y » de l'oscilloscope sur la sortie BF (2) : la courbe en S très caractéristique doit apparaître symétrique sans quoi des retouches s'imposent sur les noyaux.

Si l'attaque du récepteur est faite par l'entrée, avec un niveau très faible ($10 \mu V$ pour un tuner MF sensible), on aboutit à une courbe analogue à celle vue en B, figure 18. La montée de f_1 à f_2 doit être rigoureusement linéaire (la non-linéarité ne doit pas dépasser $\pm 5 \%$). L'écart $f_2 - f_1$ correspond à l'excursion maximum de l'information MF à savoir : $\pm 75 \text{ kHz}$ au moins pour les émissions MF de l'O.R.T.F.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE



LES LASERS



Marc FERRETTI

LES OPTO-LIAISONS

L'UTILISATION du laser comme support d'échange d'informations a été imaginée dès les premiers moments de sa découverte. La mise en service, ces dernières années, de systèmes de communications optiques commercialisables marque une étape importante pour le développement

technologique des communications par laser. C'est ainsi que la Nippon Electric Co et les firmes américaines Quancomm et Holo-beam ont chacune commercialisé un système de liaison par laser sur de courtes distances. Les firmes ayant travaillé sur les systèmes de communications dans un cadre plus noble que celui du simple

dialogue de building à building s'intéressent aussi à ce marché : c'est le cas de l'ITT, de Lockheed, de Hughes, toutes firmes depuis longtemps attelées à la mise au point des communications par laser entre la terre et les satellites.

DÉSENGORGER « L'ETHER »

Le principe de la transmission optique des signaux remonte à la plus haute antiquité. Les historiens grecs ont décrit avec beaucoup de détails les procédés optiques utilisés à leur époque, en par-



Photo 1 : Terminal d'une « optio-liaison » atmosphérique : il est équipé d'un télescope type « Cassegrain » constitué de miroirs concaves et convexes de 35 cm de diamètre et distants de 180 m. (cliché Siemens).

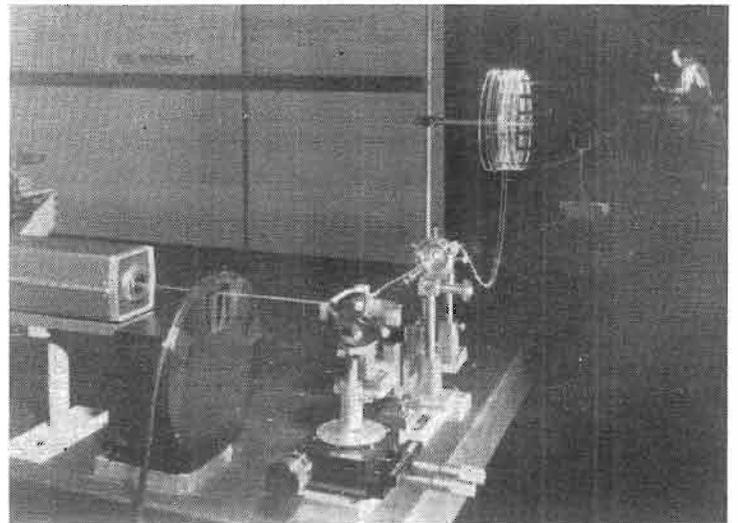


Photo 2 : On peut fabriquer des fibres optiques à très faibles pertes : des atténuations de 2 décibels par kilomètre de fibre ont été obtenues en laboratoire aux Etats-Unis (Cliché Koming).

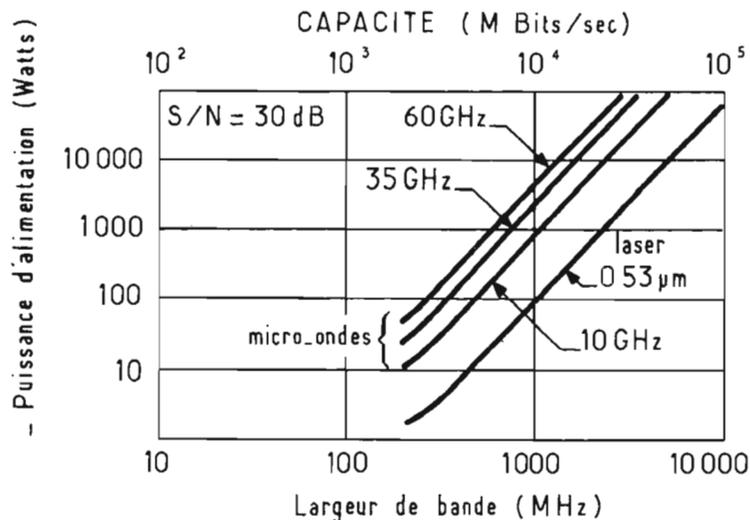


Fig. 1 : Communications entre satellites synchrones : le laser permet une considérable économie d'énergie. La longueur d'onde de 0,53 μm pourrait être obtenue avec un laser Yag au néodyme dont le faisceau subirait un doublement de fréquence.

ticulier ceux faisant usage de fanions ou de signaux de fumée. Plus près de nous, l'invention du code Morse a été la source de réalisations d'équipements de télécommunications optiques, comme l'héliographe.

Cependant, les techniques utilisant les ondes radioélectriques hertziennes ont jusqu'alors largement supplanté les procédés optiques, car elles permettent une diffusion des informations dans toute l'étendue de l'espace terrestre ou extra-terrestre, quelles que soient les conditions météorologiques. Toutefois, l'usage de plus en plus répandu des ondes radioélectriques a provoqué progressivement un encombrement de l'espace ; l'accroissement, sans cesse plus grand de la quantité d'informations à transmettre laisse prévoir une saturation à long terme de ce moyen de communication.

Grâce à sa longueur d'onde très courte, et à la possibilité de concentrer son énergie lumineuse en un pinceau très étroit, le laser est capable de véhiculer une très grande quantité d'informations sans risque d'interférences avec d'autres liaisons. Mais en 1961, lorsque les programmes de recherches sur les télécommunications optiques ont été lancés, la nature du milieu de transmission des ondes lumineuses n'apparaissait pas nettement. Ce sont donc les caractéristiques mêmes de l'onde porteuse qui ont marqué l'orientation des premières recherches, plus que les propriétés du milieu de transmission. Les limitations théoriques et techni-

ques imposées par la modulation et la démodulation de l'onde porteuse réduisant, alors, le débit de transmission réalisable par un système élémentaire à quelques centaines de mégabits par seconde, soit quelques voies de télévision ou quelques milliers de voies téléphoniques ; mais il était aisé de démontrer qu'un multiplexage temporel adéquat permettait de grouper sur une même porteuse des capacités considérables, de l'ordre de 10 000 mégabits par seconde soit environ 120 000 voies téléphoniques.

Néanmoins les perspectives par ces recherches étaient médiocres à court terme. A l'instar des ondes radioélectriques, la lumière peut être transmise à travers l'atmosphère ; mais trois phénomènes perturbent la propagation atmosphérique de faisceaux lumineux : l'absorption moléculaire (l'atmosphère est naturellement « transparente » a une plage de longueur d'ondes et absorbe les rayonnements dont la longueur d'onde n'est pas dans cette plage privilégiée) ; l'absorption et la diffusion par les aérosols, c'est-à-dire les brouillards, brumes, fumées ; enfin, la turbulence atmosphérique engendre des fluctuations aléatoires de l'indice de réfraction de l'air et provoque, dans le plan de réception, des variations de la position du faisceau lumineux, ainsi que des fluctuations de l'amplitude et de la phase de l'onde.

La forte atténuation atmosphérique de la lumière ne permet pas d'obtenir une disponibilité suffisante des liaisons optiques, sauf,

Tableau 1. - Les « fenêtres » atmosphériques : ce sont des plages de longueurs d'onde sur lesquelles l'absorption moléculaire est faible. On en dénombre six, situées dans l'infrarouge.

Fenêtre Numéro	Longueurs d'onde en microns	
	de	à
1	1	1,07
2	1,18	1,23
3	1,58	1,70
4	2,18	2,30
5	3,5	4
6	9	11

peut-être, dans certaines régions dotées d'un climat exceptionnel et généralement à faible trafic téléphonique, ou encore lorsque la liaison est très courte.

Le laser à gaz carbonique fournit une longueur d'onde qui appartient à l'une des fenêtres optiques. Plusieurs systèmes prototypes, dont le composant de base est un laser à gaz carbonique, ont été testés. Par exemple, Siemens a établi une liaison expérimentale de 5,4 km à Munich : l'information à transmettre est « imprimée » sur le faisceau laser à l'aide d'une cellule de modulation en arséniure de gallium.

Aux Etats-Unis, Holobeam, Inc a réalisé un système portatif de communications optiques, destiné, en premier lieu à des applications militaires (communications entre navires) et susceptible de trouver des applications indus-

trielles (sur chantiers par exemple). Ici, une diode laser en arséniure de gallium est modulée. L'ensemble peut être placé sur un casque, avec le récepteur et l'alimentation électrique. La lumière émise se situe dans le spectre infrarouge (longueur d'onde : 0,905 micron) ; la diode émet des impulsions optiques et la densité d'énergie maximale émise est limitée à 0,07 microjoule par cm². La portée théorique du système est de 15 km, avec une divergence de faisceau égale au milliradian ; pratiquement, on accepte une plus grande divergence de faisceau : avec une divergence de 300 milliradians, la portée n'est plus que de 75 m, ce qui paraît largement suffisant pour les applications envisagées.

Le laser devait pouvoir trouver des applications dans les communications à longue distance, dans l'espace (entre satellites par exemple). Dans l'espace, les ondes lumineuses ne risquent plus d'être absorbées ; en outre, les communications par laser présentent une grande sécurité contre toute interférence : on peut envisager de transmettre par faisceaux laser des communications ayant un caractère de secret. Le laser à hélium-néon, déjà industrialisé est utilisable dans l'espace ; il émet un faisceau rouge, visible, capable de véhiculer 30 millions de bits d'informations par seconde (fig. 1).

Un prototype de système spatial de communications par laser a été étudié par la firme américaine Lockheed Missile et Space Company. L'information à véhiculer

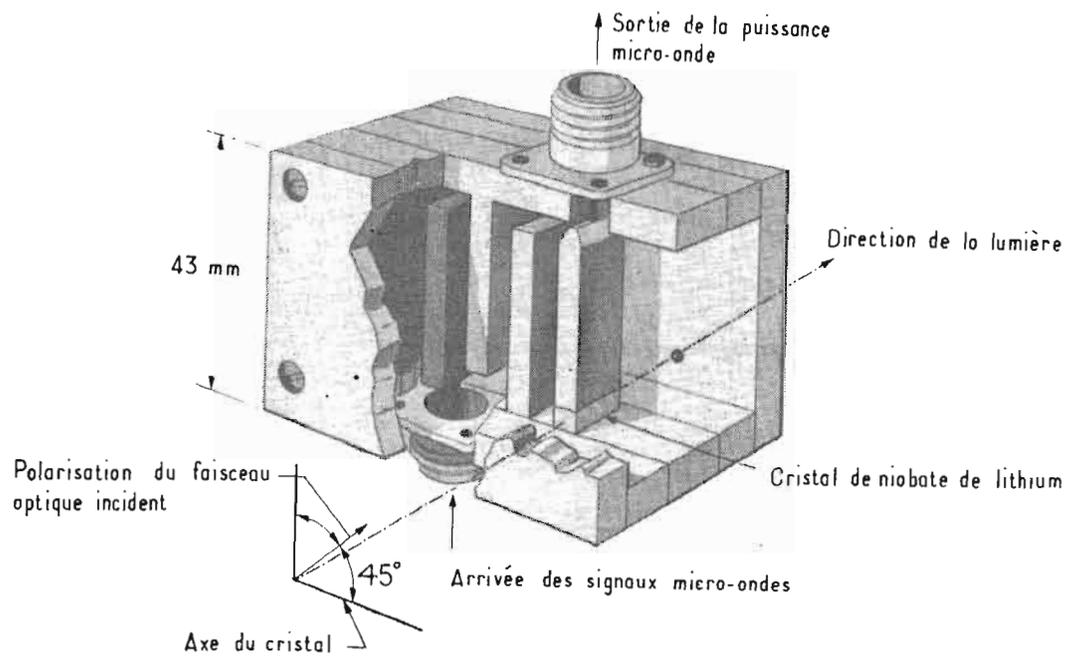


Fig. 2

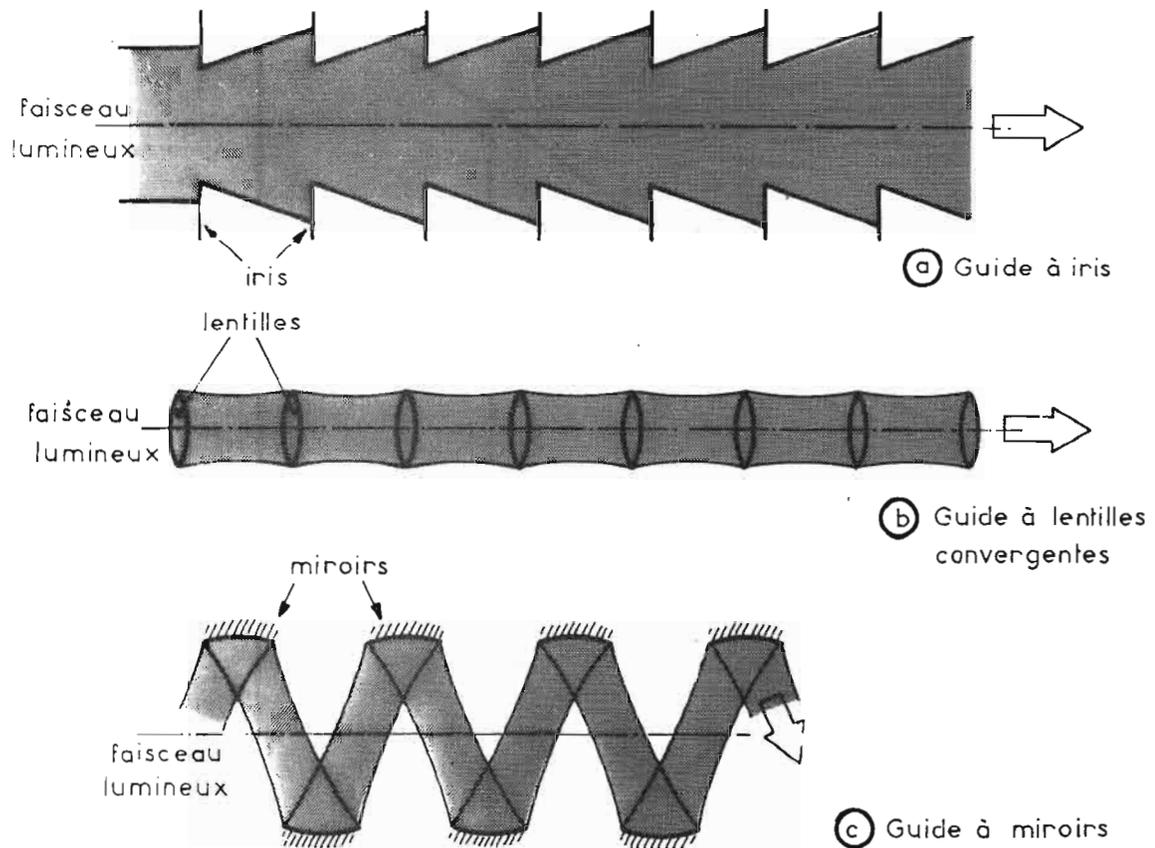


Fig. 3: Les guides à structure périodique.

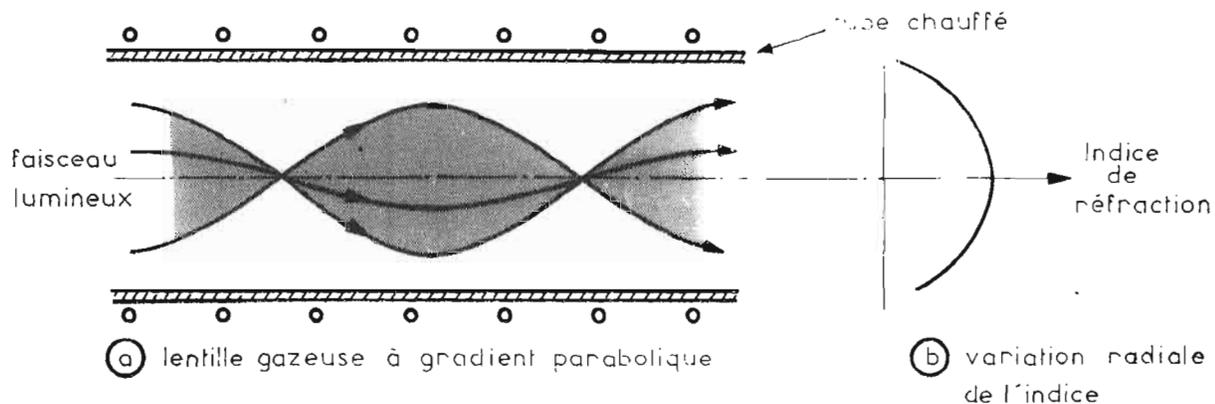


Fig. 4 : La lentille gazeuse.

est imprimée sur le faisceau grâce à un modulateur électronique (fig. 2), dans lequel le rôle prépondérant est joué par un cristal de niobate de lithium. Celui-ci module le faisceau laser à une fréquence comprise entre 0,8 et 2,3 GHz : lorsqu'un champ électrique haute fréquence est appliqué sur le cristal, les propriétés biréfringentes de ce dernier changent, et il se produit une rotation de la polarisation de la lumière incidente. Les variations de la direction de polarisation sont converties en variations d'intensité optique, au niveau du récepteur, grâce à un analyseur de polarisation. Le laser utilisé lors des expériences de Lockheed fut un laser à argon émettant un faisceau à la longueur d'onde de 0,5145 micron ; celui-ci pourrait être remplacé par un laser YAG (à grenat d'yttrium-aluminium) dopé au réodyme, émettant normalement à 1,06 micron, mais que l'on associerait à un système « doubleur de fréquence » pour disposer d'une longueur d'onde moitié moindre (soit 0,53 micron).

DES GUIDES DE LUMIÈRES POUR LES TRANSMISSIONS AU SOL.

Au sol, le laser pourrait être intégré dans le réseau de télécommunications urbaines et régionales, tout comme les câbles ou les faisceaux hertziens sont actuellement, des composants de ce réseau. Néanmoins, il convient de guider le faisceau laser porteur

d'informations, dans des systèmes à l'abri de tout phénomène atmosphérique nocif.

Plusieurs solutions ont été proposées parmi celles-ci figurent des guides à structure périodique, constitués d'iris, de lentilles ou de miroirs régulièrement espacés (fig. 3). Ils présentent une faible atténuation (1 dB/km pour les systèmes à iris, et jusqu'à 0,15 dB/km pour les systèmes à lentilles) ainsi qu'une capacité extrêmement élevée ; cependant la précision requise des alignements et la lourdeur de l'infrastructure sont telles que l'on n'envisage pas, actuellement, l'utilisation de tels systèmes.

Les lentilles gazeuses permettent aussi de constituer des guides de lumière : si l'on injecte de l'air, ou un gaz (fig. 4) dans un tube chauffé, la variation parabolique d'indice qui en résulte permet de focaliser un faisceau lumineux. Deux inconvénients limitent cependant les performances de ces systèmes : la variation d'indice obtenue est très faible et ne permet pas l'obtention de rayons de courbure inférieurs à plusieurs centaines de mètres ; d'autre part, la température à l'intérieur du tube tend à s'homogénéiser (donc on observe une homogénéisation de l'indice).

Des systèmes beaucoup plus complexes ont été envisagés, mais bien souvent, leur mise en œuvre reste délicate.

LA PERCÉE DES FIBRES ET DES LASERS

Vers 1968, une double percée technologique dans le domaine des fibres optiques et dans celui du laser à semiconducteur, est venue ouvrir des perspectives d'utilisation à terme beaucoup plus court.

La première phase de recherche avait jusqu'alors eu un caractère fondamental. Avec l'apparition des fibres optiques et du laser à semiconducteur, les programmes de recherches sur les télécommunications optiques sont entrés dans une seconde phase, et se sont concentrés sur la mise en œuvre des fibres de verre à très faible atténuation. Au début, les travaux ont continué à être orientés par la notion de très fort débit de transmission liée à la fréquence élevée de l'onde porteuse. Assez rapidement, cependant, les difficultés techniques rencontrées ont conduit les chercheurs à s'intéresser d'abord aux systèmes à faible capacité (2 à 10 mégabits par seconde), où les fibres optiques sont en concurrence avec les lignes à paire symétrique ou les câbles coaxiaux. D'ailleurs, les fibres optiques présentent un net avantage sur les câbles en cuivre pour des liaisons à courte distance en milieu urbain, où la pose de nouvelles canalisations téléphoniques pose de sérieux problèmes ; la faible diaphonie entre fibres vient renforcer cet avantage, et devrait leur ouvrir des débouchés dans le domaine militaire, ainsi qu'en informatique.

Un autre avantage vient s'ajouter aux qualités remarquables des fibres optiques : le matériau qui les constitue est du verre ou de la silice pure, c'est-à-dire des éléments très répandus dans la nature et dont la pénurie n'est pas à envisager comme c'est le cas pour le cuivre.

Les perspectives à court terme des transmissions par fibres optiques ne doivent pas faire oublier la possibilité de réaliser des transmissions à plus grande capacité (100 à 1 000 mégabits par seconde) dans un avenir qui peut ne pas être éloigné.

Ce sont les divers composants (fibres, émetteurs, récepteurs) des « opto-liaisons » qui seront analysés, dans ces colonnes, au cours des prochains mois...

Marc FERRETTI

ON LIRA AVEC INTÉRÊT

- « Le laser dans la ville », par F. Segulier. - *La Recherche*, février 1972.
- « Les fibres optiques, horizon 1980, pour les télécommunications », par R. Gaudry. - *La Défense Nationale*, décembre 1973.
- « Talking through your hat with lasers », par G. Schlisser et J. Insler. - *Electronics*, 16 mars 1970.
- « Systèmes Optiques de Transmission d'Informations » par J.-P. Christy et J. Hormière. - *Conférence présentée le 22 juin 1973 dans le cadre de l'Ecole d'Été sur le « Traitement optique du Signal ».*

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINES PIONEER SX 737

CHAINE A

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Pioneer SX737, une platine tourne-disques CEC BD2000, deux enceintes acoustiques 3A Allegretto.

Le tuner amplificateur Pioneer SX 737

Partie tuner :

Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : $1,3 \mu\text{V}$

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 35 \text{ W}/8 \Omega$
Distorsion harmonique : 0,5 %
Distorsion d'intermodulation : 0,5 %

Bande passante : 5 à 60 000 Hz

Entrées : phono : $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - micro : $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - aux. : magnéto : $150 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$
Rapport signal/bruit : 70 dB (phono)

Dimensions : 500 x 158 x 410 mm

La table de lecture CEC BD2000 :

Platine tourne-disques

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn

Système d'entraînement : courroie de transmission

Moteur : synchrone à 4 pôles

Plateau : aluminium de 1,1 kg

Diamètre du plateau : 30 cm

Pleurage : 0,1 %

Rapport signal/bruit : - 62 dB

Bras de lecture de 215 mm

Dimensions : 435 x 370 x 170 mm.

L'enceinte acoustique 3A Allegretto

Enceinte 3 voies équipée d'un Boomer de 25 cm

Courbe de réponse : 40 à 20 000 Hz

Puissance nominale : 40 W

Distorsion harmonique : < 15 %

Dimensions : 630 x 315 x 260 mm.

CHAINE B

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Pioneer SX737, une platine tourne-disques Pioneer PL12, deux enceintes acoustiques JBL década L16.

Le tuner amplificateur Pioneer SX737 (voir chaîne A)

La table de lecture Pioneer PL12.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn

Entraînement : par courroie

Moteur synchrone 4 pôles

Plateau en alliage aluminium moulé sous pression

Diamètre du plateau : 30 cm

Rapport signal/bruit : 45 dB

Pleurage et scintillement : 0,1 %

Bras tubulaire en S équilibré statiquement

Dimensions : 430 x 164 x 361 mm

L'enceinte acoustique J.-B. Lansing L16.

Enceinte 2 voies

Haut-parleurs : basses de 20 cm de diamètre

Tweeter de 3,6 cm

Puissance : 35 W

Impédance : 8Ω

Directivité : 90 dans les 2 axes.

Fréquence de raccordement : 2 000 Hz

Dimensions : 320 x 610 x 340 mm.

CHAINE C

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Pioneer SX737, une table de lecture B et O 1203, deux enceintes acoustiques 3A Adagio.

Le tuner amplificateur Pioneer SX737 (voir chaîne A).

La platine B et O 1203.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn

Moteur asynchrone

Réglage de vitesse : $\pm 6 \%$ par stroboscope incorporé

Fluctuations totales : < 0,07 %

Rapport signal/bruit : > 37 dB

Dimensions : 120 x 440 x 330 mm.

L'enceinte acoustique 3A Adagio.

Enceinte 3 voies - boomer de 31 cm de diamètre - médium de 13 cm - tweeter à dôme hémisphérique

Courbe de réponse : 35 à 25 000 Hz

Distorsion : < 1 %

Puissance nominale : 50 W

Dimensions : 630 x 400 x 300 mm



CHAÎNES PIONEER SX 434 ET 8100

A - Chaîne Pioneer SX 434.

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Pioneer SX434, une table de lecture CEC BD2000, deux enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

Le tuner amplificateur Pioneer SX 434.

Partie tuner :

Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : $1,3 \mu V$

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 16 W
Distorsion harmonique : 0,8 %
Courbe de réponse : 30 à 25 000 Hz ± 1 dB
Entrées : phono : 2,5 mV/50 k Ω - micro : 10 mV/90 k Ω - magnéto : aux. : 150 mV/80 k Ω
Dimensions : 430 x 140 x 347 mm.

La table de lecture CEC BD2000.

Platine tourne-disques
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Système d'entraînement : courroie de transmission
Moteur : synchrone à 4 pôles
Plateau : aluminium de 1,1 kg
Diamètre du plateau : 30 cm
Pleurage : 0,1 %
Rapport signal/bruit : - 62 dB
Bras de lecture de 215 mm
Dimensions : 435 x 370 x 170 mm.

L'enceinte acoustique Scientelec Eole 180.

Enceinte 2 voies
Fréquence de résonance : 30 Hz
Bande passante : 25 à 20 000 Hz
Puissance : 35 W
Equipement : H.-P. de 21 cm et tweeter
Dimensions : 423 x 293 x 240 mm.

B - Chaîne Pioneer SX 434.

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Pioneer SX 434, une table de lecture Akai AP002, deux enceintes acoustiques Siare C3X.

Le tuner amplificateur Pioneer SX 434 (voir chaîne A).

La platine Akai AP002

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Moteur synchrone 4 pôles
Rapport signal/bruit : 48 dB
Fluctuations : 0,09 %
Entraînement du plateau par courroie
Retour du bras et arrêt du plateau en fin de disque automatiques.
Dimensions : 442 x 185 x 377 mm.

L'enceinte acoustique Siare C3X.

Puissance nominale : 35 W
Bande passante : 30 à 22 000 Hz
Impédance : 4 à 8 Ω

Enceinte 3 voies
Système actif-actif
Equipement : 2 H.-P. de 21 cm et un tweeter
Dimensions : 540 x 300 x 240 mm.

C - Chaîne Pioneer 8100.

Cette chaîne comprend un amplificateur Pioneer 8100, une platine Thorens TD160, deux enceintes acoustiques 3A Allegretto.

L'amplificateur Pioneer 8100.

Puissance : 2 x 44 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,3 %
Distorsion d'intermodulation : 0,3 %
Courbe de réponse : 7 à 80 000 Hz (+ 0, - 1 dB)
Rapport signal/bruit : 95 dB
Entrées : phono : 2,5 mV/50 k Ω - micro ; aux., tuner : 150 mV/100 k Ω
Dimensions : 430 x 138 x 341 mm.

La platine Thorens TD 160.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Fluctuations totales : 0,06 %
Rapport signal/ronronnement : - 43 dB
Moteur synchrone 16 pôles
Entraînement par courroie
Plateau de 300 mm de diamètre d'un poids de 3,2 kg
Dimensions : 440 x 140 x 340 mm.

L'enceinte acoustique 3A Allegretto.

Enceinte 3 voies équipée d'un boomer de 25 cm
Courbe de réponse : 40 Hz à 20 000 Hz
Puissance nominale : 40 W
Distorsion harmonique : < 1,5 %
Dimensions : 630 x 315 x 260 mm.

D - Chaîne Pioneer 8100.

Cette chaîne comprend un amplificateur Pioneer 8100, une platine Lenco L85, deux enceintes acoustiques 3A Andante 40.

L'amplificateur Pioneer 8100 (voir chaîne C).

La platine Lenco L85.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Pleurage et scintillement : $\pm 0,08$ %
Rapport signal/bruit : 63 dB
Variation de la vitesse : ± 3 %
Moteur synchrone 16 pôles, entraînement du plateau par courroie
Dimensions : 460 x 365 x 142 mm.

L'enceinte acoustique 3A Andante 40.

Enceinte acoustique
Enceinte asservie pression
Système 3 voies
Puissance : 40 W
Courbe de réponse : 25 à 18 000 Hz (± 3 dB).

Notre Courrier Technique



Par R.A. RAFFIN

RR — 4.14 — M. François LES-PINASSE, 33 Gradignan.

Nous regrettons de ne pouvoir vous être agréable, mais aucun des composants japonais cités dans votre lettre et sous les références indiquées ne figurent dans nos documentations.

RR — 4.16 — M. Michel ALPHONSE, 43 La-Chaise-Dieu.

1) Nous avons publié le schéma d'un préamplificateur à large bande (40-850 MHz) à deux transistors BFR 99 pour antenne TV dans notre numéro 1446, page 263. Son alimentation est faite par l'intermédiaire du câble coaxial de descente.

Un autre modèle est également décrit dans notre ouvrage « **Dépannage — Mise au Point — Amélioration des Téléviseurs** » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

2) On ne peut pas utiliser un tuner comme préamplificateur d'antenne TV.

3) Voici l'adresse demandée : AEG-TELEFUNKEN S.A. 6, boulevard du Général-Leclerc, 92115 Clichy.

RR — 4.17 — M. Paul FORBOTEAUX, 07 Bourg-Saint-Andeol.

Nous avons publié un schéma de « Vu-mètre » indicateur de niveau BF dans la réponse RR — 7.27-F, page 316, n° 1374.

Pour un « Vu-mètre » de balance, veuillez vous reporter à la réponse RR — 12.34-F, page 262, n° 1396.

Vous pouvez également trouver des montages de ce genre dans l'ouvrage « **Technique Nouvelle de Dépannage des Radiorécepteurs** » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

RR — 4.18 — M. Jean-Luc LEROUX, 76 Lillebonne.

Le transistor 421 T1 peut être remplacé par le type AC 180 (classe VII).

RR — 4.19 — M. Roma CONCETTO, Wasmes (Belgique).

Nous regrettons de ne pouvoir vous être agréable, mais les circuits intégrés et transistor TMS 3112, ICL 8038, SK 2527, ne figurent dans aucune de nos documentations du moins sous ces « immatriculations ».

RR — 4.20 — M. Daniel LEFEVRE, 65 Tarbes.

1) Nous n'avons pas d'adresse au Japon du constructeur des appareils Belson.

2) Nous n'avons pas hélas, non plus, les correspondances européennes des transistors 2SA 296 et 2SC 496 utilisés en sortie de votre étage BF de puissance. D'après les immatriculations, le SA est un PNP, et le SC est un NPN ; il s'agit donc d'un montage à transistors complémentaires. D'autre part, vous nous indiquez 2 watts pour chaque type de transistors. En conséquence, nous pensons qu'il doit être possible d'utiliser respectivement un BD 140 (PNP) et un BD 139

(NPN) de la R.T.C. Vérifiez et comparez cependant les brochages, et modifiez le câblage en conséquence si nécessaire ; le cas échéant, réajuster également le courant de repos.

RR — 4.21-F — M. Alain TREMOUREUX, 56 Peillac.

1) Caractéristiques du circuit intégré TAA 611 A :

— Amplificateur BF 1, 8 W max. ; 6 ou 9 V ; 4 ou 8 Ω .

— Tension maximale d'alimentation 12 V ; intensité d'alimentation 170 mA pour 1,15 W-BF et charge de 8 Ω .

— Puissances de sortie pour distorsion = 2 % : 0,5 W (6 V ; 4 Ω) ; 0,35 W (6 V ; 8 Ω) ; 1,4 W (9 V ; 4 Ω) ; 0,9 W (9 V ; 8 Ω).

— Puissances de sortie pour distorsion = 10 % : 0,65 W (6 V ; 4 Ω) ; 0,45 W (6 V ; 8 Ω) ; 1,8 W (9 V ; 4 Ω) ; 1,15 W (9 V ; 8 Ω).

— Impédance d'entrée en boucle ouverte = 0,75 M Ω .

— Brochages (selon boîtier), voir figure RR — 4.21.

2) Il est bien évident que la puissance BF d'un amplificateur ne peut pas être égale à la puissance d'alimentation appliquée aux transistors de sortie ; elle est toujours **inférieure**. C'est précisément ce que l'on appelle le rendement, lequel dépend des types de transistors utilisés et surtout

de leur condition de fonctionnement (le rendement maximum en BF étant obtenu en classe B).

RR — 4.22-F — M. Jean-Daniel DESCADÉILLAS, 37 Tours.

1) La longue liste de circuits intégrés cités dans votre lettre ne comporte que des références industrielles propres au constructeur les ayant utilisés. Ce ne sont pas de véritables immatriculations et il n'est donc pas possible de les identifier d'après ces simples références. Il faudrait consulter votre fournisseur ou le fabricant de ces circuits intégrés.

2) L'adresse de Siliconix est : SILICONIX Inc. 2201 Laurelwood Road Santa Clara - California 95054 U.S.A.

En France : 9, avenue d'Arromanches 94100 Saint-Maur.

3) Les caractéristiques du module BF 23 de Compelec sont les suivantes : Alimentation 12 V avec + à la masse ; 2,5 W-BF max.

Impédance d'entrée = 270 k Ω ; gain en puissance = 60 dB ;

Impédance de charge = 5 Ω ; sensibilité = 110 mV pour 50 mW en sortie et 1,5 % de distorsion.

Consommation sans signal = 15 mA ; consommation pour une puissance maximale de 2 W = 280 mA.

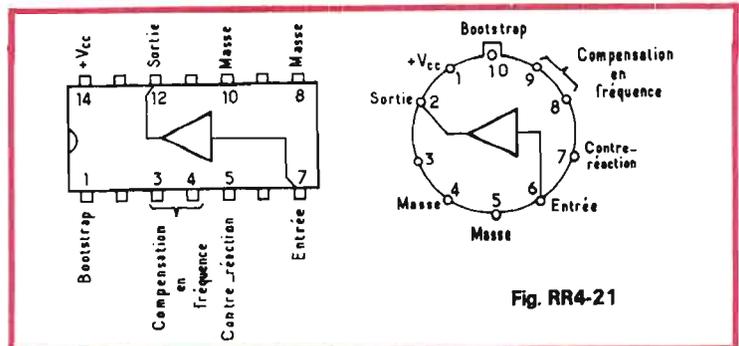


Fig. RR4-21

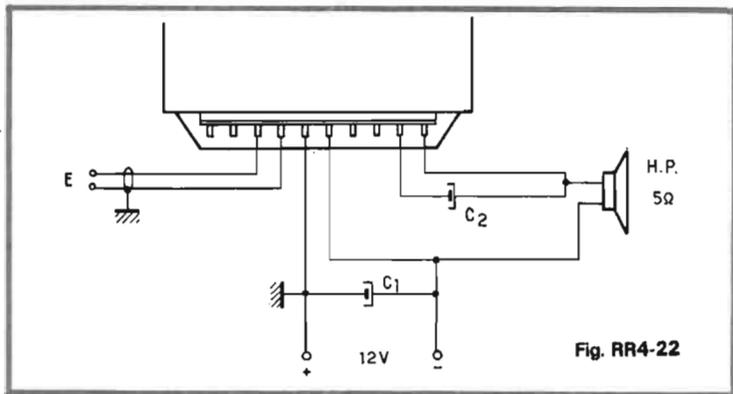


Fig. RR4-22

Un exemple d'utilisation est représenté sur la figure RR - 4.22 (C1 = C2 = 3 000 μ F minimum).

RR - 4.23-FAVRE-MOIRON, 38 Seyssinet.

Voici les caractéristiques du tube cathodique type DH 7-78 pour oscilloscope.

DH 7-78 : chauffage 6,3 C ; 0,3 ; trace verte ; tension de post-accelération = 1 200 V ; Va = 300 V ; sensibilité verticale D1-D'1 = 3,65 V/cm ; sensibilité horizontale D2-D'2 = 10,7 V/cm ; surface utile = 45 x 60 mm ; longueur = 285 mm. Brochage (voir figure RR - 4.23).

Par contre, nous n'avons trouvé aucun renseignement précis concernant le tube du type DB 13-79. Il s'agit évidemment d'un tube cathodique à trace bleue (préfixe B). Il est fort probable que ce tube présente des caractéristiques voisines de celles du tube DH 13-78 (trace verte) et qui ont été publiées à la page 67 de notre numéro 1090 (sous toutes réserves évidemment).

RR - 4.24-F - M. DE BODT Jean-Marc, 6510 Mirlanwelz (Belgique).

1) Les brochages des circuits intégrés SN 7400 et SN 7476 ont été publiés récemment sous la référence RR - 3.08 - F.

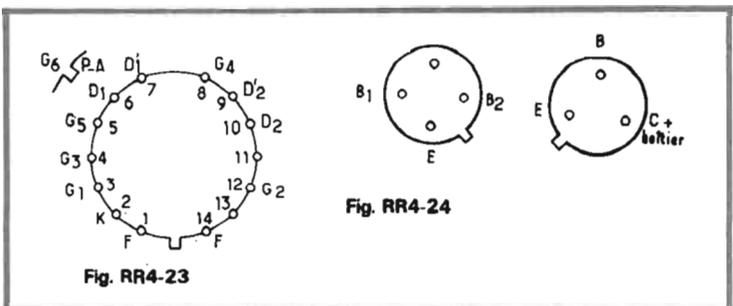


Fig. RR4-23

2) En ce qui concerne les brochages des transistors 2N 2646 et 2N 1711, veuillez vous reporter à la figure RR - 4.24).

RR - 4.25 - M. Jean-Luc ALEXANDRE, 76 Veules-les-Roses.

1) En ce qui concerne le triac équipant votre jeu de lumière, veuillez vous reporter au numéro 1 de la réponse suivante (RR - 4.27).

2) Même remarque en ce qui concerne le triac type ECC 224 que nous n'avons pas trouvé dans nos documentations.

RR - 4.26-F - M. G. KRIS-TINSKY, Wepian (Belgique)

Parmi les tubes cités dans votre lettre, voici les caractéristiques et brochages de ceux qu'il nous a été possible de trouver dans nos documentations :

5 MP 1 : tube cathodique pour oscilloscope ; diamètre d'écran = 125 mm ; chauffage = 2,5 V, 2,1 A ; Va 2 = 1 500 V ; Va 1 = 375 V ; Vgw = -50 V pour extinction ; tension maximale entre plaques de déviation et anode A 2 = 660 V. Sensibilités D1 D2 = 0,39 mm/V ; D3 D4 = 0,42 mm/V.

5516 : tétrode d'émission ; chauffage direct 6 V 0,7 A ; pente = 4 mA/V ; Wa = 15 W ; F max = 80 MHz.

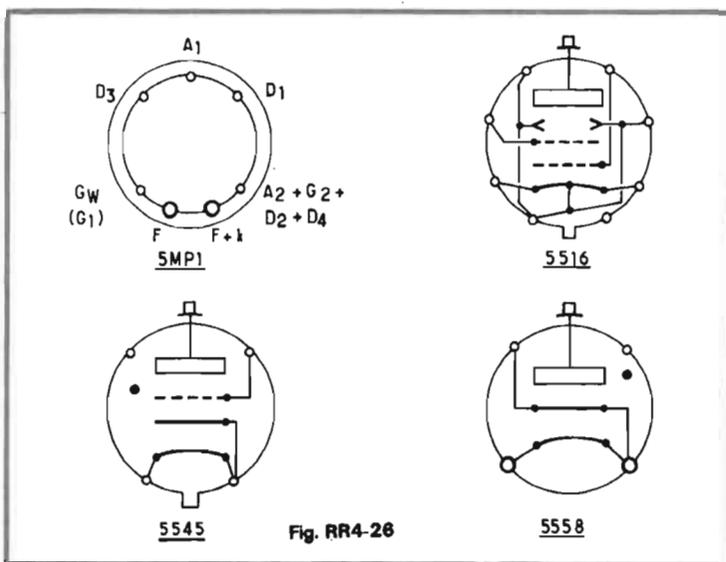


Fig. RR4-26

Classe C-HF/CW : Va = 600 V ; Vg 1 = -60 V ; Vg 2 = 250 V ; Ia = 75 mA ; Ig 2 = 15 mA ; Rk = 650 Ω ; Ig 1 = 5 mA ; Wg 1 = 0,5 W-HF ; P sortie = 32 W.

5545 : thyatron ; chauffage 2,5 V, 21 A ; tension inverse de crête = 1 500 V ; Vg = 250 V ; Ia = 6,4 A ; chute de tension interne = 16 V ; F = 150 Hz.

5558 : redresseuse à vapeur de mercure ; chauffage = 5 V/4,5 A ; tension inverse de crête max =

5 kV ; chute de tension interne = 15 V ; intensité redressée max = 2,5 A.

Les brochages de ces tubes sont représentés sur la figure RR - 4.26).

RR - 4.27 - M. Jean-Pierre COULIN, 74 Annecy.

1) L'immatriculation que vous nous donnez en ce qui concerne le triac de votre jeu de lumière, à

« Pour le
Radio-amateur »

LES QSO VISU

FRANÇAIS-ANGLAIS

de L. SIGRAND
(F2 x 5)

Le cours d'Anglais et les Compléments étaient destinés au langage des liaisons sur l'air. Cette nouvelle brochure traite cette fois des contacts directs : les radio-amateurs se rendent volontiers visite lorsqu'ils en ont l'occasion, soit en France, soit à l'étranger. Il importe donc de savoir engager et entretenir une conversation normale courante ; on n'est pas à l'aise si les idées ne viennent pas, et il est indispensable de connaître les phrases utilisables pour une première visite, les présentations ; pour parler du temps qu'il fait ; pour se renseigner sur la santé, sur ce qui concerne le séjour, le départ ; pour rendre service, s'occuper de formalités, remercier, téléphoner, visiter les magasins, s'exprimer sur l'heure et les différentes expressions de temps ; savoir donner une affirmation, un consentement, une négation, un refus ; donner des indications sur les lieux, les mouvements, les parcours ; connaître les termes utiles de quantités, de manières, d'appréciation. On disposera de nombreuses phrases concernant les actions de parler, d'apprendre, de traduire. Et pour terminer, une récréation amusante : 22 expressions utiles simples en 20 langues, que l'on ne connaît pas forcément, permettront d'augmenter l'intérêt et le caractère sympathique de la conversation. (Français, anglais, allemand, italien, espagnol, portugais, roumain, néerlandais, suédois, danois, norvégien, russe, serbo-croate, polonais, bulgare, grec, finnois, hébreu, japonais, chinois).

Format 15 x 21 — 40 pages. Prix : 8 F.

En vente à la : **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95 **C.C.P. 4949-29 PARIS**

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé.)

savoir 228 B-7408 S, n'est vraisemblablement qu'un numéro de référence propre au constructeur... Sur la DATA-Book, le 228 B est un thyristor 100 V/175 A, et le 228 M est un thyristor 600 V/175 A ; ce ne sont donc certainement pas le genre des composants utilisés sur votre jeu de lumière.

De toute façon, n'importe quel triac type 600 à 800 V/6 ou 12 A peut convenir comme organe de remplacement.

2) D'après le schéma joint à votre lettre et compte tenu de la valeur du potentiomètre, il doit certainement s'agir d'une résistance de 10 k Ω (et non pas 1 k Ω).

3) La modification que vous envisagez pour votre amplificateur BF à lampes est vraisemblablement possible. Mais pour que nous puissions en juger réellement et précisément vous indiquer ce qu'il convient de faire, il importe tout d'abord de nous faire parvenir le schéma de cet amplificateur.

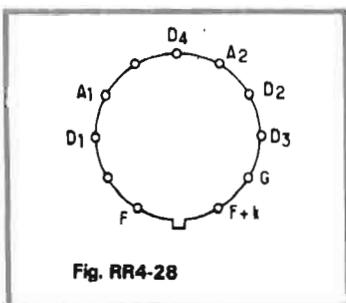
4) Un transistor AC 126 peut remplacer un AC 125 (le gain du premier étant légèrement supérieur). Par contre, un AC 138 ne peut pas remplacer un AC 132, les caractéristiques en sont très différentes.

RR - 4.28-F - M. Daniel POI-DEVIN, 44 Trignac.

Caractéristiques des tubes cathodiques suivants (pour oscilloscopes) :

3 EP 1 : Chauffage 6,3 V, 0,6 A ; $V_{a2} = 1500$ V ; $V_{a1} = 430$ V ; V_g pour extinction = - 45 V ; tension maximale entre anode A 2 et plaques de déviation = 550 V ; diamètre d'écran = 75 mm ; trace verte. Sensibilité D_1 $D_2 = 0,153$ mm/V ; D_3 $D_4 = 0,205$ mm/V.

3 GP 1 : Chauffage 6,3 V, 0,6 A ; $V_{a2} = 1500$ V ; $V_{a1} = 350$ V ; V_g pour extinction = - 50 V ; tension maximale entre anode A 2 et plaques de déviation = 550 V ; diamètre d'écran = 75 mm. Trace selon



suffixe : 4 = blanche ; 5 = verte ; 11 = bleue. Sensibilités D_1 $D_2 = 0,21$ mm/V ; D_3 $D_4 = 0,24$ mm/V.

Le brochage de ces deux tubes est identique et est représenté sur la figure RR - 4.28.

3 WP 1 : Veuillez vous reporter à notre N° 1239, page 186.

RR - 4.29 - M. Claude CHARPENTIER, 16 La Couronne.

1) Sur les chaînes TV - UHF (2^e et 3^e chaînes), lorsque le réglage du tuner sur le canal à recevoir est incorrect, il peut se produire effectivement un important flouement dans l'audition du son ; c'est la sous-porteuse « chrominance » qui passe dans le son. Naturellement, pour un réglage correct, cela ne doit pas se produire.

2) Quant aux lignes blanches légèrement inclinées qui apparaissent principalement sur la partie supérieure de l'image, c'est le défaut caractéristique d'un mauvais effacement du retour de trame. Malheureusement, en l'absence de schéma de votre appareil, il ne nous est pas possible de vous indiquer les organes à vérifier.

RR - 4.30 - M. René MOREAU, 29 Brest.

Caractéristiques du transistor AD 149 :

PNP germanium pour sortie BF de puissance ; $V_{cb} = 50$ V ; $V_{ce} = 30$ V ; $V_{eb} = 20$ V ; I_c max = 3,5 A ; $P_{tot} = 27,5$ W max. ; $T_j = 100$ °C ; $h_{fe} = 30$ à 60 A ; $I_b = 1$ A ; F max = 500 kHz ; V_{ce} sat = 0,7 V à $I_c = 3$ A ; $V_{be} = 1,1$ V à $I_c = 3$ A.

RR - 4.31 - M. F. GUYOT, 35 Saint-Malo.

Nous ne pouvons pas vous détailler ici toute la réglementation en vigueur se rapportant à la bande 27 MHz. Vous pourriez prendre connaissance de cette réglementation dans l'ouvrage L'ÉMISSION ET LA RÉCEPTION D'AMATEUR, 8^e édition, (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

Nous vous dirons simplement que les postes privés libres (PPL) émetteurs-récepteurs, dont l'utilisation est accordée de plein droit, doivent être exclusivement portatifs, fonctionner en modulation d'amplitude dans la bande 26,960 à 27,280 MHz, et n'utiliser que l'antenne-fouet normalement prévue sur le boîtier. La puissance maximale fournie à l'antenne ne doit pas excéder 5 mW, et la puissance d'alimentation ne doit pas être supérieure à 250 mW.

Dans cette même gamme de fréquences (limites indiquées ci-dessus), un second type d'installation peut être envisagée et se rapporte à des appareils dont la puissance est comprise entre 5 et 50 mW.

Enfin, nous avons les radiotéléphones proprement dits dont la puissance doit être comprise 50 mW et 3 W et qui doivent fonctionner dans la partie supérieure de la gamme 27 MHz sur l'une des fréquences suivantes : 27 290, 27 230, 27 330, 27 340, 27 350, 27 360, 27 370, 27 370, 27 390, 27 400, 27 410 et 27 430 kHz.

RR - 4.32-F - M. Jean HAUSKNOST, 50 Saint-Lo.

D'après vos explications, il est évident que les tensions de sortie fournies d'une part par le tuner radio et d'autre part par le pick-up sont très différentes l'une de l'autre. En conséquence, il est indispensable de faire suivre la tête de lecture pick-up par un petit préamplificateur dont nous vous proposons le schéma sur la figure RR-4.32.

Dans ce montage de transistor Q_1 réalise l'adaptation d'impédance nécessaire (entrée à impédance relativement élevée) pour l'utilisation de votre pick-up piézoélectrique. Les étages suivants Q_2 et Q_3 fournissent la préampli-

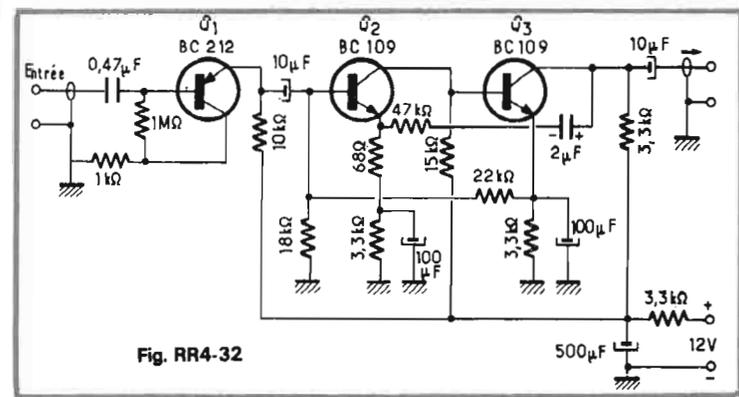
fication nécessaire, qui vous fait défaut, et ce, avec une réponse « amplitude/fréquence » parfaitement linéaire compte tenu de la valeur des éléments de contre-réaction utilisés. L'alimentation doit être effectuée sous une tension de 12 V, avec le « moins » à la masse, soit à partir d'une pile, soit à partir de tout autre dispositif d'alimentation fournissant cette tension continue.

RR-4.33 - M. MERKLEN, 67 Hangenbieten.

Nous n'avons pas connaissance de l'existence dans le commerce d'adaptateurs ou convertisseurs qui par changement de fréquence, permettent de recevoir la bande « Marine » (1,6 à 4,2 MHz) à l'aide d'un récepteur ordinaire GO/PO/OC.

Toutefois, si vous disposez de la collection de notre revue LE HAUT-PARLEUR, vous pourriez valablement vous reporter aux numéros 1099 et 1100 dans lesquels le sujet a été traité et des montages décrits.

Vous pouvez également vous reporter à notre ouvrage L'ÉMISSION ET LA RÉCEPTION D'AMATEUR - 8^e édition (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris). Dans cet ouvrage, à partir de la page 252, nous décrivons de nombreux montages d'adaptateurs ondes courtes ; il suffit alors de partir d'un adaptateur prévu, par exemple pour la bande 3,5 MHz, et de réaliser des bobinages permettant l'accord dans la bande « Marine » (ces bobinages comporteront donc évidemment davantage de tours). Nous ne pouvons évidemment pas vous donner plus de précisions ici, car cela dépend du montage choisi. Nous restons, le cas échéant, à votre disposition pour tous renseignements complémentaires.



RR - 4.34 - M. Raymond RIAND, 66 Rivesaltes.

Nous vous signalons qu'un montage de disjoncteur électronique pour alimentation a été décrit dans notre revue sœur RADIO PLANS N° 330, page 66. Dans les éditions de cette même revue, vous pourriez également vous reporter aux numéros 292, 304 et 315.

Bien entendu, des circuits disjoncteurs de protection ont également été décrits dans LE HAUT-PARLEUR ; veuillez par exemple vous reporter aux numéros suivants : 1108, 1198, 1222 et 1247.

RR - 4.35 - M. Gérard TEISSEIRE, 84 Avignon.

Nous vous précisons qu'un montage de commande par le son « à bascule », c'est-à-dire qu'un premier claquement (par exemple) fait coller le relais, un deuxième claquement le fait décoller, etc. a été décrit dans la revue RADIO PRATIQUE N° 1356, page 30.

RR - 4.36 - M. J.C. CLAUZURE, 24 Sarlat.

1) Nous ne voudrions pas vous décourager, mais puisque vous nous avouez être un tout jeune débutant en électronique, il nous semble que ce que vous envisagez de faire par vous-même est un petit peu trop complexe ! En effet, câbler ou construire est une chose ; la mise au point en est une autre... De ce fait, nous vous conseillons plutôt de faire appel à du matériel commercial et nous vous suggérons de contacter, par exemple, les établissements « MAGNETIC - FRANCE 175, rue du Temple 75003 Paris », établissements qui auront très certainement quelque chose à vous proposer et qui correspondra à ce que vous recherchez.

2) Certes, il a été fabriqué des amplificateurs BF qui comportaient des réglages de « graves », « aigus », et « médiums ». Pratiquement, cela ne se fait plus guère ; en effet, si l'on ne considère que les réglages « graves » et « aigus », il est bien évident qu'un affaiblissement des « graves » et « aigus » se traduit simultanément par un renforcement des « médiums » (et inversement).

RR - 4.37 - M. Patrice IBOS, 9 2 Neuilly-sur-Seine.

Pour la réalisation de la bobine présentant une inductance de 88 mH que vous envisagez de faire, deux solutions sont possibles :

1) Utilisation d'un tore en ferrocube (R.T.C.) ; qualité 3E1 ; type 29/29/7,5 ;

2) Utilisation d'un pot en ferrocube (R.T.C.) ; qualité 3H1/3B7 ; type FP 30/19 ; avec vis de réglage permettant une variation de l'inductance de l'ordre de 10 %. Utiliser la vis de réglage « noire » ; les deux demi-pots devront être bien joints, serrés et collés.

Les nombres de tours sont les suivants :

Sur tore = 228 tours ;

Sur pot = 235 tours ;

Fil de cuivre émaillé de 35/100 de mm.

La réalisation sur tore est évidemment plus difficile, plus longue, mais elle présente l'avantage d'obtenir une bobine sur laquelle aucun risque d'instruction n'est possible.

RR - 4.38 - M. CARDIET, 95 Argenteuil.

Un « Vu-mètre » d'entrée doit évidemment comporter son propre petit amplificateur afin d'obtenir une déviation convenable de l'aiguille de l'indicateur. Un montage de ce genre a fait l'objet de la réponse RR - 9.16-F, publiée à la page 155 de notre No 1145, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

RR - 4.39 - M. Patrick GALEA, 06 Nice.

Il doit être vraisemblablement possible d'adjoindre un correcteur physiologique à votre appareil. Mais comme nous avons l'habitude de le dire chaque fois dans des cas semblables, pour que nous puissions en juger et vous indiquer ce qu'il convient de faire, il est indispensable que vous nous communiquiez préalablement le schéma de votre appareil. De toute façon, il faudra très certainement remplacer le potentiomètre actuel par un modèle comportant une prise auxiliaire nécessaire à la connexion des éléments constituant le correcteur physiologique.

RR - 4.40 - M. Didier PAINAULT, 93 Bagnole.

Nous ne pouvons pas vous dire a priori si les transformations et adjonctions que vous envisagez de faire sur votre modulateur de lumière sont possibles sans avoir connaissance du schéma de l'appareil. A toutes fins utiles, nous vous signalons que des montages simples permettant la sortie d'un canal négatif ont fait l'objet des réponses RR - 2.37-F, page 263, No 1410 et RR - 7.12-F, page 334, No 1424 de notre revue.

RR - 4.42 - M. Philippe FOURVROY, 22 Tregastel.

1) Le montage dont vous nous soumettez le schéma provoque inévitablement certains déphasages du fait des bobines, transformateur et condensateurs qu'il comporte. Mais déphasage ne veut pas dire effet stéréophonique, et nous sommes sceptiques sur son efficacité... En principe, le montage que l'on vous a proposé devrait se connecter aux sorties

« haut-parleur » de l'amplificateur.

2) Nous n'avons pas d'autre schéma de ce « genre » à vous proposer.

RR - 4.43 - M. Michel ARCAMBAULT, 69 Oullins.

Nous pensons que vous faites allusion aux phototransistors au silicium NPN des types BPX 25, 29, 70, 95A... de la R.T.C. qui présentent effectivement des temps de réponse qui se chiffrent par quelques microsecondes.

Toutes caractéristiques de ces phototransistors (qui vous permettront de faire votre choix pour le type convenable) ainsi que les modes d'utilisation peuvent être obtenus auprès de la firme précédemment citée. Dans votre région, il convient alors de vous adresser aux établissements RHONALCO 4, rue Roger Bréchan 69003 Lyon.



MÉTÉOROLOGIE

de Ch. FEVROT
et G. LEROUX

La « MÉTÉOROLOGIE » de Messieurs G. LEROUX et Ch. FEVROT est un livre clair qui fait un tour rapide et forcément sommaire des problèmes météorologiques.

Cet ouvrage est surtout destiné à faciliter aux auditeurs radio ou aux spectateurs TV la compréhension des explications des météorologistes professionnels.

L'ouvrage se termine par un aperçu sur le climat français, ce qui pourra toujours être utile et un glossaire facilitera aux lecteurs la compréhension des termes techniques.

Sommaire :

L'atmosphère — Insolation et échauffement de l'atmosphère — La pression atmosphérique — L'humidité atmosphérique, les nuages et les précipitations — Les renseignements météorologiques — La prévision du temps — Le climat de la France.

Un volume broché, format 15 x 21, 96 pages, 52 cartes et dessins. Prix : 20 F.

En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé.)

RR - 4.41-F - M. Raymond GALLEY, 53 Château-Gontier a été très intéressé par notre article sur les céramiques piézoélectriques (ou piézoxydes) publié dans le No 1 486 et nous demande si l'on ne pourrait pas utiliser des petits transducteurs 36 kHz (tel que celui décrit à la page 150, figure 18 de l'article cité ci-dessus) pour réaliser des émetteurs-récepteurs à courte distance (télécommande), des dispositifs d'alarme, des systèmes de comptage, etc.

Oui, bien sûr, cela est possible, d'autant que ce type de transducteur est robuste, fiable, et que de telles installations ne nécessitent aucune autorisation préalable du Ministère des Télécommunications.

Voici quelques exemples de réalisations pratiques correspondant à ce que vous souhaitez (extraits des Notes d'Applications PNA 100, 101 et 105 de la R.T.C.).

EMETTEURS POUR TRANSDUCTEURS 36 kHz

La solution la plus simple pour réaliser un émetteur compatible avec le transducteur 36 kHz cité serait de réaliser un oscillateur à bobine et condensateur qui utilise très peu de composant.

Néanmoins, on se heurte généralement à un problème pratique : la réalisation de la bobine, principalement dû à la difficulté d'approvisionnement des pots ferrite et des noyaux.

C'est pourquoi les différents schémas que nous allons présenter n'utilisent pas de bobine (figure RR - 4.41).

Emetteur sans bobine.

La figure 1 décrit un circuit où l'oscillateur est réalisé sans bobine. Ce montage produit une pression ultrasonore d'environ 0,5 Pa à 36 kHz à une distance de 1 m. La fréquence de travail peut augmenter jusqu'à environ 39 kHz.

Emetteur à multivibrateur.

La figure 2 décrit un oscillateur multivibrateur capable de piloter un transducteur 36 kHz. La pression obtenue à une distance de 1 m est d'environ 0,35 Pa.

Les diodes placées dans les émetteurs des transistors éliminent les pointes de tensions qui se produisent entre base et émetteur.

RECEPTEURS POUR TRANSDUCTEURS 36 kHz.

Nous allons décrire deux genres de récepteur. Tout d'abord un

télérupteur qui fonctionne par tout ou rien. Ce récepteur associé à un émetteur peut servir pour la commande à distance ou encore pour la détection de passage dans le cas où l'on forme entre émetteur et récepteur une barrière ultrasonore. La seconde application que nous allons décrire est la détection par effet Doppler qui est tout indiquée pour la réalisation de système de détection de mouvements (exemple : antivol).

Télérupteur ultrasonore.

Les figures 3 et 4 représentent deux récepteurs respectivement à un et deux étages. Lorsque le transducteur reçoit une onde ultrasonore, la lampe s'allume.

Un relais peut être utilisé à la place de la lampe et l'on peut, dans ce cas, utiliser le contact travail ou le contact repos.

Une plus grande sensibilité et par conséquent une plus grande portée, sont obtenues avec un récepteur à trois étages comme celui décrit à la figure 5.

Etant donné la grande amplification en tension que nous avons dans ce cas (environ 100 dB), il est nécessaire de prendre garde aux parasites de réaction qui pourraient produire des oscillations.

Une solution efficace est d'introduire une capacité (≤ 27 pF) entre la base et le collecteur du transistor du premier étage. Dans ce cas, le gain de cet

étage est considérablement réduit.

Détection de mouvement par effet Doppler.

Tout mouvement d'objet réflecteur d'ultrasons produit un décalage de fréquence de l'onde ultrasonore réfléchi par rapport à l'onde ultrasonore incidente. C'est l'effet Doppler qui s'exprime ainsi :

$$\Delta f = 2f \frac{v}{v_a}$$

formule dans laquelle $v \ll v_a$ et où Δf est le décalage de fréquence ; f est la fréquence de l'onde incidente ; v est la vitesse de l'objet ; v_a est la vitesse de

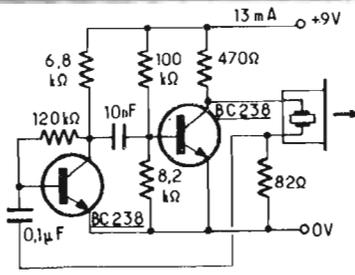


Fig. RR4-41 (Fig. 1)

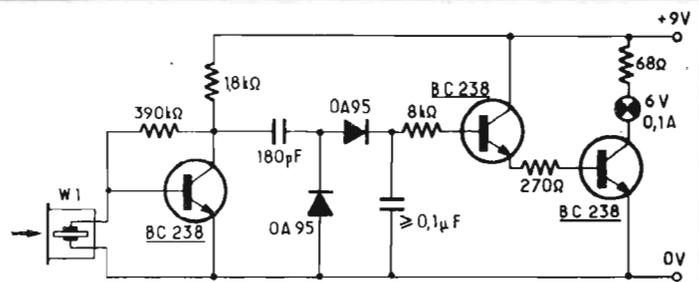


Fig. RR4-41 (Fig. 3)

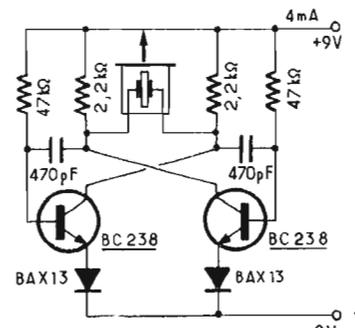


Fig. RR4-41 (Fig. 2)

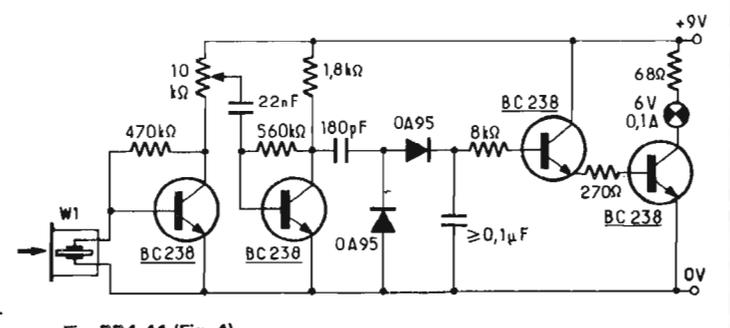


Fig. RR4-41 (Fig. 4)

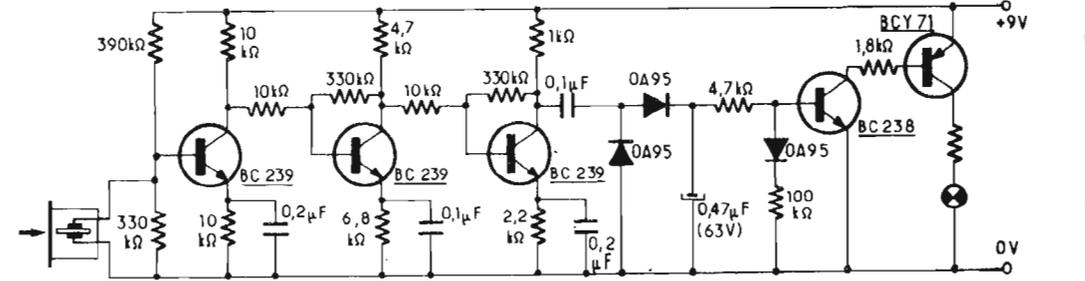


Fig. RR4-41 (Fig. 5)

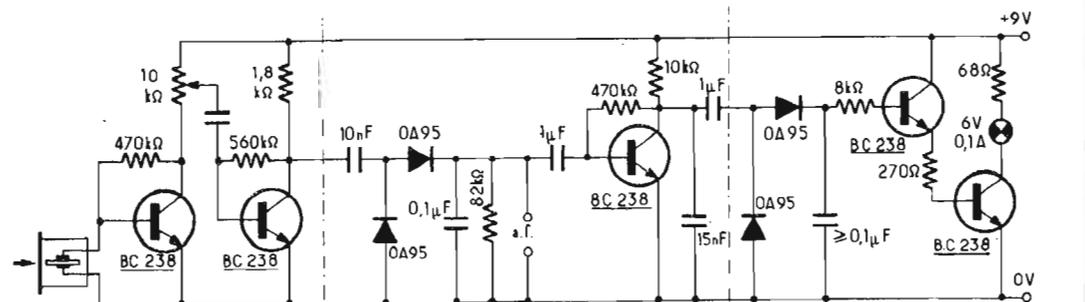


Fig. RR4-41 (Fig. 6)

propagation de l'onde ultrasonore dans l'air.

Exemple : Pour $f = 36 \text{ kHz}$ et $v = 1 \text{ m/s}$, Δf est d'environ 215 Hz .

Ce décalage de fréquence peut être détecté par un discriminateur de fréquence.

Le circuit décrit dans la figure 6 peut être utilisé pour détecter des décalages de fréquence de 5 Hz à 1 kHz , ce qui correspond à des vitesses de $0,02 \text{ m/s}$ à 5 m/s . Ce circuit est donc immédiatement utilisable pour réaliser un système d'alarme.

RR - 4.44 - M. H. NAUDET, 92 Colombes.

Nous ne disposons pas du schéma du téléviseur « Universal » série 267 type C. Mais puisque vous nous citez précisément le nom de la maison où vous l'avez acheté, c'est à ce fournisseur qu'il convient de réclamer le schéma de votre appareil.

Parallèlement, nous pensons que ce même fournisseur devrait être en mesure de vous réparer ce récepteur.

RR - 4.45 - M. Claude Jean MURACCIOLE, 38 Grenoble.

Il est déjà souvent difficile de se procurer les schémas de téléviseurs récents ; mais cela devient évidemment très problématique et encore bien plus compliqué lorsqu'il s'agit de téléviseurs très anciens ou de marques ayant disparues.

Néanmoins, puisque vous nous dites que le téléviseur que vous avez récupéré semble être construit à partir de platine OREGA, peut-être pourriez-vous essayer de contacter cette firme dans le but d'obtenir les schémas des dites platines ; en voici l'adresse :

OREGA - Circuits et Communications, Division circuits imprimés, 106, rue La Jarry, 94300 Vincennes.

RR - 4.46 - M. Chrstian MOCOZET, 01 Bourg-en-Bresse.

Votre problème entre microphone et mélangeur n'est pas une question d'adaptation d'impédances. C'est votre mélangeur qui présente une sensibilité d'entrée

insuffisante vis à vis de la tension moyenne BF délivrée par les microphones.

La solution consiste donc à intercaler un petit préamplificateur entre chaque microphone et les entrées correspondantes du mélangeur.

Dans ce but, vous pourriez vous reporter à la figure RR - 4.32, montage dans lequel vous éliminerez l'étage d'entrée Q1. En d'autres termes, le microphone sera connecté au condensateur de $10 \mu\text{F}$ de Q2 et la sortie de Q3 aboutira à l'entrée correspondante du mélangeur.

RR - 4.47 - M. Goupy, 69 Venissieux.

Nous pensons que notre article « Pour recevoir la B.L.U. » publié dans notre numéro 1499 (page 347) vous aura donné satisfaction, puisqu'en fait le montage proposé correspond exactement à ce que vous recherchez.

RR - 4.48 - M. A. MANICH, Rabat.

La vérification générale d'un magnétophone (et notamment la mise au point du positionnement des têtes) est exposée dans notre ouvrage Technique Nouvelle de Dépannage des Radiorécepteurs, chapitre X, § 3 (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris). Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à cet ouvrage, car l'exposé des opérations à effectuer est assez long et sortirait du cadre de cette rubrique.

RR - 4.49 - M. Michel BLANC, 07 Privas.

1) Pour connaître les noms et adresses des « radio-amateurs » d'après leurs indicatifs transmis sur les ondes, il faut vous procurer la nomenclature publiée par le R.E.F. (Réseau des Emetteurs Français 60, boulevard de Bercy 75012 Paris).

2) En ce qui concerne les codes, abréviations, préfixes de nationalité, etc. veuillez vous reporter à notre ouvrage l'EMISSION ET LA RECEPTION D'AMATEUR, chapitre XXII (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

RR - 4.50 - M. Jean Pierre GUILLOU, 94 Alfortville.

Il est possible de réaliser un atténuateur à plots (donc à plusieurs positions d'atténuation) qui serait intercalé entre les sorties des amplificateurs BF et les enceintes acoustiques. Il s'agit généralement d'atténuateurs en T qui maintiennent évidemment constante l'impédance quelle que soit la position d'affaiblissement.

De tels organes existent effectivement dans le commerce... et vous nous parlez d'un prix excessif ! Mais il faut penser au nombre de résistances nécessaires et surtout aux puissances qu'elles doivent dissiper (votre amplificateur étant un modèle de $2 \times 30 \text{ watts}$).

D'autres part, nous ignorons évidemment le but exact que vous poursuivez... mais, s'il ne s'agit que de régler le volume sonore de l'audition, il semble que l'habituel potentiomètre de « volume » de l'amplificateur puisse remplir le même office, et ce, bien plus simplement !

RR - 4.51 - M. Philippe HERTIER, 1181 Mont Sr. Rolle (Suisse).

1) Nous ne disposons pas du schéma de l'appareil militaire Wireless-SET 31 3FV - ZI ZA 39 058.

2) En ce qui concerne les antennes pour la gamme $144 - 146 \text{ MHz}$, veuillez vous reporter : a) - soit à l'ouvrage LES ANTENNES (de Brault et Plat) ; b) - soit à l'ouvrage l'EMISSION ET LA RECEPTION D'AMATEUR (chapitre XII consacré aux antennes).

Ces ouvrages sont en vente à la Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris.

RR - 4.52 - M. J. Pierre COULON, 03 Montluçon.

Votre question n'étant pas très précise, nous nous permettons tout d'abord de vous renvoyer à l'article se rapportant à l'installation d'antennes radio AM/FM qui a été publié dans le numéro 1322, page 90.

Le cas échéant, nous restons à votre disposition si vous voulez bien nous fournir des précisions complémentaires.

RR - 4.53 - M. Gilbert RICHARD, 26 Romans.

Les responsable de cette rubrique peut vous garantir qu'il a répondu à votre demande reçue en décembre.

Cette réponse portait la référence RR - 12.32-F (avec figure) parmi un groupe de réponses qui ont été publiées depuis ; nous ignorons la raison pour laquelle votre réponse ne l'a pas encore été (du moins à la date de votre réclamation)... Un oubli, sans doute, qui aura probablement été réparé lorsque vous lirez ces lignes.

M. Roger PAQUET, 63 Clermont-Ferrand.

Même observation en ce qui vous concerne. Réponse rédigée sous la référence RR - 2.11-F.

RR - 4.54 - RECTIFICATIF

En ce qui concerne notre article sur la « Maintenance des Emetteurs S.S.B. » publié dans le numéro 1503, précisons que la résistance aboutissant à la grille du tube T (figure 5, page 337) présente une valeur de $2,2 \text{ M}\Omega$ (et non pas $22 \text{ M}\Omega$).

RR - 5.05 - M. Guy REGNAULT, 50 Pont-Hébert.

Dans les Nos 1334, 1338, 1343, 1347, 1351, 1355, 1360 et 1364, notre collaborateur M. THOBOIS a décrit par le menu un ensemble émetteur-récepteur de radiocommande digitale à six canaux pour avion.

Il est bien évident qu'il est aisé d'adjoindre deux canaux supplémentaires pour en obtenir huit ; il suffit d'ajouter deux groupes de composants complémentaires correspondant à ces deux canaux, à l'émission comme à la réception.

Il est non moins évident qu'en lieu et place d'un avion, cet ensemble peut tout aussi bien radiocommander un bateau. Ce n'est qu'une question d'application des servo-mécanismes.

TRANSCEIVER TRANSISTORISE

monobande B. L. U.

CETTE réalisation qui couvre la seule bande 80 m mais qui pourrait, sans difficulté, être convertie à toute autre et, en particulier, à la bande 20 m, utilise le système modulaire et fait appel à des composants

miniatures qui conduisent, pour un encombrement réduit, à un appareil complètement autonome, délivrant une puissance de 10 W avec une excellente qualité. L'assemblage de modules permet des modifications ultérieures, ce

qui est précieux pour un expérimentateur.

Autour d'un filtre à 4 quartz, XF9A, associé à un seul quartz de porteuse XF902 (9001,5 kHz), nous trouvons un certain nombre de composants discrets dont 12

transistors NPN, 9 transistors à effet de champ et 5 circuits intégrés, du type « grand public », donc faciles à approvisionner. On notera, en particulier, le circuit intégré MC 1496 qui présente des caractéristiques exceptionnelles

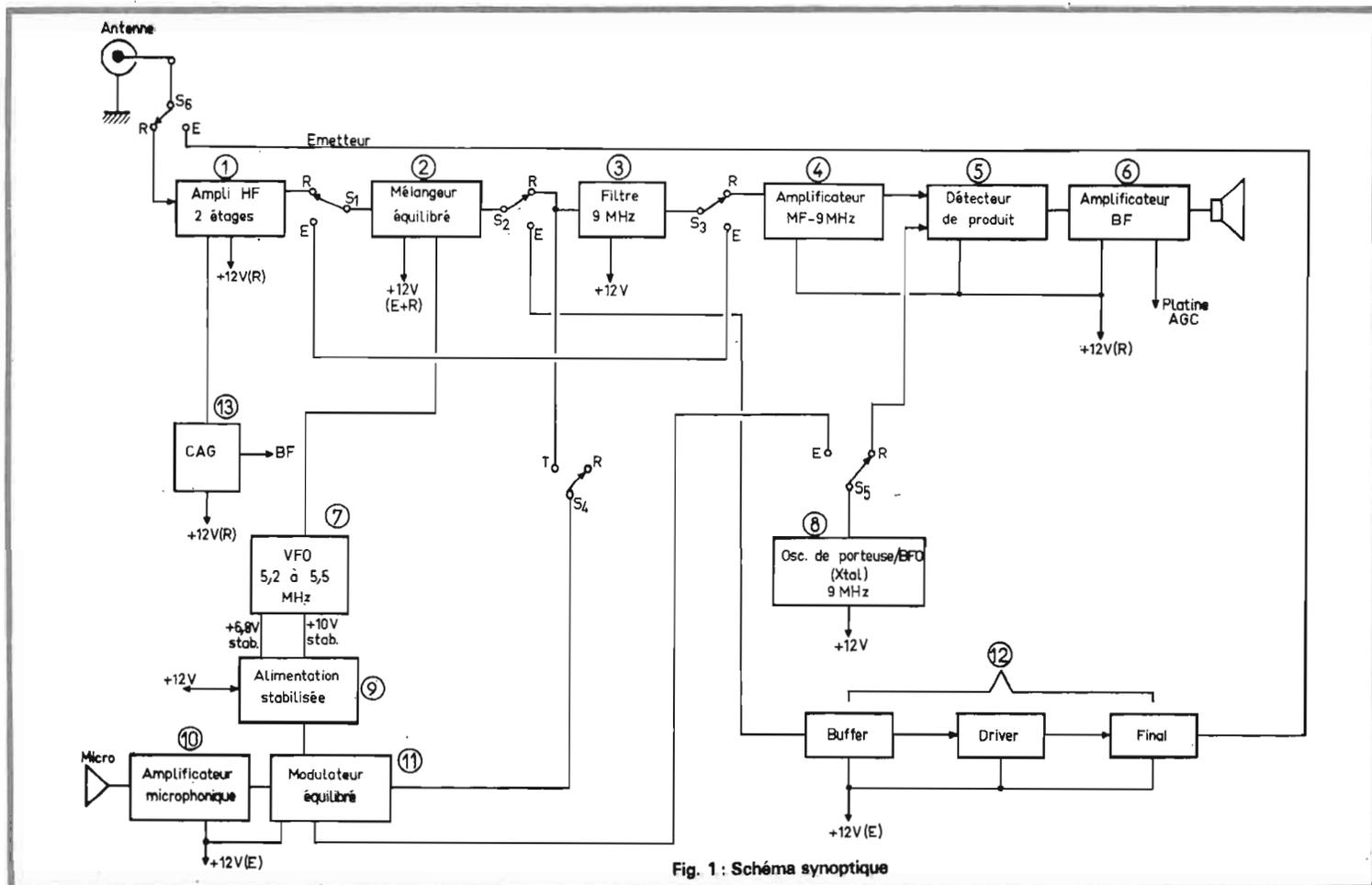


Fig. 1: Schéma synoptique

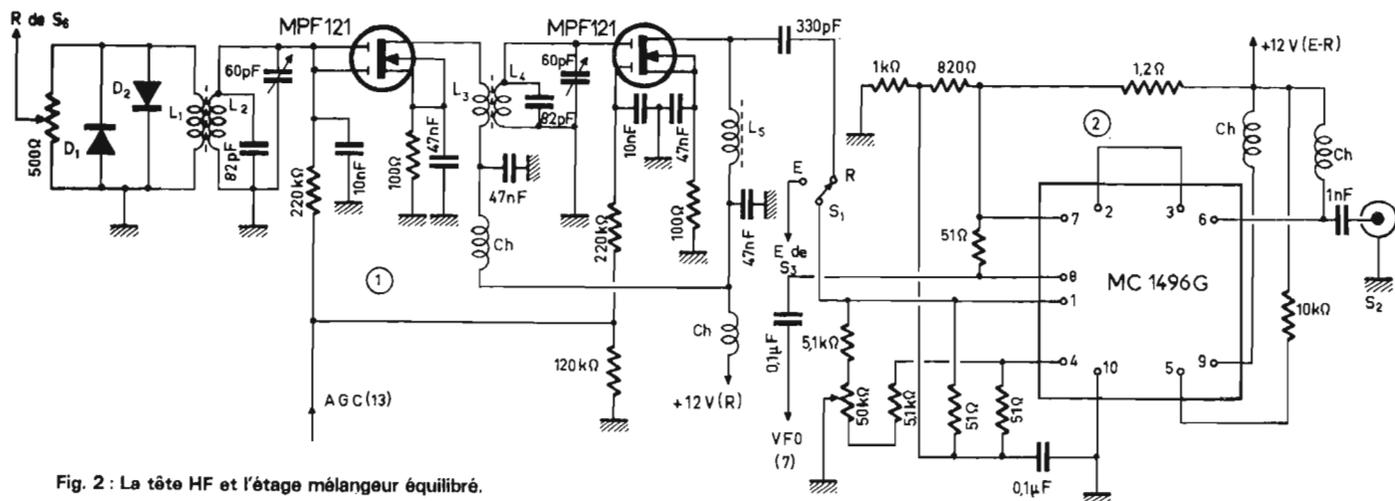


Fig. 2 : La tête HF et l'étage mélangeur équilibré.

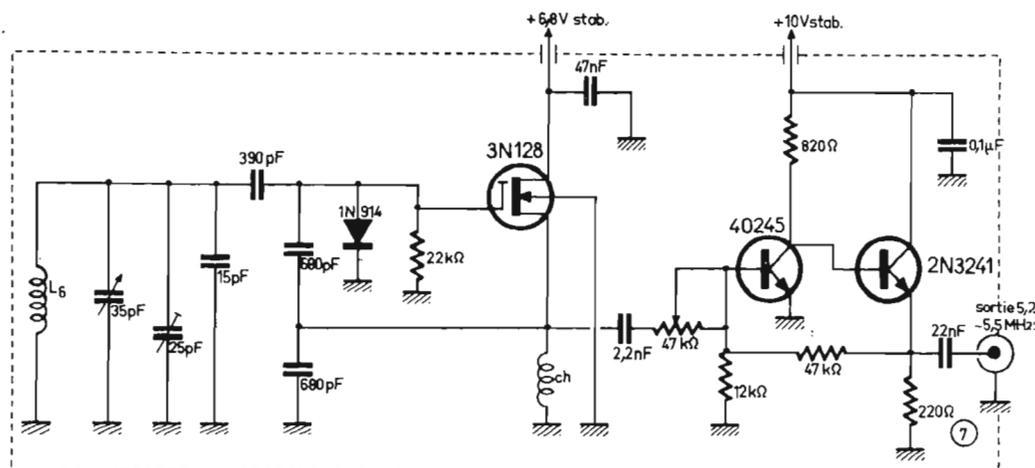


Fig. 3 : le VFO.

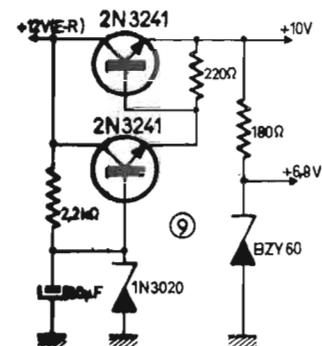


Fig. 4 : L'alimentation stabilisée du VFO.

dans les fonctions de mélangeur, détecteur de produit et modulateur équilibré ce qui se traduit, notamment, par une atténuation spectaculaire des composantes du mélange et des harmoniques de celles-ci, dans la mesure où la tension des signaux injectés reste limitée au niveau fixé par les caractéristiques.

Le fait que l'on se soit limité à une seule bande conduit à une grande simplification dans la commutation qui s'effectue au moyen d'un commutateur ($S_{1,2,3,4,5,6}$) à deux positions, et permet de sélectionner les circuits qui se limitent à la réception, ceux qui ne servent qu'à l'émission et ceux qui sont en service permanent comme l'alimentation, le VFO, le filtre, le mélangeur, etc.

Nous analyserons successivement les différents modules dont l'ensemble constitue cette réalisation tout à fait à la portée d'un amateur moyen. Afin de mieux les identifier, nous les avons nantis d'un numéro d'ordre conven-

tionnel que l'on retrouve à la fois dans le schéma synoptique de la figure 1, aussi bien que dans les divers schémas électriques.

LA RÉCEPTION

C'est par là que nous commencerons. Le schéma synoptique aide à en comprendre le principe puisque les commutations sont en position R (réception). La tête HF comporte trois éléments principaux : en partant de l'antenne, l'amplificateur HF à 2 étages (1), le mélangeur équilibré (2), le VFO (7), associé à une stabilisation des tensions (9).

L'AMPLIFICATEUR HF

Deux étages comportant le même MOSFET à double porte MPF121 (ou 40673) procurent sinon le meilleur rapport signal/bruit, du moins une sensibilité identique aux récepteurs les plus élaborés. En outre, ce type de

composants, autorise une action très efficace du contrôle automatique de gain (CAG). L'entrée est protégée par deux diodes de commutation, montées tête-bêche et le contrôle manuel de gain HF est tout simplement un potentiomètre entre antenne et masse. Aucune commutation n'est nécessaire en raison du fonctionnement monobande (figure 2). $L_2 = 40$ tours, de fil émaillé de 30/100 mm, jointifs sur un mandrin de 6 mm à noyau $L_1 =$ Primaire - antenne : 10 tours de même fil, sur l'enroulement principal après interposition d'une couche épaisse de vernis ou d'une feuille isolante $L_4 =$ identique à L_2 pour le bobinage accordé, le primaire L_3 comportant 15 tours, également isolés de l'enroulement principal, est effectué à la base.

C'est un condensateur à deux éléments de 60 pF qui assure l'accord de la tête HF dont l'alignement est favorisé par un préajustement par noyau magnétique.

Le circuit de sortie est un bobinage à large bande, sur noyau magnétique comme ci-dessus, mais accordé par les seules capacités parasites, au milieu de la bande, c'est-à-dire sur 3,7 MHz. L'accord est d'ailleurs très flou. Les bobines d'arrêt, Ch, sont des types 1 mH.

LE VFO

Le schéma proposé, figure 3, avec la référence (7) a déjà fait ses preuves puisqu'il est apparu il y a plusieurs années dans le bulletin RCA et a fait l'objet de nombreuses réalisations satisfaisantes, faisant ressortir une stabilité remarquable (± 50 Hz au bout d'une heure). Le transistor MOS-FET 3N128 est associé à un circuit du type Colpitts dans lequel une partie de la tension HF produite dans le circuit de gate est appliquée à la source qui est elle-même isolée de la masse par une bobine d'arrêt. Les éléments du pont-capacitif

sont d'une valeur importante par rapport à la capacité interne de gate ce qui minimise les conséquences des effets thermiques internes L_s , qui demande à être réalisée avec beaucoup de soin, comporte, sur un mandrin de 25 mm de diamètre, 15 tours de fil 12/10 mm émaillé, espacés du diamètre du fil et collés à l'Araldite.

La tension HF de fréquence variable est prélevée sur la source et appliquée à un amplificateur à deux étages à contre réaction et à liaison directe. En raison du caractère critique de la tension HF nécessaire, une résistance variable dans la base permet d'ajuster le niveau de sortie à la valeur voulue.

Indissociable du VFO est son

alimentation particulière (9) représentée figure 4, qui, partant de la tension générale de +12 V, délivre 6,8 et 10 V stabilisés et doit pouvoir fournir 150 mA à la réception et 2 A à l'émission.

LE MÉLANGEUR ÉQUILIBRÉ

C'est la partie (2) du schéma de la figure 2 dont les éléments sont groupés autour d'un MC1496G. Aux points 1 et 8 sont appliqués respectivement le signal HF (3,5 MHz) et celui du VFO (5,5 MHz) le produit additif du mélange (9 MHz) est recueilli au point 6, au niveau d'une bobine d'arrêt de 100 μ H, correspondant à 90 tours de fil de 15/100 mm sur

un-mandrin à noyau de 8 mm de diamètre. La sortie est reliée à S_2 et l'entrée à S_1 , ce qui permet d'utiliser l'étage - qui est apériodique - au mélangeur, à l'émission comme à la réception. La tension HF en 8 est de 100 mV maximum.

FILTRE et M.F.

Deux HPF102 sont utilisés de part et d'autre du filtre à quartz XF9A pour compenser les pertes d'insertion de celui-ci (3) figure 5. C'est à ce niveau qu'intervient une parfaite séparation entre circuit d'entrée et de sortie faute de quoi l'efficacité du filtre serait fort compromise. On aura donc intérêt pour cette partie à ne pas vouloir faire trop compact. Les

bobines d'arrêt sont identiques à celles décrites ci-dessus.

L'amplificateur MF (4) est un MC 1350P dans un montage apériodique qui procure néanmoins 35 dB de gain, ajustable par une commande de sensibilité à l'entrée. Par contre, en raison de la faible impédance d'entrée, il est pratiquement impossible de lui appliquer la tension de CAG. Ce n'est pas un écueil puisque l'amplificateur MF à l'inverse du circuit HF d'entrée, contribue peu à la dégradation du facteur signal/bruit.

DÉTECTION, AMPLIFICATION BF ET CAG

Le détecteur de produit (5),

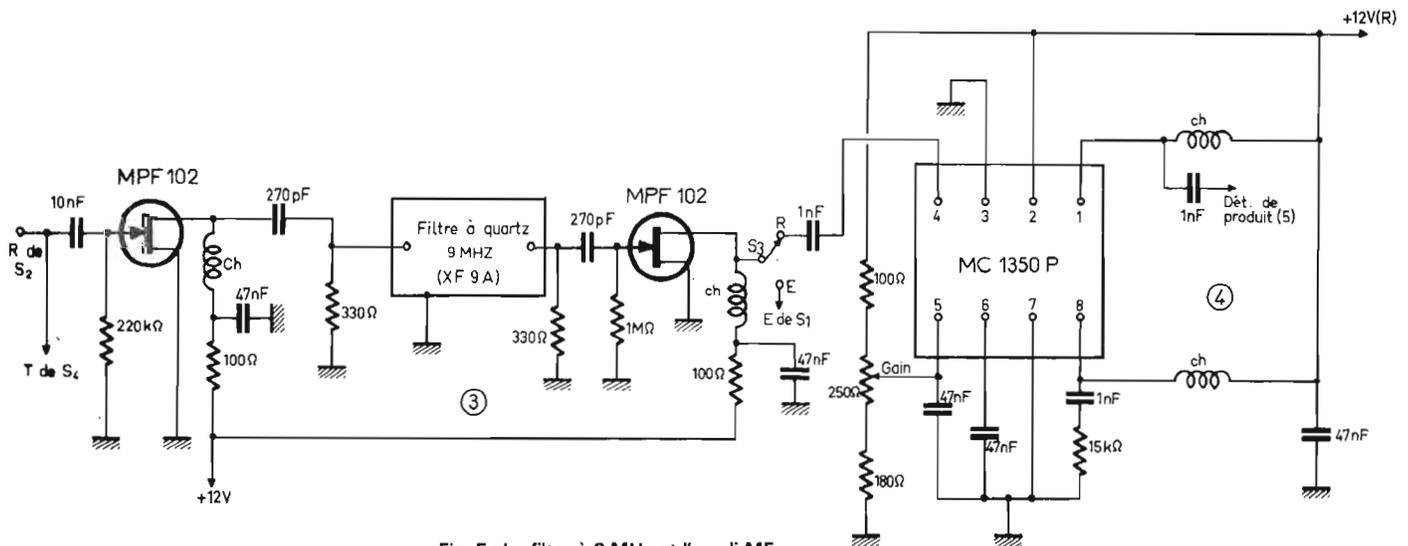


Fig. 5 : Le filtre à 9 MHz et l'ampli MF.

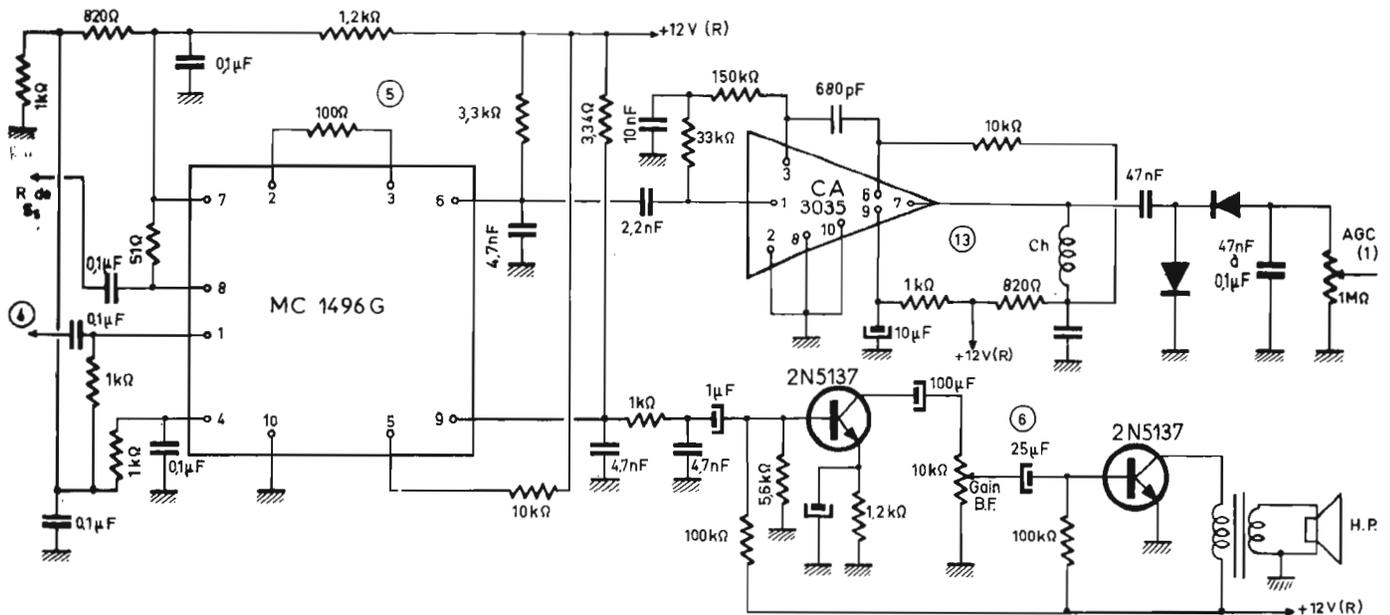


Fig. 6 : Détecteur de produit. Ampli BF et CAG.

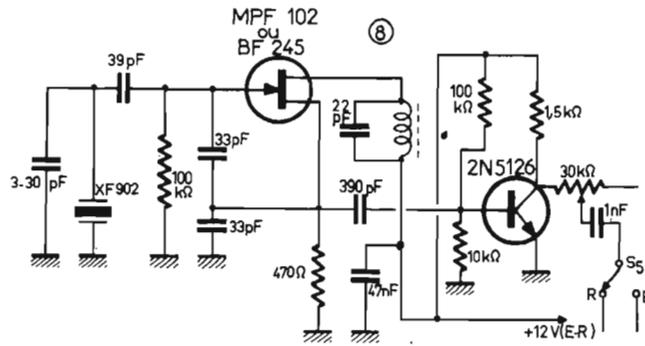


Fig. 7 : Le générateur de porteuse.

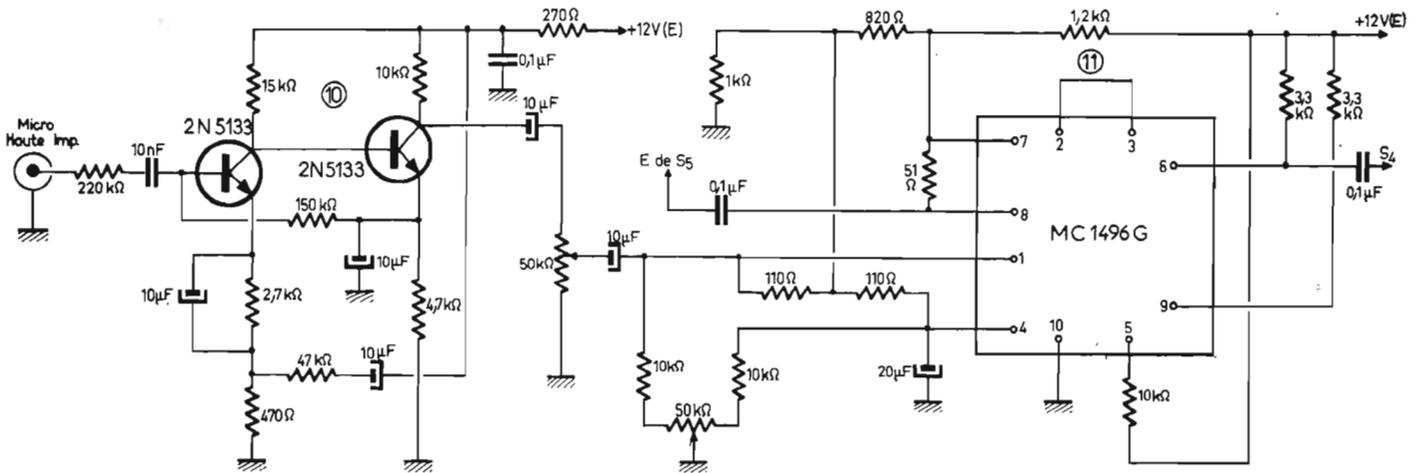


Fig. 8 : Amplificateur microphonique et modulateur équilibré.

figure 6 est très semblable au mélangeur équilibré décrit ci-dessus puisqu'il est, à sa manière, un mélangeur dont le produit est à fréquence audible. C'est pourquoi le signal MF est appliqué au point (1) et le signal à 9001,5 kHz du BFO (8) au point 8. Cet étage ne demande aucun réglage, si ce n'est que la tension du BFO doit être ajustée à 300 mV maximum pour le meilleur fonctionnement. La tension BF est recueillie au point 9, et, après filtrage élémentaire, appliquée à l'entrée d'un amplificateur à deux étages (2N5137) chargé par un transformateur approprié ($P = 2 \text{ k}\Omega - S = 8 \Omega$) sur lequel aucune remarque n'est à faire. Un circuit intégré, judicieusement choisi, fournirait une puissance BF plus importante, si nécessaire. Le niveau BF est contrôlé par un potentiomètre d'entrée. La tension de CAG prend son origine dans la tension BF qui apparaît à la sortie du détecteur de produit (point 6) puis est amplifiée par un circuit intégré CA 3035, chargé par une bobine d'arrêt ch (R 100). La tension

amplifiée est redressée par un système doubleur de tension à la sortie duquel se charge un condensateur d'une capacité ajustable qui détermine la constante de temps d'intervention du CAG, l'amplitude étant le fait d'un potentiomètre de commande en sortie, le curseur étant relié directement à la ligne de CAG des deux étages HF.

L'oscillateur de porteuse jouant le rôle de BFO (figure 7) (8) suivi d'un étage séparateur fournit une tension HF ajustable en S_5 .

MISE AU POINT

Le nombre des circuits accordés étant des plus réduits le fonctionnement de la section « récepteur » est à peu près immédiat dès lors que l'on a calé le VFO en fréquence et ajusté sa tension de sortie, aligné les circuits résonnant sur la bande à recevoir et dosé l'injection de l'oscillateur à quartz au niveau fixé plus haut.

L'ÉMETTEUR

Un certain nombre de circuits communs sont déjà décrits dans leur fonction. Il nous reste à passer en revue ceux qui sont typiquement réservés à l'émission.

GÉNÉRATION DU SIGNAL SSB

La figure 8 reproduit en (10) l'amplificateur microphonique, qui comporte un système énergétique de compression automatique de modulation destiné à en augmenter l'efficacité. L'entrée est prévue pour un microphone à haute impédance du genre piézo.

La partie (11) de la même figure décrit le modulateur équilibré qui, étant à sa manière, un mélangeur auquel sont appliquées en même temps, à niveau critique, la tension BF et la tension HF, ressemble aux circuits mixer déjà décrits. La BF est appliquée au point 1 et la HF au point 8 d'un autre MC1496G et

des précautions particulières sont prises pour une séparation étanche par rapport aux modules voisins et en particulier au générateur de porteuse (8). Le potentiomètre de 50 kΩ contrôle l'équilibre du circuit et joue le rôle de suppresseur de porteuse. Le signal DSB à 9 MHz apparaît au point 5, aux bornes de la résistance de 3,3 kΩ. Il est conduit au contacteur S_4 , ce qui relie à l'entrée de l'amplificateur à bande étroite (3), lequel, par commutations est déconnecté de l'amplificateur MF par le jeu de S_3 . Le signal SSB à 9 MHz est alors acheminé, conjointement avec celui du VFO vers le mélangeur équilibré dont la sortie est un circuit apériodique qui bloque les tensions HF, de fréquence 3,5 à 3,8 MHz.

LES ÉTAGES AMPLIFICATEURS

La tension produite est naturellement très faible et les étages qui font suite vont jouer le rôle

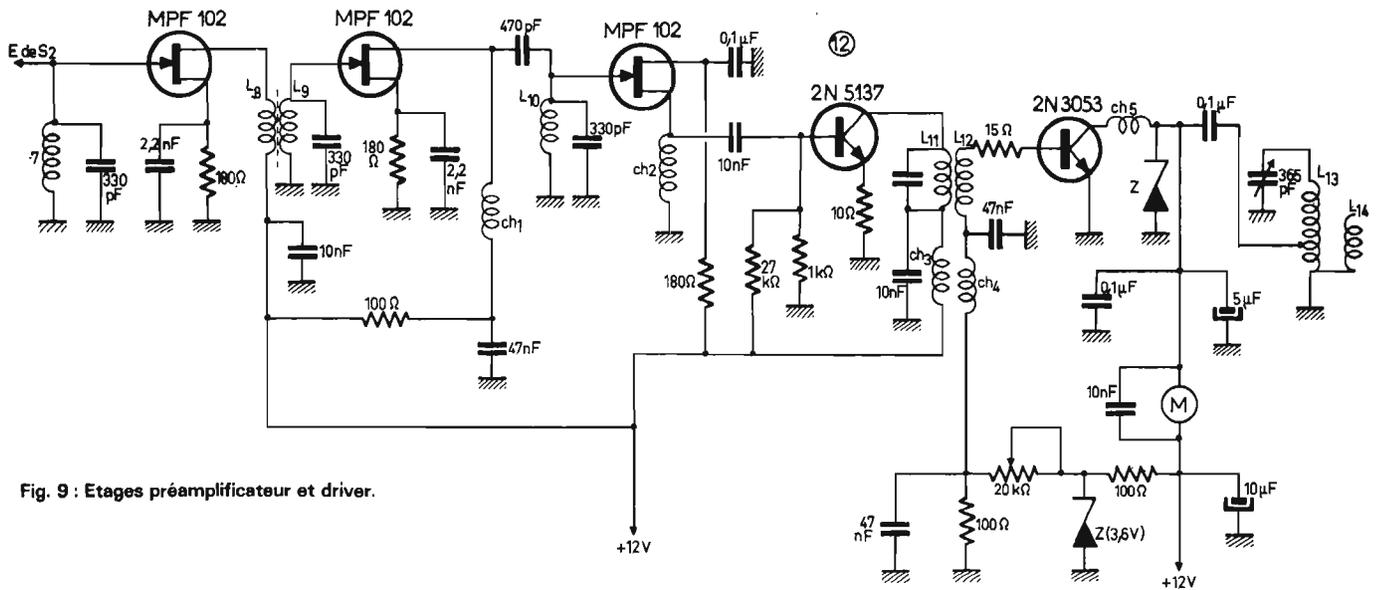


Fig. 9 : Etages préamplificateur et driver.

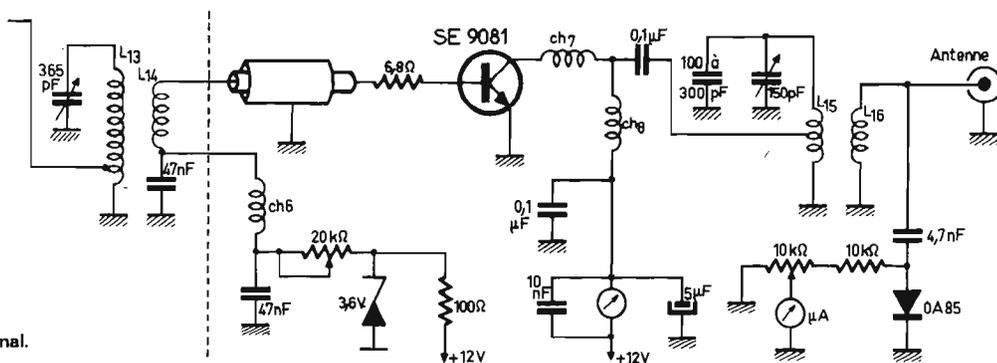


Fig. 10 : L'étage final.

d'amplificateurs linéaires en cascade. Nous trouvons tout d'abord, en examinant le schéma, figure 9, de l'ensemble (12), deux étages successifs à transistors à effet de champ, MPF102, couplés par un filtre de bande L_8 - L_9 et centrés sur 3,6 - 3,7 MHz. Pour des raisons de stabilité, seuls les circuits d'entrée sont accordés et la sortie est chargée par une bobine d'arrêt, ce qui n'exclut pas une séparation efficace entre L_7 et L_{10} , en raison du gain élevé. La liaison collecteur-gate avec l'étage suivant s'effectue par capacité sur le circuit de L_{10} . Cet étage joue le rôle d'adaptateur d'impédance puisque la tension HF y est prélevée sur la source pour rejoindre la base d'un 2N5137, pré-driver, dont seul le circuit collecteur est accordé. Le driver (2N3053) qui délivre 1,5 W est polarisé par une tension régulée de manière à présenter une bonne caractéristique de linéarité. Le potentiomètre de 20 k Ω sert à ajuster le courant de repos entre 5 et 8 mA.

Une diode Zener (36 V), entre collecteur, et masse, écrête tout signal dépassant ce niveau. Le courant collecteur est apprécié par un appareil de mesures en série et le circuit de sortie parallèle est accordé par une capacité totale de 365 pF dont une partie peut être fixe.

Enfin, nous arrivons à l'étage de puissance construit autour d'un transistor Fairchild SE9081, choisi à la fois pour sa dissipation maximum, sa fréquence de coupure élevée (70 MHz) et surtout son faible prix d'achat. Il peut être poussé jusqu'à 2 A - 2,5 A mais avec 10 à 12 W, il fonctionne à l'aise avec une marge de sécurité très grande. Le courant de repos, déterminé comme précédemment, est limité à 8 mA. Pour une stabilité totale, les circuits L_{13} et L_{15} sont parfaitement isolés l'un de l'autre, c'est pourquoi le montage sera aisé et la connexion de base effectuée par une section de coaxiale à faible capacité. Une résistance d'amortissement de 6,8 Ω insérée au ras de la base,

ainsi qu'une bobine d'arrêt au départ de la connexion de collecteur, concourent au même but. Enfin, le courant collecteur est mesuré en permanence par un ampèremètre (1 A) et un circuit redresseur permet d'apprécier, en valeur relative, le niveau de sortie (figure 10).

Pour terminer, voici les données pratiques pour la réalisation des bobinages qui sont, dans cette partie, fort nombreux.

$L_7 = L_9 = L_{10} = 27$ tours, fil 25/100 mm, émaillé, jointifs sur mandrin de 8 mm à noyau court.
 $L_8 = 6$ spires, identiques, à la base de L_9 .

$Ch_1 - Ch_2 = 1$ mH.
 $Ch_3 - Ch_4 - Ch_6 - Ch_8 = VK 200 - 10/4 B$.

$Ch_5 = 3$ perles ferrite, enfilées sur un fil de 8/10 mm.

$Ch_7 = 90$ tours fil 20/100 mm émaillé sur toré magnétique.

$L_{11} = 25$ tours fil 5/10 mm, émaillé, sur tore magnétique.

$L_{12} = 7$ tours sur L_{11} .
 $L_{13} = 34$ tours, fil 5/10 mm,

émaillé, sur tore, avec prise à 4 tours de la base.
 $L_{14} = 6$ tours, même fil, sur L_{13} .
 $L_{15} = 34$ tours, fil 10/10 mm, émaillé, sur tore, avec prise à 4 tours de la base.
 $L_{16} = 6$ tours, même fil, sur L_{15} .

MISE AU POINT

Cette ultime opération demande essentiellement un récepteur capable de courir, sans trou, de 3,5 à 9 MHz pour contrôler les fréquences intermédiaires et apprécier la suppression de porteuse, ainsi qu'un voltmètre HF pour ajuster les niveaux d'injection, qui sont relativement critiques avec les circuits intégrés utilisés.

Inspiré de HAM-Radio (3-73)
Robert PIAT