

**6,50f**  
308 PAGES  
L'É ANNEE - N° 1511 DU 17 JUILLET 1975

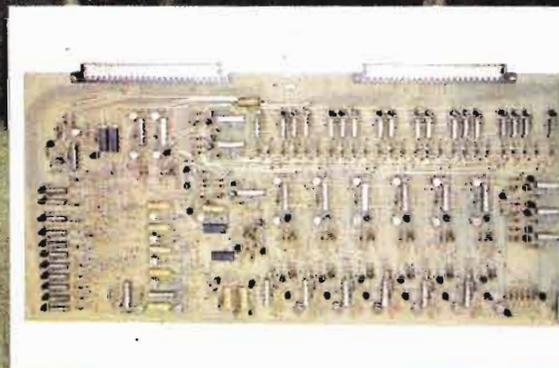
# LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

**SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE**

- AMPLI-TUNER TANDBERG 2075
- BANC-TEST TTL TESTMATIC
- HORLOGE ÉLECTRONIQUE
- PRÉAMPLIFICATEUR RIAA

## sonorisation L'AUTOMATIC



**sommaire  
détaillé page 99**

SUISSE : 5 FS  
ITALIE : 1 000 LI  
ALGERIE : 6,50 DIN  
TUNISIE : 6,50 MIL

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 der-  
nières 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

- Le tuner amplificateur Tandberg 2075..... 101
- Etude d'un compresseur Magnétic France ..... 202
- Une enceinte acoustique originale..... 166
- Description du module de puissance TDA 1420 SGS.ATES ..... 175
- Les enceintes acoustiques en kit Coral IMD..... 183
- Le laboratoire de langue Canon Repeat Corder L..... 186

## B.F. - Réalisations

- 4 modules pour un ampli BF de classe Hi-Fi ..... 115
- Le circuit intégré pourquoi pas ? Préampli RIAA ..... 198

## Electronique technique générale

- Initiation à l'électricité : Le magnétisme fabrique de l'électricité .... 128
- Les ordinateurs : Ces minis qui imitent les grands..... 141
- Transformations et progrès des condensateurs..... 147
- Mise au point sur les transistors..... 154
- Circuits électroniques expérimentaux..... 179
- Montages antiparasites..... 189
- Le Telecare ..... 112

## Electronique réalisations

- L'horloge électronique OK 17..... 195

## Mesure - Service

- Utilisation pratique d'un oscilloscope : Essais en rectangulaires sur  
amplificateurs A.F. et vidéo ..... 169
- Le testeur de transistors ELC TE748 ..... 188
- Le labo de l'amateur : Les générateurs de signaux rectangulaires... 119



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  
136.000  
EXEMPLAIRES**

## CRÉATION EN FRANCE D'UNE FILIALE DE RANK RADIO INTERNATIONAL Ltd

**L**A société britannique Rank Radio International Ltd vient de créer en France une nouvelle filiale dont le président directeur général est M. René Ballerand.

Le siège social est situé 24, rue Pierre-Sémard à Paris-9e.

Cette filiale regroupe les quatre grandes marques appartenant à la Rank Organisation Grande-Bretagne : Arena, Heco, Leak et Wharfedale.

Sous ces sigles, elles offrent chacune une gamme très étendue d'appareils haute fidélité spécialement conçus pour satisfaire le goût des acheteurs français.

## SOUSCRIPTION POUR LA RECONSTITUTION DU MONUMENT AU GÉNÉRAL FERRIE

### Haut patronage :

Le ministre de la Défense

L'académie des Sciences

L'académie de Marine

Le conseil de Paris

Le syndicat général de la Construction électrique

La fédération nationale des Industries électroniques.

**L**E buste du général Ferrie, érigé au Champ de Mars, a disparu de son socle en 1973, et n'a pu être retrouvé.

La reconstitution est entreprise à l'initiative de l'association des anciens de la radio et de l'électronique. Elle est placée sous le contrôle des services de la préfecture de Paris, et confiée à M. André Bourroux, sculpteur.

Afin de réunir les fonds nécessaires à cette reconstitution, il est fait appel à tous ceux qui ont à cœur de témoigner leur attachement à la mémoire de l'éminent savant et animateur exceptionnel que fut Gustave Ferrie.

On ne peut oublier, en effet, que les voies suivant lesquelles se sont accomplis les grands développements conduisant de la télégraphie sans fil à l'électronique actuelle ont été ouvertes par lui durant la Grande Guerre de 1914-1918.

Or, aujourd'hui, chacun est concerné par l'électronique et ses applications.

C'est donc au plus grand nombre que s'adresse cet appel : personnes, organismes, entreprises, pour que, par leur contribution, si modeste soit-elle, l'effigie du général Ferrie figure toujours au pied de la tour Eiffel, point de départ de la merveilleuse épopée électronique.

Les dons sont à adresser par chèque à l'association des anciens de la radio et de l'électronique, en indiquant la destination : Reconstitution du buste Ferrie.

Un livre d'or rappellera les noms de tous ceux qui auront participé à cette œuvre.

A tous, d'avance, merci !

Le président du comité,  
ingénieur général Pierre DAVID

## UNE NOUVELLE SALLE CONSACRÉE À L'INFORMATIQUE AU PALAIS DE LA DÉCOUVERTE

**L**A compagnie I.B.M. France vient de faire don au Palais de la Découverte d'une calculatrice I.B.M. 1130, renouvelant ainsi sa section d'informatique.

La nouvelle salle a été inaugurée le mardi 3 juin en présence de M. Dischamps, directeur des enseignements, de la recherche et des personnels, représentant le secrétaire d'Etat aux universités, de M. Maisonrouge, président d'I.B.M. Europe et de M. Herbart, président directeur général d'I.B.M. France.

Principes et techniques de l'informatique sont donc désormais présentés sur un ordinateur 1130 de 16 K mots et 16 bits, muni d'un disque de 3 millions d'octets.

L'élément le plus spectaculaire est sans aucun doute l'unité d'affichage cathodique 2250 qui permet d'afficher courbes, surfaces mathématiques, voire schémas explicatifs.

Une chaîne fermée de télévision et un projecteur de diapositives complètent l'installation.

Rappelons que le Palais de la Découverte a pu, l'an dernier, initier, grâce à l'I.B.M. 1620 qui fonctionnait encore, quelques 15 000 scolaires aux principes de l'informatique.

### Initiation à la science moderne

Ingénieurs, chercheurs, étudiants, le Palais de la Découverte vous offre annuellement une

série de séances d'informations portant sur divers aspects de la science moderne.

Pour l'année scolaire 1975-1976, seront présentés les cycles de **physique** (théorique, atomique et nucléaire), et de **mécanique** susceptibles de retenir l'attention d'un public scientifiquement averti ; le cycle de **chimie**, introduction à celui des **sciences de la Terre**, d'intérêt plus général ; enfin le cours d'**astronomie** populaire, organisé conjointement avec la société astronomique de France pour des auditeurs n'ayant aucune connaissance particulière et désirant être au courant des découvertes faites pendant l'année écoulée.

### « Métrologie, année 100 »

Le Palais de la Découverte présente à l'occasion du centième anniversaire de la convention du mètre, une exposition réalisée avec le concours du Bureau national de Métrologie et de ses laboratoires et du Bureau international des Poids et Mesures (jusqu'au 6 janvier 1976).

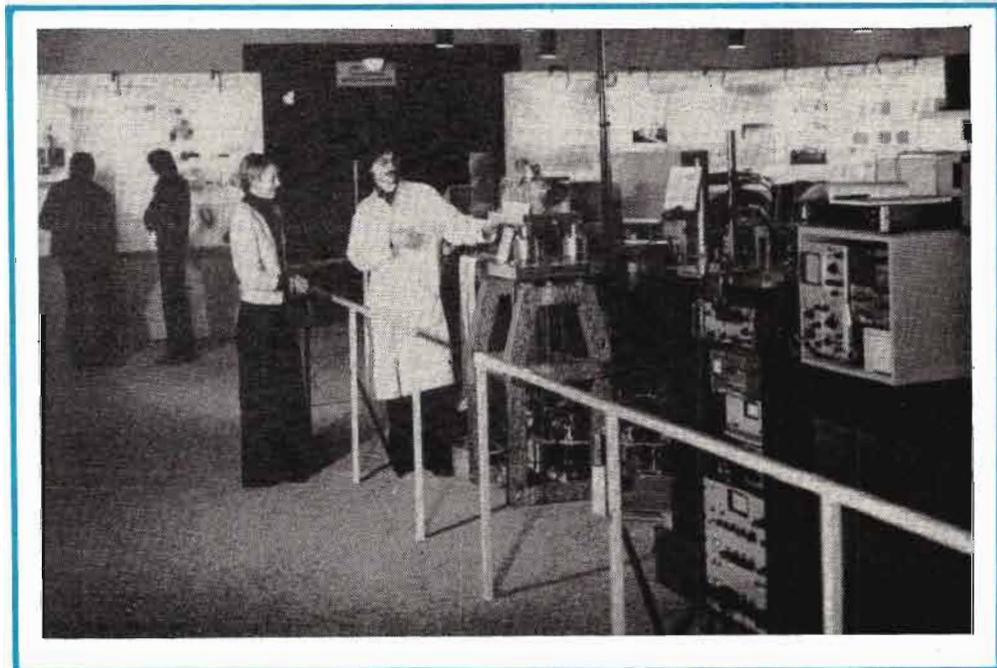
Un numéro spécial de la revue du Palais de la Découverte a été édité à cette occasion.

Pour plus de renseignements, s'adresser à : Palais de la Découverte, avenue Franklin-D.-Roosevelt, métro Champs-Élysées-Clémenceau.

## RECTIFICATIF

Dans notre N° 1507 du 5 juin 1975, nous avons omis de préciser la bibliographie de l'article intitulé « le transistor de puissance » : Manuel transistor de puissance 1975, Sescossem. Transistor manual 1964, General Electric.

Nous prions les lecteurs et l'auteur de cet article de bien vouloir nous excuser de cet oubli.



# LE TUNER - AMPLIFICATEUR



## TANDBERG "2075"

L'AMPLI tuner 2075 de Tandberg est l'un des plus perfectionnés et l'un des meilleurs qu'il nous ait été possible de mesurer, c'est un appareil de forte puissance construit en Norvège suivant des techniques européennes. Il a été présenté pour la première fois au dernier Festival du Son et complète une gamme d'ampli-tuners dont les performances ont toujours été supérieures à la moyenne.

### CARACTÉRISTIQUES

Puissance de sortie : 80 W par canal sur 8 ohms, les deux canaux en service, 100 W sur 4 ohms, les deux canaux en service, distorsion harmonique 0,1 %.  
Puissance de sortie dans la bande 20 Hz - 20 000 Hz, sous 8 ohms, distorsion 0,15 % : 75 W.  
Distorsion à 1 dB au-dessous de la puissance nominale : 0,08 % à 1 000 Hz.

Bande passante, entrée linéaire 1,5 dB au-dessous du niveau nominal : 6 Hz à 80 000 Hz.

Séparation des canaux à 1 kHz : 60 dB.

Correcteurs de timbre : aigues à 10 kHz :  $\pm 15$  dB. Loudness 10 kHz : + 7 dB.

Basses à 50 Hz :  $\pm 15$  dB, loudness à 50 Hz : + 12 dB max.

Médium à 1 000 Hz :  $\pm 7$  dB.

Filtre passe-haut : -12 dB/octave, 70 Hz.

Filtre passe-bas : I : 12 dB/octave, 8 000 Hz ; II : 6 dB/octave, 8 000 Hz.

Rapport signal/bruit : puissance de référence 50 mW par canal, niveau d'entrée nominal : haut niveau : 62 dB, phono : 60 dB.

Sensibilité tuner  $0,8 \mu V/75$  ohms en mono. Rapport signal/bruit : DIN non pondéré stéréo : 61 dB, mono 63 dB. Distorsion : stéréo 0,3 %, mono 0,2 %. Séparation des canaux : 40 dB suppression du pilote : 70 dB, du 38 kHz : 70 dB.

### PRÉSENTATION

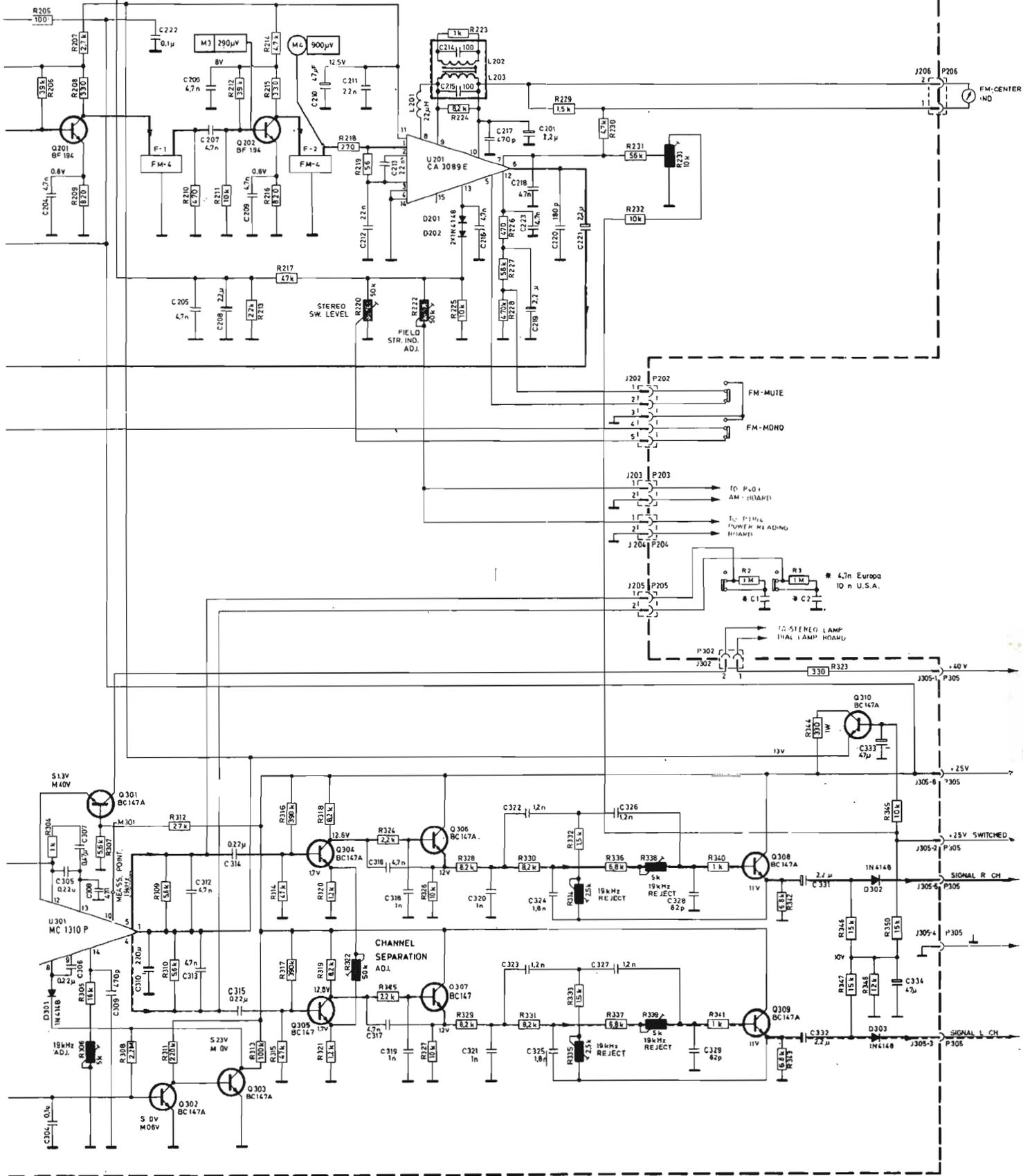
L'ampli-tuner Tandberg a reçu une livrée dans la même lignée que celle des autres produits de ce genre. Autrement dit, la façade fait appel à de l'aluminium anodisé tandis que les cadrans se détachent en bleu une fois l'appareil sous tension. Toutes les touches sont munies de témoins à diode électroluminescente, les touches du bandeau inférieur du tuner ne sont plus maintenant abritées sous un volet d'accès difficile mais sont apparentes, sur un fond noir. Ces touches sont celles destinées aux fonctions secondaires, en l'occurrence filtres, mode de fonctionnement : mono, stéréo, touche de copie de bande, commutation de l'indicateur d'accord en sortie d'amplificateur pour indiquer le niveau, et enfin deux prises pour casque et une dernière pour le troisième magnétophone, celui qu'on vient bran-

cher par l'avant. Les touches principales ont vu leurs dimensions augmenter. On retrouve les boutons profondément moletés caractéristiques de Tandberg, faciles à manœuvrer. Les contrôles de timbre sont séparés pour le grave, le médium et l'aigu, comme les boutons sont coaxiaux et que leur diamètre est identique, la commande s'effectue très facilement et simultanément pour les deux canaux. A côté du bouton de recherche des stations, quatre boutons cylindriques sont réservés à des fonctions propres à la MF, c'est-à-dire réception de la MF en mono, muting MF et une troisième position, MF, 25  $\mu s$  est à utiliser lorsque les émissions sont codées Dolby, ce qui n'est pas encore le cas en France. Le quatrième bouton tamise la lumière du cadran.

Les joues latérales sont en bois et fixées par vis à tête six pans creuses, formule de fixation qui déjoue la curiosité du propriétaire



BOARD NO. 42419 FM - IF + DECODER



FM-IF SECTION - 42598

de l'appareil. La partie supérieure est mixte, bois pour l'avant et grille d'aluminium anodisée pour l'arrière, cette grille servant à évacuer les calories, nombreuses lorsque l'amplificateur débite sa puissance.

La façade arrière étale toutes ses prises. Une antenne ferrite y est fixée et particularité rare, elle peut s'orienter sur 270° ; pour ce faire, elle peut venir sur le côté gauche de l'appareil !

Doubleant cette antenne, une prise M.A. est réservée aux antennes externes. Pour la réception de la M.F. deux possibilités sont offertes, soit une antenne 75 ohms à câble coaxiale, soit une antenne 300 ohms, antenne intérieure en câble plat par exemple.

Les prises de la section audio sont, pour les sorties des modèles à vis, pour les entrées des Cinche ou des DIN, un modèle doublant l'autre. Sortie du préamplificateur et entrée de l'amplificateur de puissance sont séparables pour permettre l'installation d'un dispositif annexe égaliseur par exemple. Le niveau de l'une des entrées phono (il y en a deux) et celui des deux magnétophones est réglable. Trois prises de sortie secteur sont placées à proximité du fil d'alimentation en énergie, elles reçoivent des fiches à lames plates au standard américain, alors, si vous achetez par exemple un tourne-disques d'origine nipone, vous pourrez très bien le relier à l'une de ces prises. Même chose pour un magnétophone de même provenance. L'une de ces prises est commutée par l'interrupteur de façade.

Deux phonos capteurs, magnétiques, trois magnétophones, trois paires d'enceintes, les possibilités d'utilisation sont grandes, parmi ces dernières citons la copie d'un magnétophone à l'autre.

## ETUDE TECHNIQUE

Sur ce plan, le constructeur n'a pas ménagé ses efforts. Cet amplificateur n'est pas une simple boîte pleine de composants, ces derniers ont en effet été choisis avec soin, les plus modernes figurent parmi eux ; ainsi, on trouve des filtres céramiques, des transistors à effet de champ MOS à double porte, un décodeur stéréophonique multiplex asservi en phase et suivi d'un filtre actif très élaboré. Côté audio fréquences, les amplificateurs de puissance sont sophistiqués et là encore, on

retrouve des filtres actifs. Autre particularité technologique employée par le constructeur : la commutation de certains signaux audio se fait par diodes.

## TUNER M.F.

Deux impédances d'entrée d'antenne sont disponibles, 75 et 300 ohms. L'adaptation se fait par un transformateur à large bande de type balun monté à proximité des prises d'entrée. Les circuits accordés ont leur fréquence réglée par diodes à capacité variable doubles dont la tension d'accord est fixée par la position du curseur du potentiomètre d'accord qui est solidaire du condensateur variable de la section M.A. Le premier étage est équipé d'un transistor MOS à double porte. La première porte de Q 101 reçoit le signal d'antenne après une première sélection par L101. Ce transistor reçoit sur sa seconde porte une tension variable qui permet de régler son gain. Cette commande automatique de gain, appliquée sur la base de Q104 permet au tuner de recevoir des signaux de très forte amplitude sans saturation du premier étage et sans provoquer d'intermodulation. Les bobines L102 et L103 couplées par inductance mutuelle sont toutes deux accordées par les mêmes diodes varicaps double que le premier étage.

On retrouve également pour l'étage convertisseur un transistor MOS à double porte, cette fois, au lieu de mélanger une tension continue et la tension d'entrée, on mélange la tension de sortie de l'oscillateur local transmise par C112 et la tension amplifiée par Q101. La sortie du transistor MOS est reliée à un double circuit accordé, L106, L107, couplé par inductance mutuelle. L'oscillateur local est un montage genre Colpitts avec réaction sur l'émetteur de Q103. Le condensateur C128 de 1 nF joue à ces fréquences un rôle de court-circuit, du point de vue des tensions alternatives. L'accord est cette fois aussi réalisé par diodes BB 104 montées en série avec un condensateur fixe, C120.

L'amplificateur à fréquence intermédiaire se présente avec une structure simple : les deux premiers étages sont aperiodiques, et c'est l'organe de couplage, le filtre céramique qui

assure la sélectivité nécessaire. Entrée et sortie de ces filtres sont adaptés sur 300 ohms environ. L'ultime amplification est confiée à un circuit intégré, ainsi d'ailleurs que la démodulation. Cette dernière se fait à l'aide d'un démodulateur à quadrature. Ce circuit intégré fournit le signal de CAG qui est transmis à l'indicateur de champ, au commutateur automatique de muting (transistors Q302) et également au transistor Q104 de CAG.

Le circuit décodeur stéréophonique est à circuit intégré, on retrouve ici le circuit intégré MC 1310 P de Motorola, mais le montage a été sophistiqué par l'adjonction de composants comme une résistance variable de 5 M $\Omega$  en parallèle sur l'entrée (borne 2), R 301, on a également exploité la possibilité de supprimer le fonctionnement stéréophonique dans le cas de réception de signaux trop faibles avec la mise au moins de la borne 8 ; la séparation des canaux a également été améliorée au niveau des étages amplificateurs Q 304 et 305, par l'intermédiaire de R 322. Comme la réjection du 19 et du 38 kHz n'est pas tout à fait satisfaisante, on a introduit une série de filtres l'un passe-bas, avec les transistors Q 306 et 307, suivi d'une cellule RC, R 328, 329, C 320, 321, le dernier filtre étant un réjecteur accordé sur la fréquence de 19 kHz. Ces filtres actifs utilisent la structure de Sallen et Key, ou à source contrôlée, formule permettant, avec un simple transistor monté en collecteur commun d'assurer des performances intéressantes. Le dernier point intéressant de ce tuner est l'adoption de diodes de commutation qui sont des modèles courants : 1N4148, diodes planar au silicium. Lorsque la section tuner est en service, les diodes D302 et D 303 sont polarisées par les résistances R 346 et R 347. Ce pont est alimenté par l'alimentation + 25 V. Donc, lorsque le tuner MF est en service, on envoie une tension positive sur le pont de résistances, les diodes sont alors polarisées dans le sens direct, leur résistance dynamique est alors très faible, elles sont conductrices. Dans le cas contraire, les anodes sont au potentiel de la masse, les cathodes sont polarisées positivement par le circuit externe, et les diodes se comportent alors comme des circuits ouverts, le signal ne passe plus. Comme par

ailleurs, la base du transistor Q 310 n'est plus alimentée, le circuit intégré de démodulation ne peut délivrer son signal, même si les diodes étaient encore conductrices, il n'y aurait aucun signal autre que le bruit de fond.

## LE TUNER MA

La modulation d'amplitude est souvent le parent pauvre dans un récepteur HiFi. Ici, la section MA, si elle est tout de même plus simple que sa consœur MF a bénéficié de transistors MOS à double porte.

On retrouve une structure identique à celle de la section MF : le premier transistor MOS reçoit sur sa seconde porte une tension de CAG, et on retrouve également le montage du convertisseur Q 404 MOS à double porte, l'une recevant la tension de l'oscillateur local (Q 402) l'autre celle du premier étage HF, via C 412. L'étage d'entrée FI est attaqué en base commune, il s'agit en fait d'une adaptation du montage cascade réalisé ici par hybridation entre un transistor MOS et un bipolaire. Les autres étages FI ont des circuits couplés alors que la plupart des autres amplis FI ne comportent qu'un seul enroulement. Cette formule permet d'avoir une courbe de réponse de la FI plate au sommet avec une chute très rapide de part et d'autre, chute assurant une meilleure sélectivité, et une bande passante satisfaisante pour une section AM.

La diode D 401 permet d'obtenir la tension de commande de l'indicateur de champ. Une fois de plus, on retrouve l'étage de sortie avec ses deux diodes de commutation, comme le signal est monophonique, les deux anodes sont communes.

## CIRCUITS D'ENTRÉE A.F.

Le constructeur, plutôt que d'effectuer une commutation de signaux à faible niveau a préféré mettre quatre préamplificateurs RIAA pour les deux entrées phono. L'une de ces entrées (préamplificateurs du haut) est prévue avec réglage de la sensibilité. Ces étages ont une structure conventionnelle et ne mettent chacun en œuvre que deux transistors par canal. Le premier transistor de chaque étage (Q 501) est

monté en collecteur commun, il est polarisé par une fraction de la tension d'émetteur du second transistor, Q 503. Le condensateur C 509 met à la masse une partie de la charge d'émetteur de Q 503. Pour les deux préamplis à gain réglable, le réglage est obtenu par un circuit de découplage composé d'un condensateur, C 505, d'une résistance de butée R 503 et d'une ajustable, R 505. On reconnaît la cellule de correction RIAA, R 519, R 521, C 511, 513. La sortie est prise sur le collecteur du dernier transistor, on retrouve encore les diodes de commutation. Avantage de cette technique de commutation par diode, le passage du signal se fait par une tension continue tension que l'on peut véhiculer sur un fil isolé non blindé. D'une part un seul fil suffit pour la commutation d'un signal stéréophonique, d'autre part, il n'est point besoin

d'utiliser de fil blindé, beaucoup plus délicat à travailler. Quant aux performances, elles ne souffrent pas du passage du signal au travers de l'élément non linéaire que constitue la diode.

Les commutations des circuits des magnétophones sont classiques, le nombre de liaison à assurer étant plus important : copie d'un appareil sur l'autre, etc. Les entrées à haut niveau, celles des magnétophones se font sur des étages à collecteur commun adaptés d'impédance (entrée sur 33 k $\Omega$  environ, sortie sur une centaine d'ohms, donc à basse impédance).

Le circuit de commutation commandant une série de diodes électroluminescentes témoin commandées par les contacts des commutateurs à touche.

### PRÉAMPLIFICATEUR ET CORRECTEUR DE TIMBRE, FILTRES

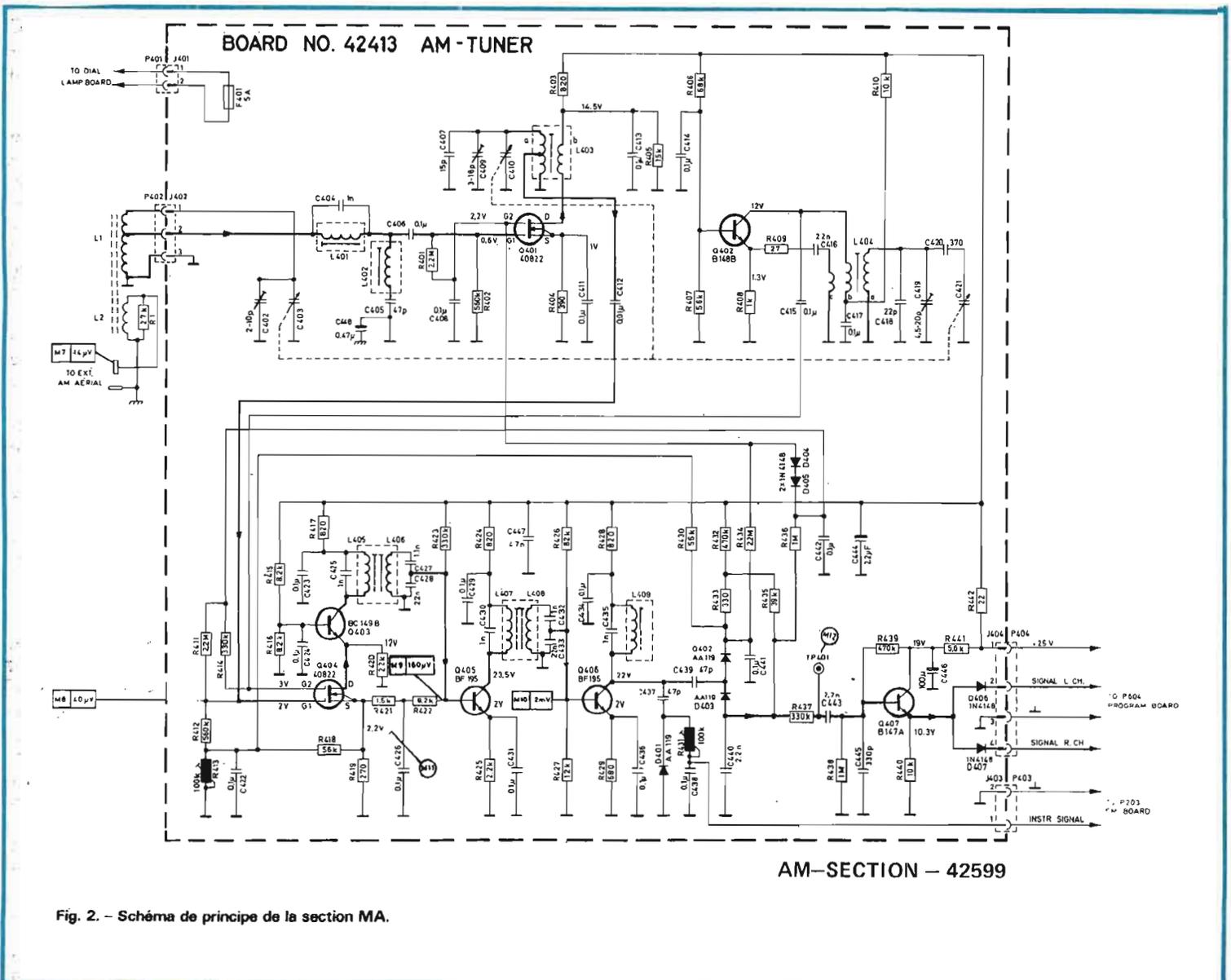
Le signal venant du commutateur de magnétophone arrive sur un étage à haute impédance d'entrée, Q 701, le ressort ensuite sous faible impédance sur l'émetteur de Q 703 où il est disponible d'une part pour le potentiomètre de volume, d'autre part pour alimenter la sortie jack pour le troisième magnétophone.

La correction physiologique, commutable, se fait à partir de la prise intermédiaire du potentiomètre de volume, elle dépend donc de la position du curseur. Les étages suivants sont alimentés à partir d'un étage de filtrage électronique, Q 713 transistor dont la tension de base est filtrée par C 703 et 711. Après le poten-

tiomètre, deux autres étages, à faible gain et impédance de sortie attaquent le correcteur de timbre. Ce dernier est à triple action, un potentiomètre, R 741 pour les basses fréquences, un autre potentiomètre R 739, pour les fréquences moyennes et un troisième (R 737) pour les aigus. La structure de ce correcteur est presque classique, point milieu des potentiomètres sur la base, contre réaction à la sortie du transistor Q 711.

Le filtre de sortie mérite une attention particulière car il ne comporte qu'un seul transistor et pourtant assure les deux fonctions passe-haut et passe-bas sans atténuation dans la bande passante. On retrouve ici la même structure à source contrôlée que celle qui était utilisée pour les filtres du décodeur stéréophonique.

Ici, comme les fréquences de coupure haute (8 000 Hz) et basse



AM-SECTION - 42599

Fig. 2. - Schéma de principe de la section MA.

BOARD NO. 42449 RIAA/INPUT AMP.

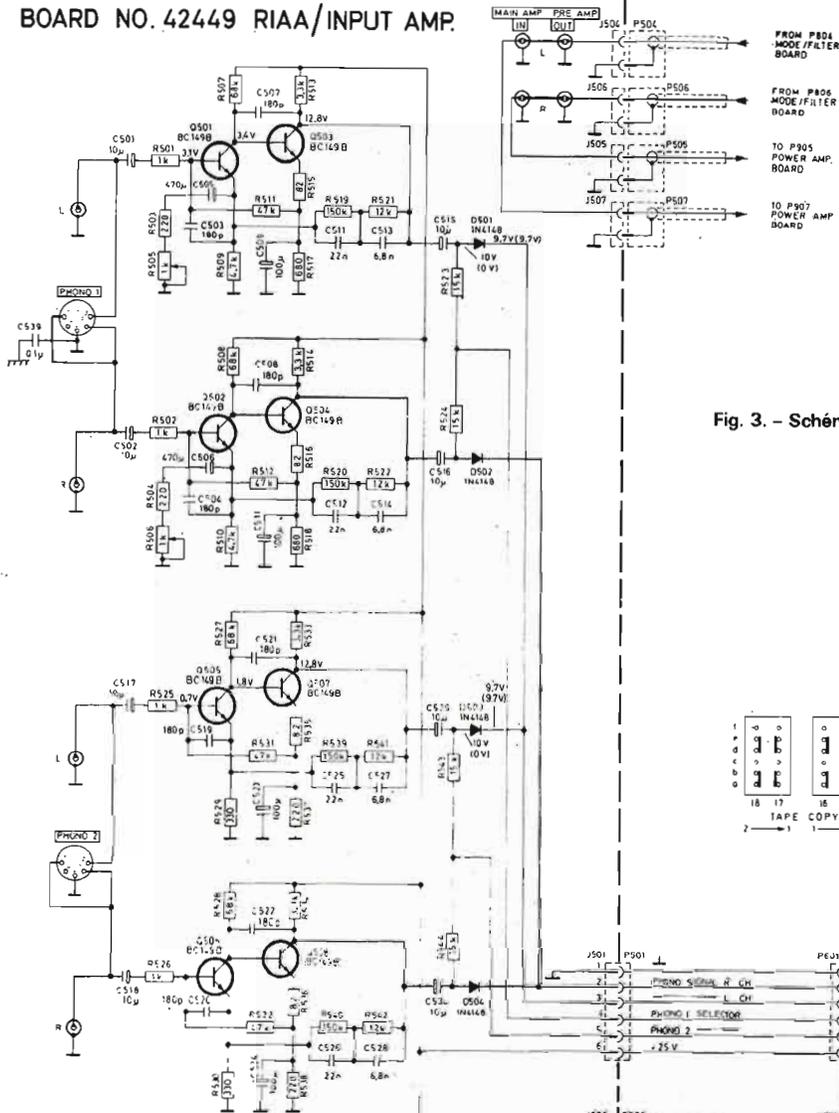
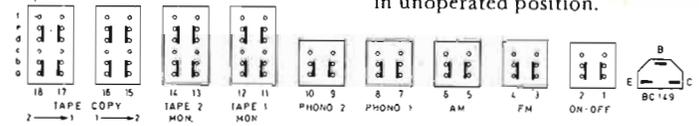


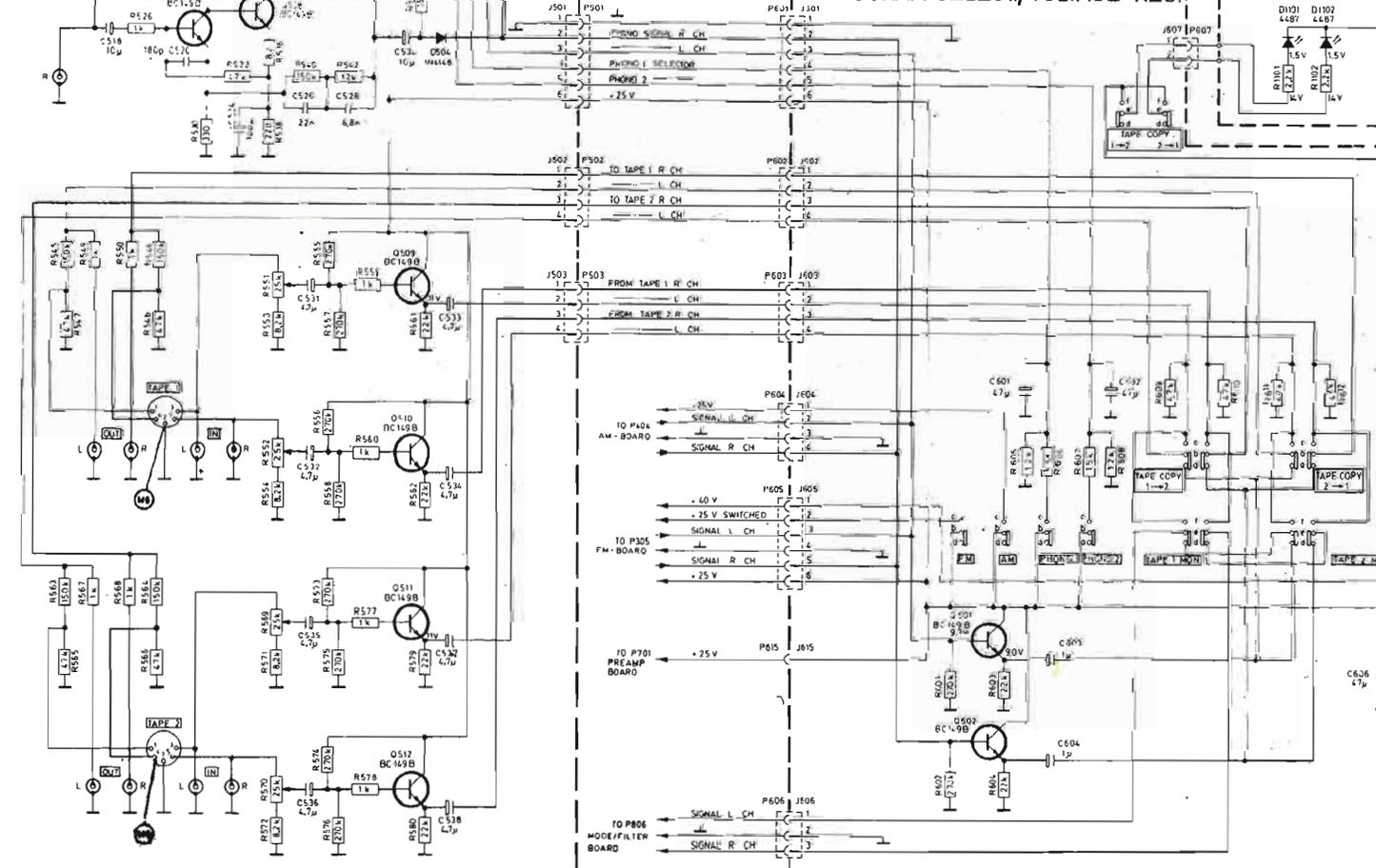
Fig. 3 - Schéma des circuits d'entrée et du sélecteur du Tandberg 2075.

All selectors are shown in unoperated position.



BOARD NO. 42425 PROGRAM SELECT/VOLTAGE REG.

BOARD NO. 42522 LIGHT DIODES TAPE POWER READING



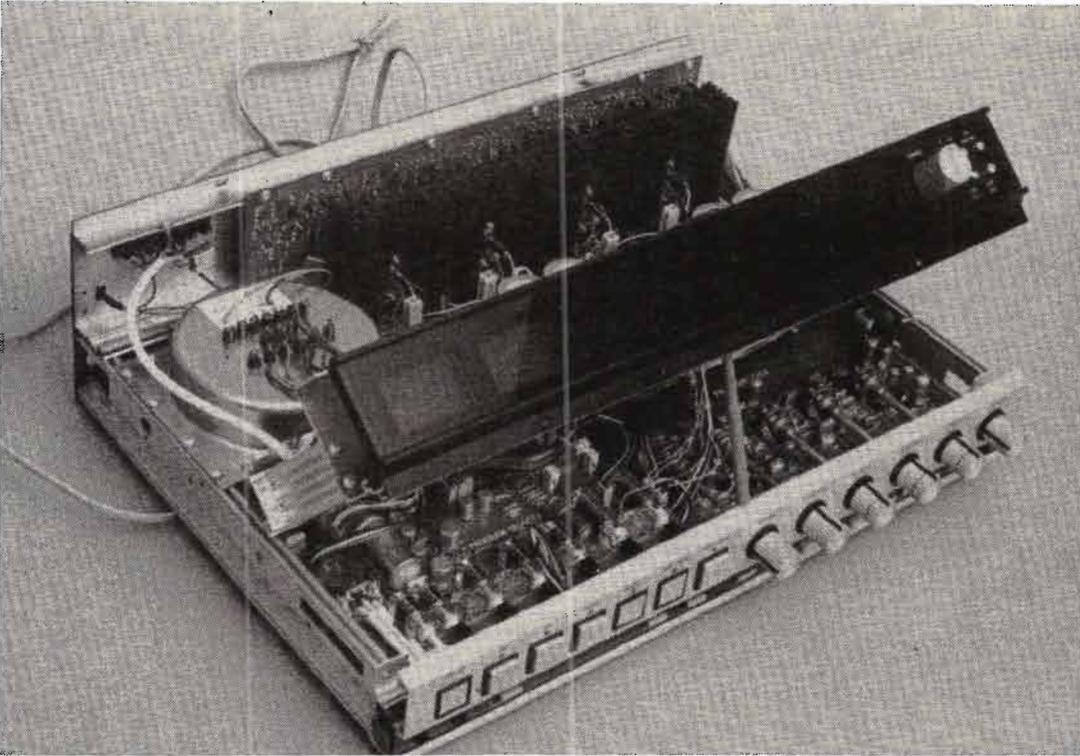
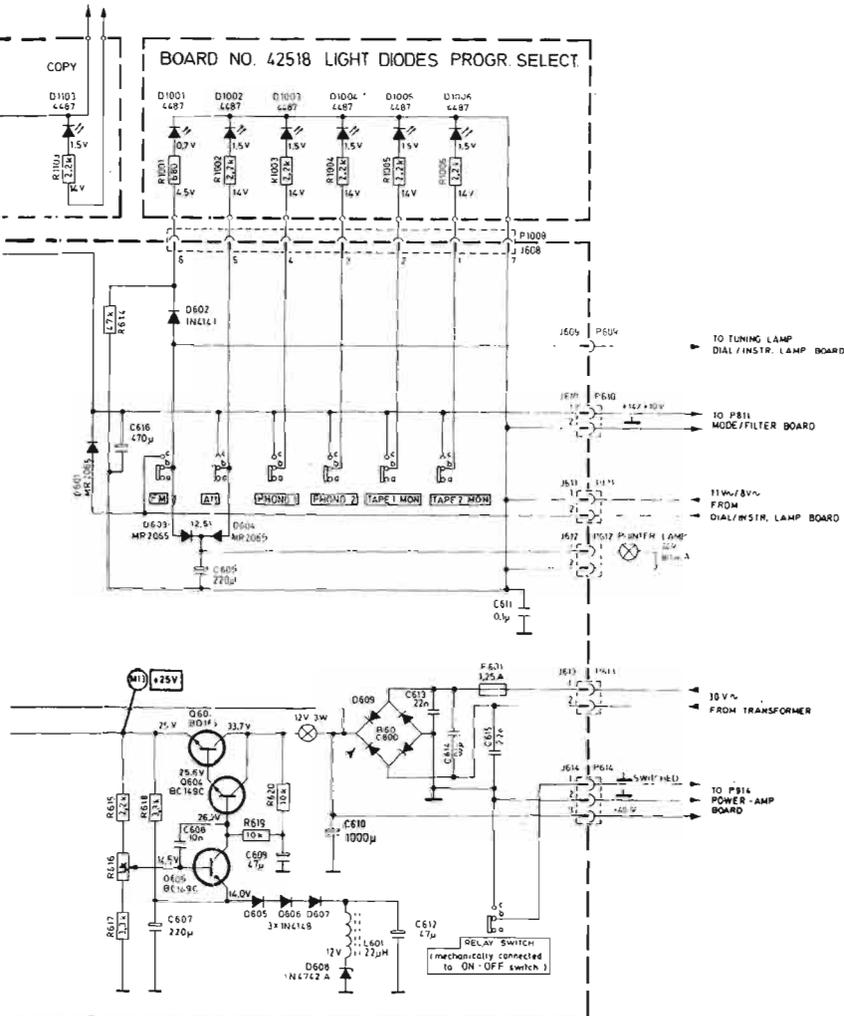
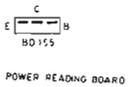


Photo 2. - Pour faciliter le dépannage, la section HF de l'ampli-tuner Tandberg peut s'incliner, plus que ne le représente la photo. On voit également sur ce document le transformateur toroidal et les radiateurs, bien dimensionnés des amplificateurs de puissance.



(70 Hz) sont très éloignées, on a utilisé deux cellules de filtrage que l'on peut court-circuiter pour les mettre hors service. La première cellule est un passé-haut, ou anti-rumble, elle comprend les éléments C 805, C 807, R 811 et R 813. La seconde cellule, passe-bas, anti-bruit de surface utilise les éléments R 815, R 817, C 809 et C 811.

Ces deux filtres ont une pente de 12 dB/octave. Une dernière cellule, à 6 dB/octave permet de poursuivre l'atténuation des fréquences élevées ; il s'agit du couple R 819, C 817. La résistance R 837 charge le condensateur C 817 lorsque le filtre n'est pas en service, cette précaution évite les bruits de commutation.

Dernier organe du préamplificateur, un atténuateur qui permet d'envoyer sur la prise de sortie du troisième magnétophone le signal traité par les correcteurs et les filtres. Simultanément, on réduit de 30 dB environ le niveau sonore dans les enceintes reliées à l'amplificateur.

### AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

L'amplificateur de puissance du Tandberg 2075 est à symétrie complémentaire, il utilise des transistors haute tension ayant une tension  $V_{CEO}$  de 120 V. et un courant maximum de 16 ampères.

L'étage d'entrée est un différentiel qui fait appel à un transistor double MD 8003. Ce transistor double diffusé sur une pastille unique est absolument symétrique, les deux transistors ayant été fabriqués simultanément. Pour améliorer la symétrie, la charge de cet étage est constituée d'une part de résistances de précision (1 %) et d'un second montage différentiel (long tail pair), d'une puissance supérieure. Les émetteurs de cet amplificateur différentiel sont alimentés à courant constant par le transistor Q 905, on retrouve ici une technique couramment utilisée dans les amplificateurs opérationnels. La stabilisation du point de repos est classique : transistor Q 913 découplé (HF) par un condensateur de 4,7 nF. La charge du transistor Q 911 est un autre générateur à courant constant ; il n'y a donc pas de condensateur de bootstrap.

Le système de protection qui a été adopté ici est particulièrement original. Les résistances d'émetteur des transistors de puissance Q 927 et 929 ont une valeur rela-

tivement élevée pour un amplificateur de cette puissance ; la tension de seuil d'un transistor au silicium est d'environ 0,7 V, si bien que si on fait passer un courant de 1 ampère dans la résistance R 959, il apparaîtra entre les bornes de la résistance une tension de 0,68 V, et le transistor Q 915 se mettra à conduire. Un rapide calcul montre que la puissance dans une charge de 8 ohms serait alors de 4 W, à cette puissance, le courant de crête est de 1 ampère et l'amplificateur commencerait à écrêter. C'est ce qui se passe si on envoie une tension continue à l'entrée, sur la base de

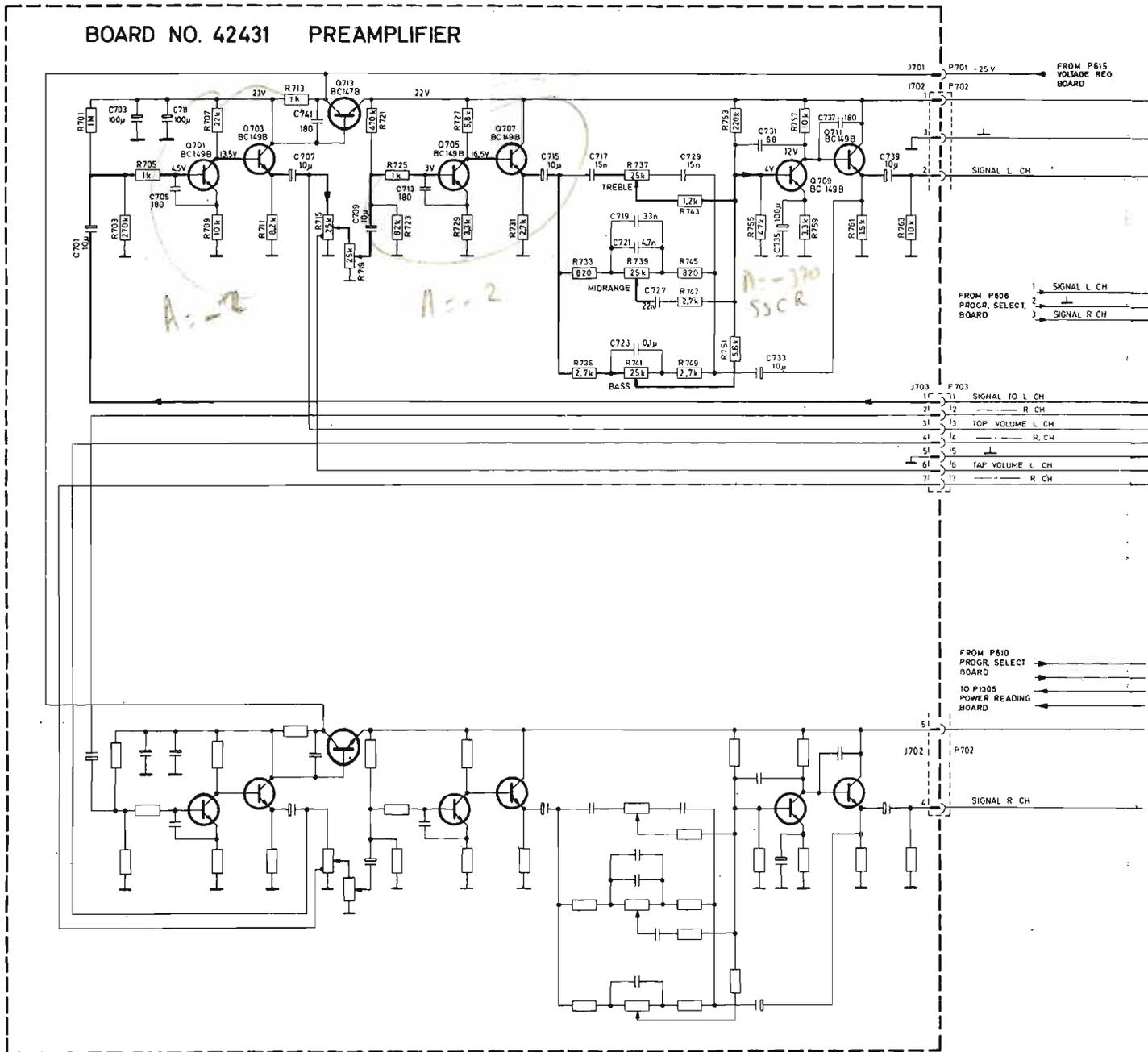
Q 901. C'est aussi ce qui se passe si le transistor Q 927 voit son courant de repos augmenter dans des proportions trop importantes.

En régime dynamique, tout est différent. Lorsque la tension de sortie est dans une alternance positive, le condensateur C 917 se charge au travers de la résistance R 947 et de la diode D 915. Le transistor Q 919 se met à conduire et son courant d'émetteur circule alors dans la résistance R 949, dans un sens tel que la tension base émetteur de Q 917 diminue, or, en régime dynamique, plus la tension de sortie est grande, plus le courant dans la charge est

important, le montage que nous avons ici compare en réalité le courant dans les résistances d'émetteur à la tension de sortie. Ce raisonnement est bien entendu valable pour les alternances négatives, il faut alors considérer le transistor Q 915, la diode D 917 le transistor Q 921. Si l'amplificateur est chargé sur une résistance de 2 ohms par exemple, le courant l'emportera sur la tension de sortie, et le système d'écrêtage entrera en service. Très efficace en continu, cette protection n'existe plus et ne vient pas perturber le fonctionnement en régime normal.

Un deuxième circuit de protection est installé, il fonctionne à relais et coupe les enceintes en cas d'avarie. Ce circuit joue plusieurs rôles, d'abord, il tempore le branchement des enceintes, le relais colle quelques secondes après la mise sous tension, donc une fois que les transistors ont pris leur point de fonctionnement. Cette fonction évite les bruits de commutation qui risquent de détériorer la membrane d'un haut-parleur. Lors de la coupure de l'alimentation, il se produit d'autres phénomènes, en particulier il existe un risque de bruit parasite typique de la coupure

### BOARD NO. 42431 PREAMPLIFIER



## FABRICATION

Le transformateur d'alimentation constitue l'un des éléments de choix de cet ampli-tuner. C'est en effet un modèle toroïdal enfermé dans un blindage. Ce type de transformateur bénéficie d'un rayonnement magnétique extrêmement faible. Particularité de ce transformateur, chaque amplificateur est alimenté séparément, à pleine puissance, il y a peu d'interaction d'un canal sur l'autre.

La construction de l'ensemble est à base d'une série de circuits

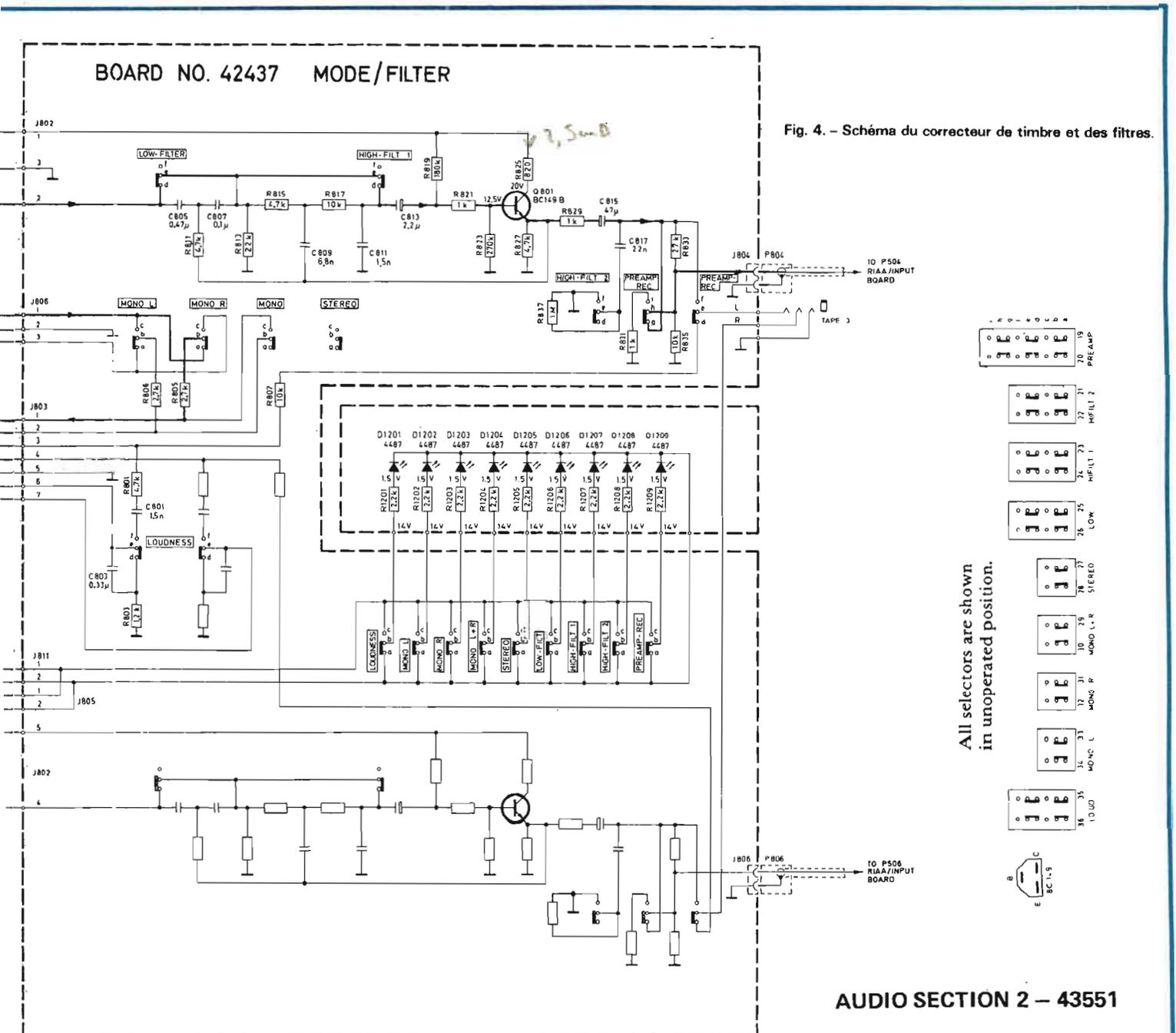
Cet ampli-tuner dispose également d'un circuit d'indication de la puissance de sortie. C'est l'indicateur de champ qui joue ce rôle, une touche commute sa fonction, soit sortie AF, soit niveau de réception.

Les autres systèmes de sécurité sont d'ordre thermique, il s'agit d'une part des fusibles, d'autre part de deux thermo-rupteurs placés en contact avec les transistors de sortie. Ils coupent l'alimentation du relais en cas de surchauffe, ce qui peut arriver sur charge de 4 ohms, lorsque l'amplificateur marche à pleine puissance.

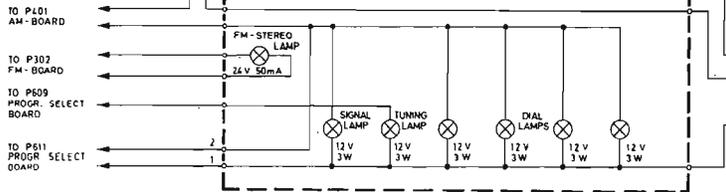
sateurs shuntent les signaux de sortie de l'amplificateur, le transistor BC 147A est saturé, par R 974, le transistor Q 973 est bloqué, le relais est collé. Le transistor Q 971 est bloqué. Si une tension continue apparaît, deux cas se présentent. Cette tension est positive, elle sature Q 971 qui à son tour fait décoller le relais par l'intermédiaire du trigger. Si cette tension est négative, c'est le transistor Q 972 qui se bloque, Q 973 se sature, et le résultat est identique. Donc, dans les deux cas, la sécurité de l'enceinte est assurée, il ne doit pas y avoir de courant continu dans l'enceinte.

d'un circuit électrique. Avec cet ampli-tuner, rien de cela, le fait d'appuyer sur la touche d'arrêt coupe le circuit des enceintes, alors que la coupure du transformateur a lieu, lors du relâchement de la touche.

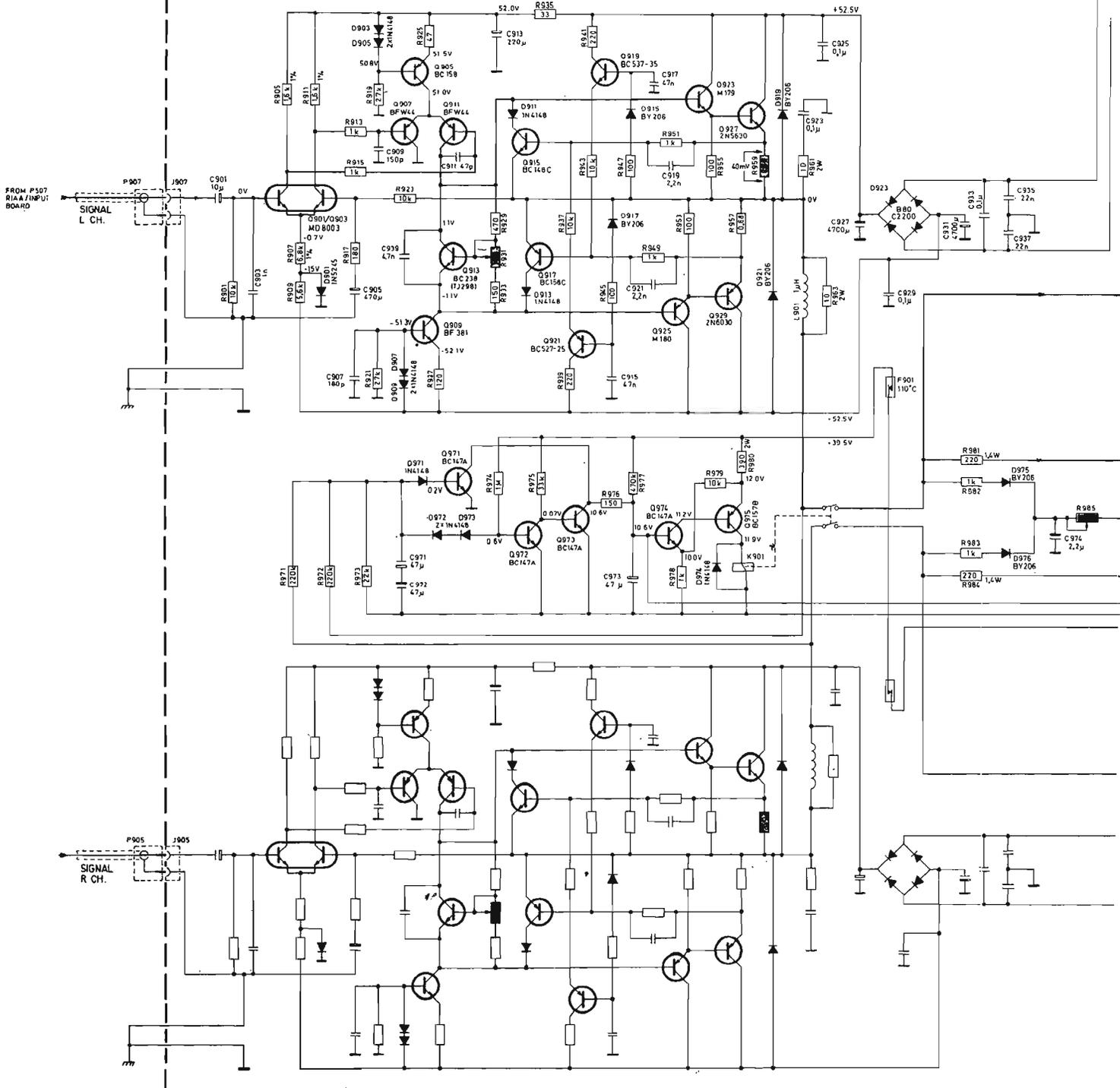
Les deux transistors Q 974 et 975 sont montés en trigger, le condensateur C 973 assure la temporisation. Les sorties des deux amplificateurs sont reliées au module de protection par les résistances R 971 et R 972. Ces deux résistances constituent avec le condensateur C 971 et C 972 un filtre passe-bas. Pendant le fonctionnement normal, les conden-

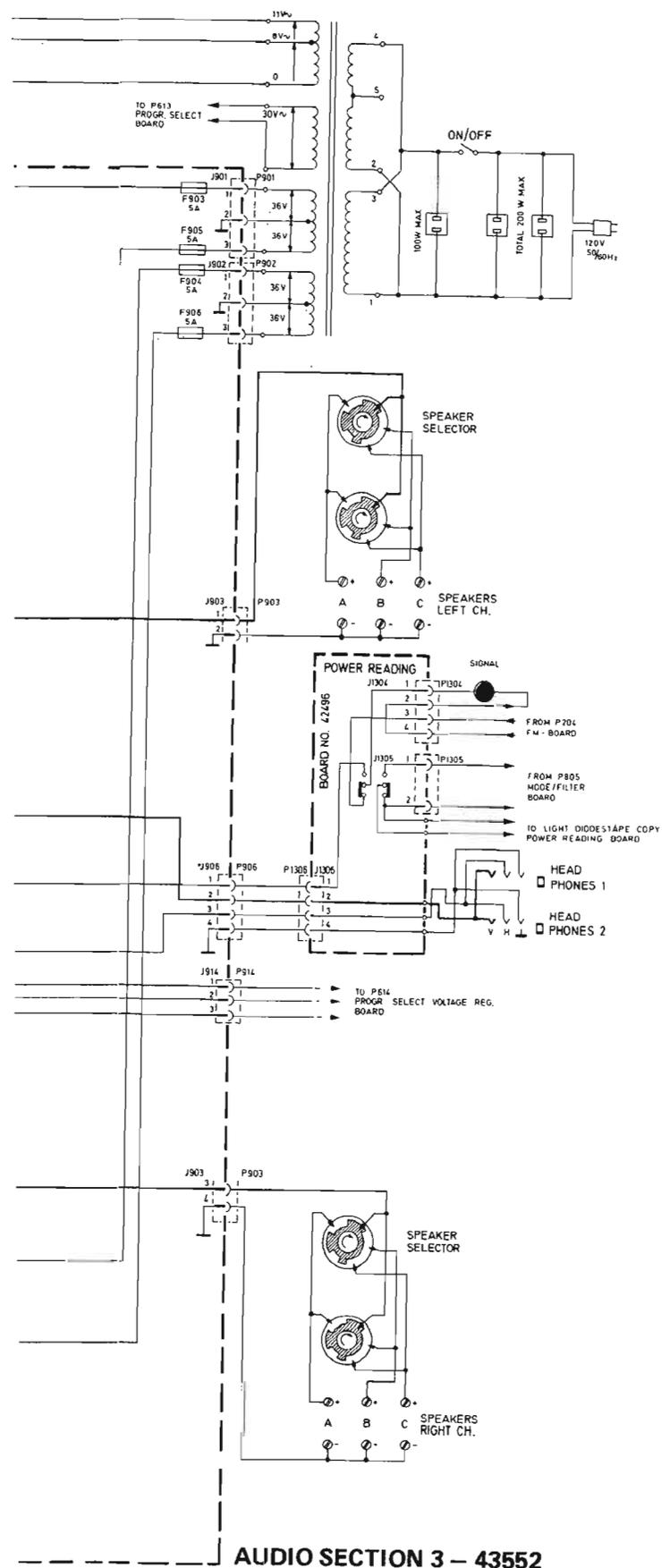


BOARD NO. 42397  
DIAL/INSTR. LAMPS



BOARD NO. 42391 POWER - AMPLIFIER





imprimés remplissant chacun une série de fonctions. Les rôles des circuits sont d'ailleurs sérigraphiés en gros caractères afin de faciliter leur repérage. Ces circuits imprimés sont garnis de composants sagement alignés. Les interconnexions se font en partie par connecteurs. Toutes les prises d'entrées sont rassemblées sur une carte de circuit imprimé, les préamplificateurs sont câblés directement sur cette carte. Comme les commutations sont statiques, il y a peu de problèmes de cheminement de câble.

Pour la maintenance, on aurait pu craindre un embouteillage où le fer à souder aurait eu du mal à se frayer un passage. Il n'en est rien, le châssis radio peut s'incliner vers l'arrière, il manque seulement la béquille de maintien que l'on remplacera par un tournevis. Une fois cette section en place, le circuit des filtres et de commutation est parfaitement accessible.

Les composants sont dans l'ensemble d'excellente qualité.

La sensibilité de l'entrée phono variable est de 2,2 mV à 1 000 Hz. La tension de saturation, mesurée également à 1 000 Hz est de 40 mV, elle passe à 180 mV pour la sensibilité minimale du préamplificateur. La bande passante à - 3 dB de la section audio, sur les entrées haut niveau est de 6 Hz à 80 000 Hz.

Les filtres actifs sont très efficaces, 12 dB/octave pour le passe haut, tandis que les deux filtres passe-bas peuvent être couplés. Les deux filtres en service, la fréquence à - 3 dB est de 8 000 Hz tandis que la pente atteint 17 dB par octave. Lorsque l'un des filtres est seul en service, on peut avoir une atténuation de 6 ou 12 dB/octave, les fréquences étant respectivement de 8 500 et 9 500 Hz.

### CONCLUSIONS

Appareil de haut de gamme conçu et réalisé avec un très grand soin et des connaissances techniques à l'avant garde, cet ampli tuner pourra en remontrer à beaucoup d'autres appareils même plus chers. Toutes les performances mesurées ont montré qu'à chaque fois le constructeur annonçait des valeurs inférieures. La puissance de sortie est très élevée et devrait satisfaire nombre d'amateurs de sonorisation personnelle de forte puissance. Il ne manque que les grandes ondes au tuner MA. C'est pratiquement le seul reproche que nous ayons pu trouver, mais comme de toute façon, la qualité des ondes longues n'exige pas un tel appareil, un petit transistor que vous achèterez à part fera fort bien l'affaire.

Quand vous saurez que Tandberg réalise aussi des périphériques pour ordinateur, vous comprendrez aussitôt pourquoi le constructeur a fait appel à des techniques de pointe.

E.L.

### MESURES

L'ampli-tuner s'est avéré un appareil simple à utiliser. La multitude de voyants très visibles (on peut tamiser la lumière) rappelle que telle ou telle fonction est en service.

La puissance de sortie est de deux fois 121 W sur 4 ohms, les deux canaux excités. Sur 8 ohms la puissance diminue très légèrement pour atteindre 2 fois 91,5 W ; donc, point de vue puissance nous constatons que Tandberg tient mieux que ses promesses.

Sur le plan taux de distorsion harmonique, nous avons mesuré à pleine puissance un taux de 0,2 % sur 4 ohms à 1 000 Hz, 0,24 % à 10 000 Hz et 0,1 % à 20 Hz.

Sur une impédance de charge normale de 8 ohms, le taux de distorsion diminue et passe à 0,08 % à 1 000 Hz et reste inférieur à 0,1 %. Le taux de distorsion par intermodulation est conforme aux indications du constructeur, inférieur à 0,15 %.

Pour le rapport signal/bruit, nous faisons confiance à Tandberg et avons pu constater que la promesse était tenue : rapport signal/bruit sur entrée Phono : 75 dB. Sur les entrées à haut niveau, le rapport signal sur bruit de toute la chaîne est de 83 dB.

dérivé des équipements de télémessure physiologique créés pour les besoins de la  
N.A.S.A.

# LE TELECARE

permet la prise en charge des blessés dès l'arrivée des premiers secours

**L**a formulation rapide du diagnostic permettant de prodiguer sans retard une thérapeutique dans les tout premiers instants d'une intervention — qu'il s'agisse de malades cardiaques ou d'accidentés graves en état de choc — est désormais possible « in situ » grâce à un nouveau système de télémessure ayant l'originalité de pouvoir être acheminé par radiotéléphone selon le procédé du multiplex. Le TELECARE qui vient d'être adopté par le Texas Medical Center de Houston constitue un auxiliaire précieux pour les équipes d'urgence travaillant en étroite collaboration avec les médecins des centres de traumatologie ou de réanimation.

## GÉNÉRALITÉS

C'est une prise de conscience croissante de l'importance des problèmes coronariens qui a fait naître chez les spécialistes du cœur de Houston l'idée du Telecare. Le but du Telecare, développé par SCI Systems, Houston, est de mettre à la disposition des équipes spécialisées une unité de premiers secours cardiaques regroupant dans un même bâti les appareils essentiels de réanimation et de télétransmission de l'ECG (électrocardiogramme) du patient. Des impératifs drastiques pour la réduction du poids et de l'encombrement ont dicté la mise en œuvre de techniques d'avant-garde. Les techniciens d'Houston sont ainsi parvenus à offrir un ensemble très compact n'excédant pas 18 kg et dont la conception modulaire lui confère une grande souplesse d'exploitation.

## ÉQUIPEMENT DE BASE

La mallette Telecare, entièrement autonome, ne nécessite

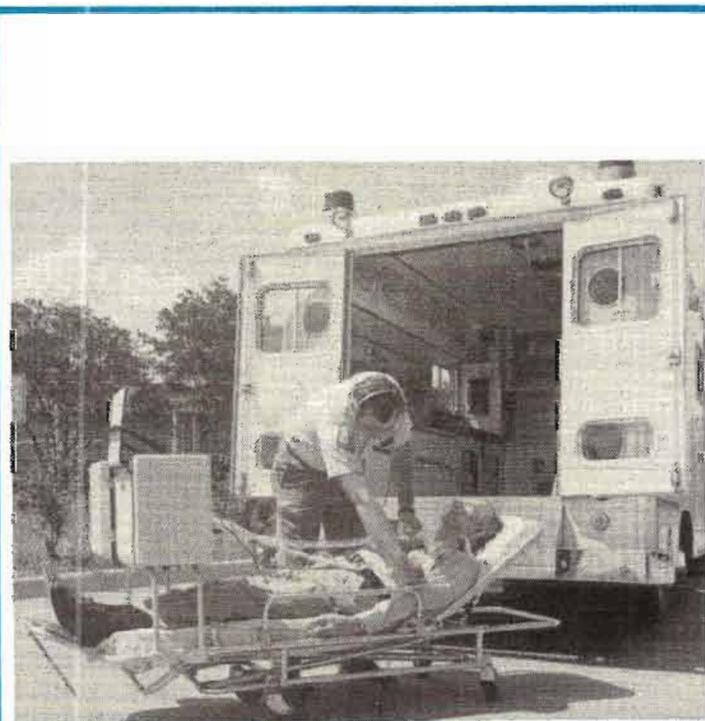


Fig. 1. — Le bloc Telecare fixé au brancard est opérationnel immédiatement sur les lieux de l'intervention grâce à sa complète autonomie.

aucun raccordement à une quelconque source extérieure. Ses batteries de dimensions et de poids très faibles — dont la recharge s'effectue à partir du circuit électrique de l'ambulance — ont pourtant une capacité suffisante pour fournir le courant nécessaire aux divers appareils qu'elle comporte. La liste des divers équipements de base incorporés au Telecare est indiquée ci-dessous :

a) **générateur d'oxygène** assurant une autonomie de 15 minutes avec un débit moyen de 6 litres par minute. Il est évident que si la bouteille d'oxygène conventionnelle convient parfaitement pour l'utilisation à bord de l'ambulance, son poids interdit son emploi sur les lieux mêmes de l'intervention. Aussi le Telecare utilise un générateur ultra-léger dont la technologie « solid-state » est directement issue du programme spatial.

b) **défibrillateur** en courant continu spécialement conçu pour délivrer une forme d'onde correcte et une énergie suffisante en fonction d'une part des servitudes d'alimentation et d'autre part

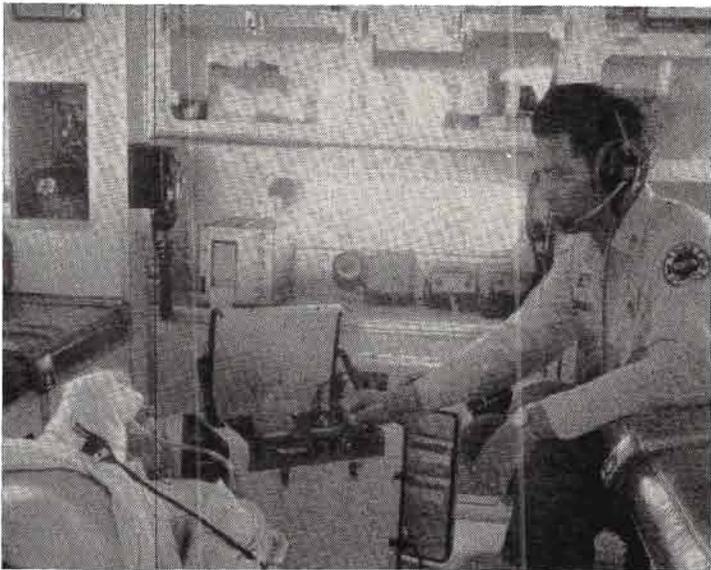


Fig. 2. - Premier plan : une surveillance de tous les instants sous la supervision des médecins du Centre de Houston grâce au Telecare dont le fonctionnement est ininterrompu jusqu'au transfert du patient à l'hôpital.

Second plan : de gauche à droite, on distingue une bouteille d'oxygène offrant de plus amples réserves, un enregistreur d'E.C.G. dont la bande-témoin est remise aux médecins de l'hôpital, les organes de commande du radiotéléphone de bord.

vent échanger librement une conversation sur l'état du patient et la nature des mesures d'urgence à prendre, sans interrompre l'envoi de l'ECG qui contient de précieux renseignements.

L'oscilloscope de contrôle du Telecare permet l'examen sur place de l'ECG ; toutefois, c'est le médecin du centre chargé de la **supervision** qui, au fur et à mesure de l'interprétation de l'ECG, est à même de prescrire un traitement de première urgence. Le personnel d'intervention, très occupé à prodiguer des soins au patient, n'est pas en mesure d'assumer en permanence sa surveillance cardiaque, cette tâche incombant au spécialiste du centre, capable de déceler à tout moment la moindre défaillance grâce à la télétransmission ECG.

En plus du rôle primordial joué dans la formulation rapide du diagnostic suivi d'une thérapeutique appropriée, destinée au moins à stabiliser l'état du malade durant son transport, la liaison Telecare constitue un élément de sécurité

de l'impossibilité d'utiliser le circuit habituel R-L-C trop volumineux. Le niveau d'énergie restitué lors de la décharge est réglable jusqu'à 400 joules et le temps de récupération est inférieur à 12 secondes à la capacité maximale. L'autonomie de la batterie permet d'obtenir environ 50 décharges de défibrillation.

c) **oscilloscope de contrôle** avec écran à grande rémanence permettant d'observer l'onde ECG avec une vitesse de passage de 25 mm par seconde.

d) **organes de télétransmission ECG** et phonie constitués par un dispositif de télémessure multiplex associé à un émetteur-récepteur de radiotéléphonie faible puissance fonctionnant en modulation de fréquence.

e) **coupleur téléphonique** permettant la transmission par téléphone de l'ECG du patient lorsque cette formule s'avère plus pratique ou bien en cas de défaillance de la liaison radio.

La conception **modulaire** du Telecare permet d'ajouter en option un appareil semi automatique de mesure de la pression sanguine, une unité de télémessure d'électroencéphalogramme (EEG) fonctionnant alternativement avec le système de transmission ECG, ou tout autre dispositif à la demande.

patient, l'infirmier spécialisé met en route la transmission de l'ECG du patient vers le centre de télésurveillance cardiaque. La liaison qui s'effectue en **duplex intégral** permet d'acheminer sur l'un des

quatre canaux de trafic réservés à ce service à la fois les données ECG et la phonie grâce au multiplexage de ces deux informations. Ainsi, le médecin du centre et l'infirmier en intervention peu-

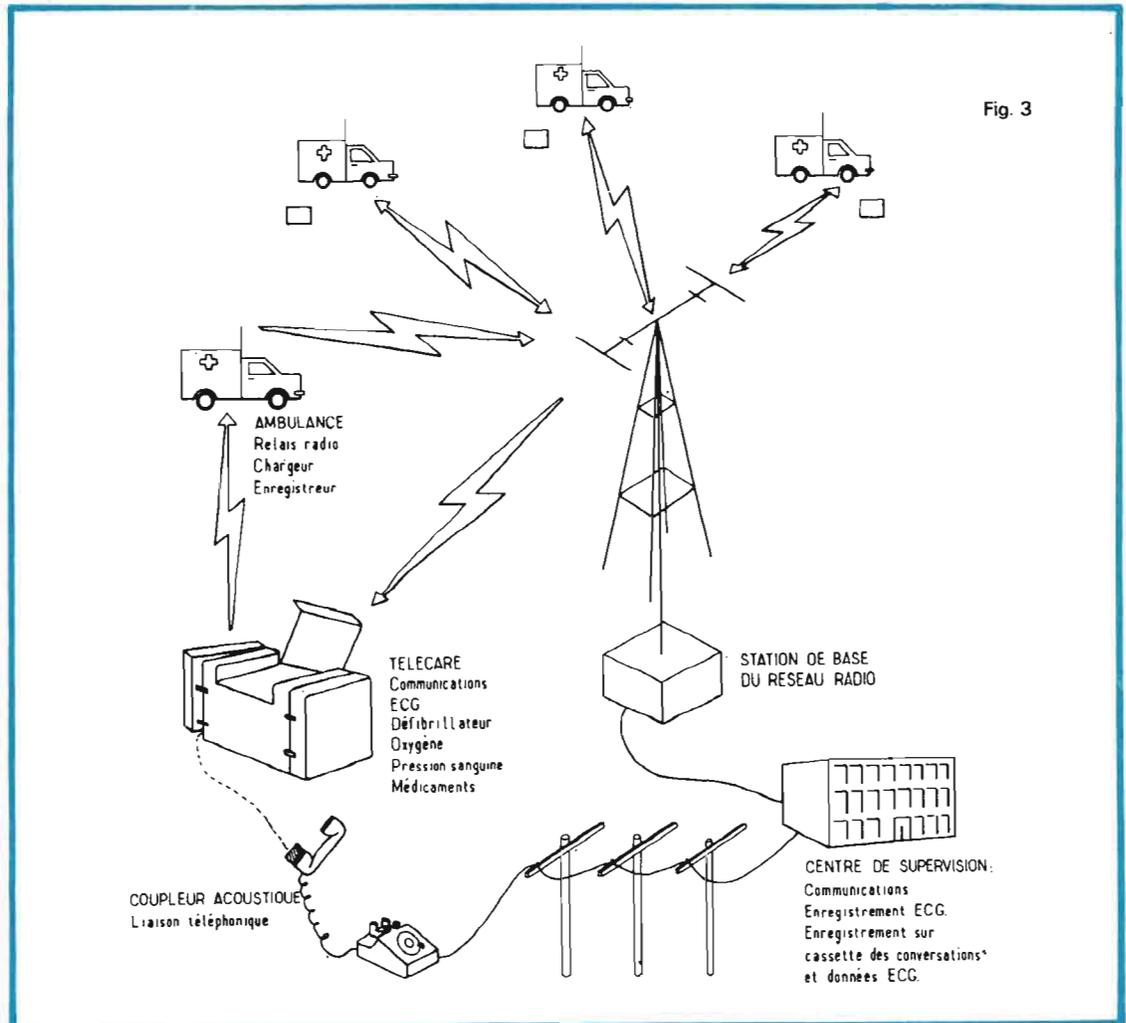


Fig. 3

### CONCEPT DU TELECARE

Dès son arrivée sur les lieux de l'accident ou au domicile du

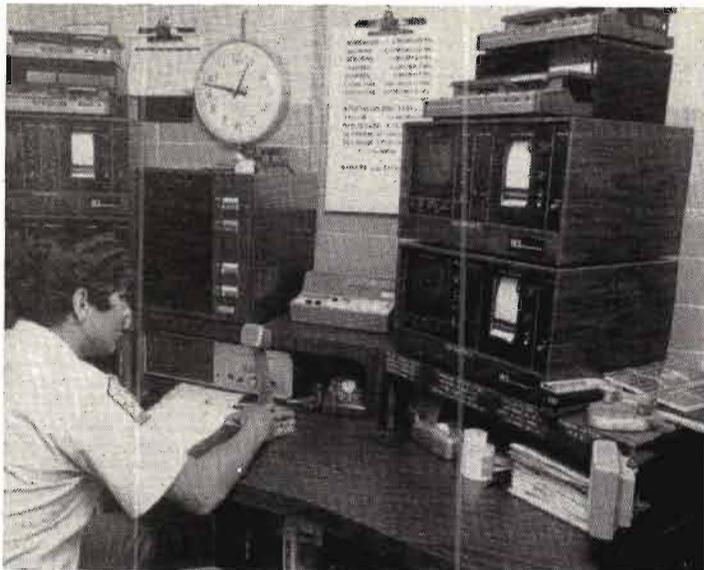


Fig. 4. - Central Telecare. On distingue au centre le pupitre de télécommande de la station radio. De part et d'autre se trouvent deux enregistreurs graphiques d'E.C.G. auxquels sont superposés deux enregistreurs magnétiques sur cassettes.

supplémentaire en évitant toute précipitation au cours de l'acheminement à l'hôpital. A ce propos, l'examen de l'ECG de sujets pendant leur transport à l'hôpital a montré une brusque montée de l'émotivité, lors de la mise en route des avertisseurs sonore et optique de l'ambulance. En cas d'affection cardiaque, ce phénomène mérite d'être pris en considération. D'ailleurs, en règle générale, l'observation d'une vitesse modérée évite au conducteur de prendre des risques pouvant causer un accident : ce qui n'est pas souhaitable en temps normal l'est encore moins avec un malade à bord.

#### EXPLOITATION

La capacité de la batterie d'alimentation limitée par des impératifs d'ordre physique et le mode de transmission duplex nécessitant la mise en porteuse permanente imposent la mise en œuvre d'un émetteur de **faible puissance**, de façon à obtenir une bonne autonomie de l'ensemble Telecare.

Il en résulte une portée insuffisante pour atteindre directement la station centrale, notamment lorsque le Telecare se trouve à l'intérieur de locaux où la propagation est difficile comme c'est le cas pour les bâtiments en béton armé qui sont le siège d'une certaine absorption. Pour pallier cet inconvénient, la liaison Telecare transite par le radiotéléphone de bord de l'ambulance qui joue le rôle de **relais**. Ce dernier jouis-

sant d'une meilleure antenne, celle du véhicule, et d'un émetteur de puissance élevée, confère à la liaison une excellente qualité, quelles que soient les conditions d'utilisation du Telecare. Grâce à ce procédé, aucune manipulation n'est nécessaire à partir du

moment où les électrodes ECG sont appliquées au patient à son domicile ou sur les lieux de l'accident, jusqu'à son admission aux urgences de l'hôpital choisi pour le recevoir.

La liaison Telecare provoque la mise en route automatique de

l'enregistreur graphique situé à l'intérieur du véhicule et dont la bande-témoin est remise aux autorités de l'hôpital, accompagnée de la liste des médicaments qui ont été administrés au patient. Le centre de supervision ayant suivi le patient du début de l'intervention est évidemment à même de fournir aux médecins du service d'urgence ou de réanimation de l'hôpital d'accueil toute information complémentaire pour les besoins du traitement. D'ailleurs, le centre dispose non seulement des enregistrements ECG sur papier, mais également de cassettes magnétiques comportant l'enregistrement complet des conversations et de la télémessure relatives à chaque intervention. Ces documents sont conservés pendant quelque temps pour consultation éventuelle et pour l'établissement des statistiques.

#### CONCLUSION

La maniabilité du Telecare alliée à ses multiples possibilités d'utilisation font sans nul doute de ce nouveau dispositif un auxiliaire efficace pour secourir les malades cardiaques ou les traumatisés graves victimes d'accidents de la route. L'originalité du système de centralisation sous la responsabilité d'un médecin superviseur chargé de veiller à l'acheminement du patient à l'hôpital, dans les meilleures conditions, constitue également une des nombreuses chances du succès auquel est voué ce procédé.

D.R.B.

LISEZ  
**HIFI STÉRÉO**  
LA  
REVUE  
DONT  
LES  
BANCS D'ESSAI  
FONT  
AUTORITÉ

**DYNATRA**  
**DISTRIBUTION**  
**SEMI-CONDUCTEURS**

**3150 tyres DISPONIBLES**

*LISTE-TARIF contre enveloppe timbrée (2,20 F)*

— Vente uniquement aux professionnels —  
**DYNATRA** 41, rue des Bois - Paris 19<sup>e</sup>  
Tél. : 607.32.48 et 208.31.63 - Télex : 21342 F

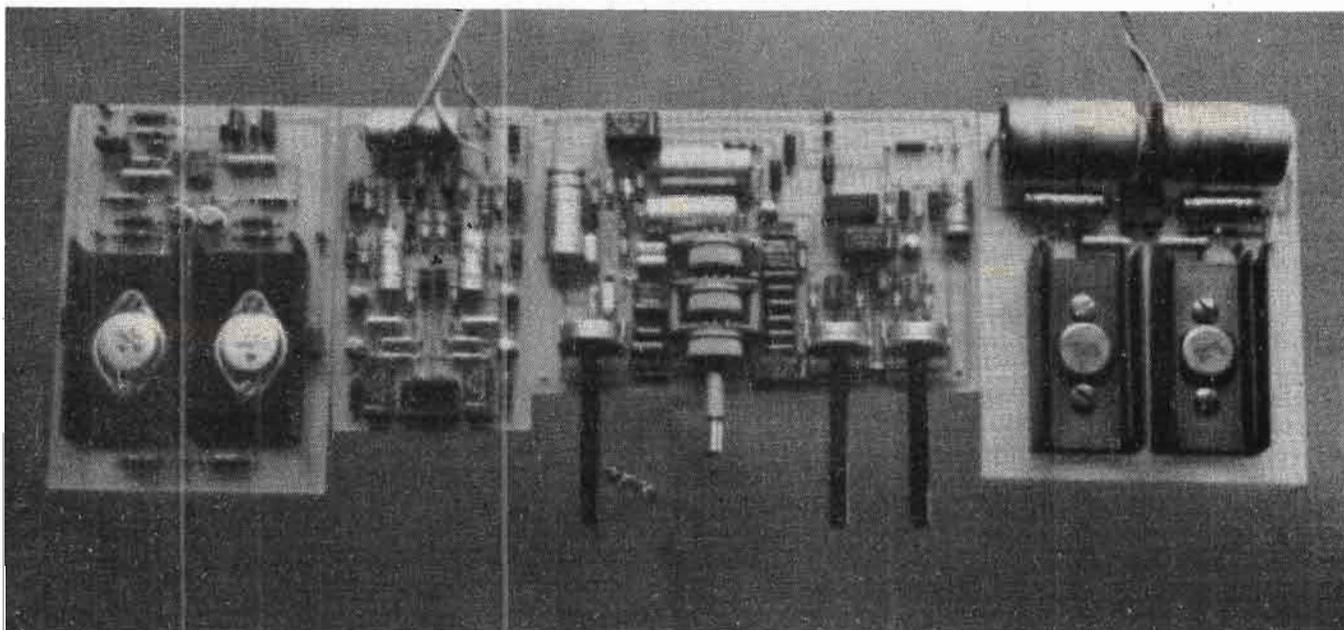


#### BIBLIOGRAPHIE

« Deep in the heart of Texas : Houston medical communications » (Revue « Communications », Août 1974).

Documentation SCI Corporation et General Electric Company.

# 4 modules pour un ampli B.F. de classe HI-FI



(Suite voir N° 1507)

## III. – LE MODULE-AMPLIFICATEUR 15 W 28

Le module amplificateur que nous avons retenu pour cette étude est un circuit du type différentiel. Sa puissance de 15 W pour une impédance  $Z = 8 \Omega$  est plus que suffisante pour une écoute confortable dans un appartement.

### A) Le schéma

Celui-ci est dessiné fig. 9. Comme nous pouvons le constater il est simple. On utilise à l'entrée un circuit intégré SFC2741, la modulation étant appliquée à l'entrée inverseuse par le condensateur C37 de  $0,1 \mu\text{F}$  et la résistance R37 de  $10 \text{ k}\Omega$ . L'entrée non inverseuse est mise à la masse à travers la résistance R38 de  $10 \text{ k}\Omega$ . Le signal amplifié est disponible à la « pin » 10 du circuit intégré.

Le gain de cet étage IC1 est de 10, le signal a un niveau suffisant pour attaquer les étages de puissance Q6 - Q8 et Q7 - Q9.

Les étages IC1 - Q6 - Q8 - Q7 et Q9 sont à couplage direct et le réseau R39 -  $100 \text{ k}\Omega$  avec un parallèle C38 -  $47 \text{ pF}$  établit une contre-réaction globale pour tous les étages.

Q6 - Q7 - Q8 et Q9 ont un gain unitaire en tension.

Le condensateur C38 -  $47 \text{ pF}$  a également pour rôle d'éliminer la H.F.

A la « pin » 10 du circuit intégré, existe un signal symétrique par rapport à la masse, c'est-à-dire déphasé, qui peut alimenter les étages à symétrie complémentaire de puissance. En absence de signal, la tension continue en cet endroit doit être nulle.

Les diodes D1 et D2 ont pour rôle d'assurer la polarisation des bases de Q6 et Q7, de manière que le courant de repos dans les étages de puissance soit d'environ 10 mA.

Les condensateurs C41 et C42 ont pour but d'éliminer une éventuelle composante H.F.

La tension d'alimentation est de  $\pm 24$  volts.

Le circuit intégré IC1 demandant pour son fonctionnement une tension symétrique de  $\pm 12 \text{ V}$ , celle-ci est prélevée à partir du  $\pm 24 \text{ V}$  par la cellule de filtrage composée de R40 - C39 et Z1 pour la branche positive et R41 - C40 et Z2 pour la branche négative.

Le SFC 2741 existe encapsulé dans différents boîtiers. Nous avons choisi le Dual in Line à 14

pattes ou celui à 8 pattes, les deux versions étant permutable. La fig. 10 permet de voir l'emplacement du SFC 2741 DC par rapport au SFC 2741 D, la « pin » 8 de l'un correspondant à la « pin » 12 de l'autre.

### B) Le circuit imprimé

Celui-ci est proposé fig. 11 à l'échelle 1.

Les dimensions sont de  $91 \times 126 \text{ mm}$ .

Là encore les pistes sont peu nombreuses et de la bande de  $1,27 \text{ mm}$  de largeur suffit. Bien disposer les 14 pastilles du circuit intégré au pas de  $2,54 \text{ mm}$ .

Prévoir deux grosses pastilles pour les transistors de puissance (fixation des boîtiers TO3 au CI).

Pour ce CI les forages se feront encore avec des mèches de 10/10

et 13/10 mm suivant le diamètre des pastilles.

### C) Le câblage du module C

Le plan de câblage est celui de la fig. 12. Se reporter à la nomenclature des composants pour effectuer ce travail afin de connaître la valeur nominale de chaque élément.

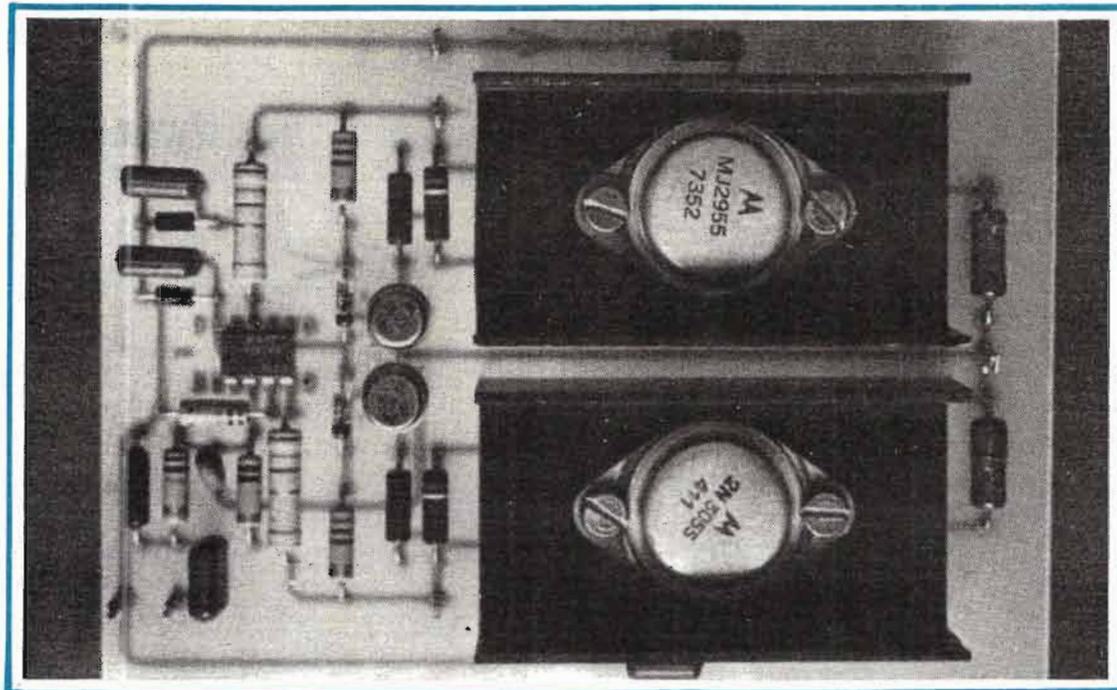
Bien veiller à l'orientation des semiconducteurs.

Les transistors de puissance Q8 et Q9 sont plaqués contre les radiateurs et soudés directement au circuit imprimé. Leur fixation au CI se fait avec de la visserie de 4, établissant en même temps les contacts des collecteurs au circuit (d'où la nécessité de prévoir 2 grosses pastilles sur le dessin du CI).

### D) Nomenclature des composants

● Résistances à couche  $\pm 5\%$  - 0,5 W (sauf indication)

- R36 - 5,1 k $\Omega$
- R37 - 10 k $\Omega$
- R38 - 10 k $\Omega$
- R39 - 100 k $\Omega$
- R40 - 220  $\Omega$ /1 W
- R41 - 220  $\Omega$ /1 W
- R42 - 8,2 k $\Omega$
- R43 - 8,2 k $\Omega$
- R44 - 390  $\Omega$
- R45 - 27  $\Omega$
- R46 - 27  $\Omega$
- R47 - 390  $\Omega$
- R 48 - 0,47  $\Omega$ /2 W
- R49 - 0,47  $\Omega$ /2 W



- Condensateurs à sorties radiales  
C37 - C39 - C40 - C41 - C42 : 0,1  $\mu$ F/100 V.
- Condensateur céramique  
C38 - 47 pF
- Semiconducteurs  
IC1 - SFC 2741 D ou SFC 2741 DC  
Q6 - 2N1711  
Q7 - 2N2904  
Q8 - MJ2955 Motorola  
Q9 - 2N3055  
D1 et D2 - BYX 10

Z1 et Z2 - diode zener de 12 V/1 W (1N4742 Motorola par exemple).  
● Divers  
Picots à souder.  
Intercalaires pour transistors TO5.  
Radiateurs N° 3 des Ets. Acer.  
Visserie de 4.

- Puissance de sortie : 15 Weff.
- Impédance de sortie : Z = 8  $\Omega$ .
- Sensibilité d'entrée : 1 Veff.
- Tension d'alimentation :  $\pm 24$  volts.
- Distorsion harmonique : < 0,5 %.
- Courant de repos : 10 mA.
- Consommation max. : 1 A.

### E) Caractéristiques du module C

- Amplification du type différentiel sans condensateur de liaison ampli/HP.

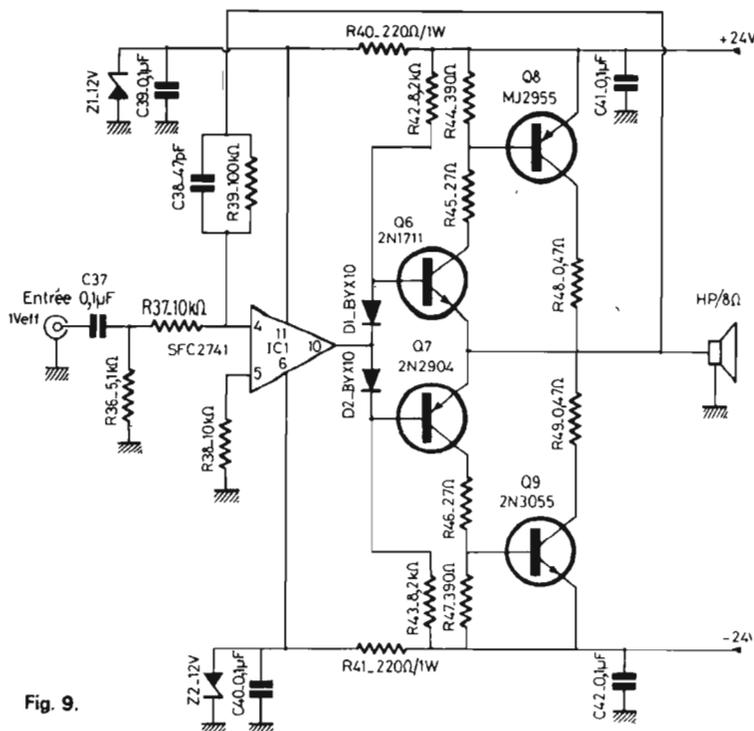


Fig. 9.

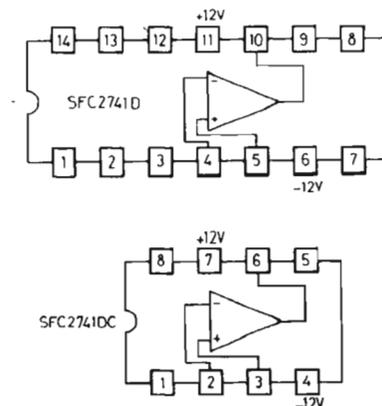


Fig. 10.

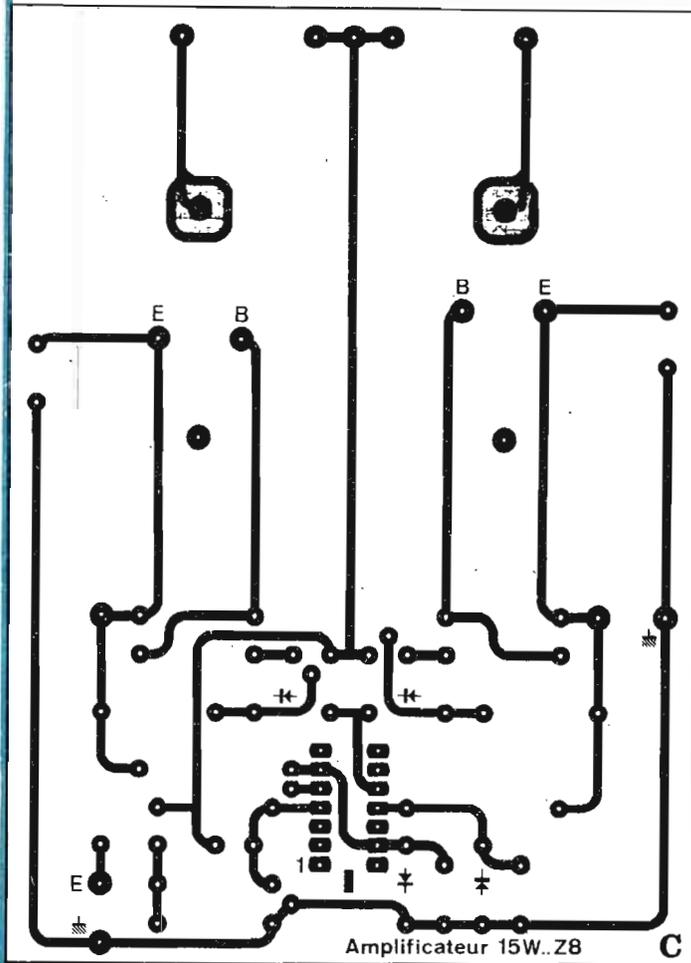


Fig. 11.

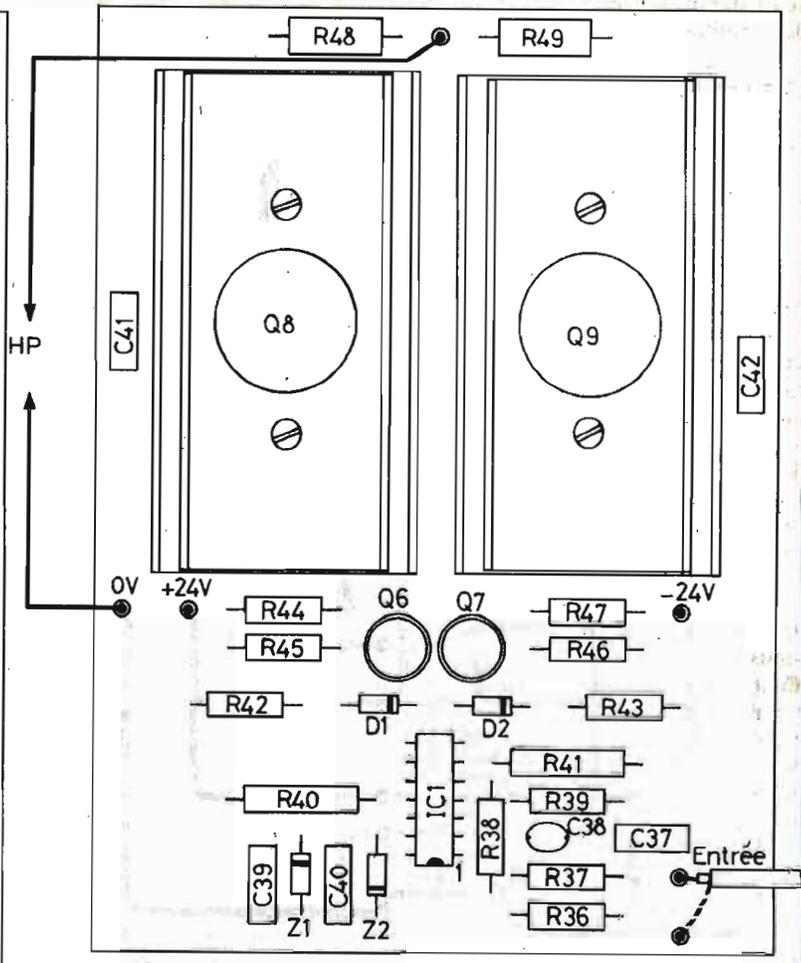


Fig. 12.

## IV. - LE MODULE D : ALIMENTATION $\pm 24$ VOLTS

### A) Le schéma

Le schéma de principe vous est donné à la fig. 13.

Cette alimentation stabilisée est la plus simple qui soit.

Un transformateur fournit au secondaire deux tensions de 24 V (2 x 24 V). Il doit pouvoir débiter 2 ampères.

Cette tension alternative est redressée par un pont CRI du type MDA9421 Motorola par exemple.

Par rapport au point milieu du transformateur, nous obtenons deux tensions continues symétriques  $\pm U$ . Ces deux tensions sont filtrées par un électrochimique de 2 200  $\mu$ F (un pour chaque branche).

La tension continue résultante  $U\sqrt{2}$  est appliquée au collecteur de Q10 - 2N3055 pour la tension positive, tandis que la tension continue négative non stabilisée est appliquée au collecteur de Q11 - MJ2955 (ou BDX18).

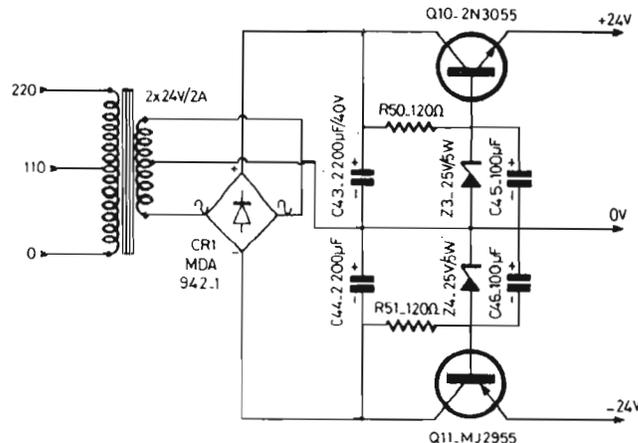


Fig. 13.

C'est sur les émetteurs de Q10 et de Q11 que nous récupérons les tensions stabilisées  $\pm 24$  volts.

Les diodes zener de 24 volts Z3 et Z4 disposées dans les bases des transistors ballasts permettent de stabiliser ces deux potentiels symétriques par rapport au 0V flottant.

La base de chaque transistor est polarisée par une résistance de 120  $\Omega$ /1 W.

Les électrochimiques de 100  $\mu$ F en parallèle sur les zeners filtrent la tension de référence et suppriment tout bruit en sortie.

Les diodes Zeners doivent pouvoir dissiper une puissance de 5 W.

### B) Le circuit imprimé

Le dessin du circuit imprimé est proposé à la fig. 14 à l'échelle 1.

Les dimensions du CI sont de 106 x 126 mm.

Là encore, les liaisons sont peu nombreuses.

Une fois de plus on se servira des forets de diamètre 10/10 et 13/10 mm.

### C) Le câblage du module

Le plan de câblage est celui de la fig. 15.

Le peu de composants à souder élimine tout risque d'erreur. Faire attention de bien mettre en place le pont redresseur, entrées et sorties étant gravées dans le boîtier de ce composant.

On se reporte à la nomenclature pour connaître la valeur de chaque composant.

### D) Nomenclature des composants

- Semiconducteurs
- CR1 - type MDA942-1 Motorola
- Z3 et Z4 - diodes Zeners de 24 V/5 W type 1N5369 Motorola par exemple
- Q10 - 2N3055
- Q11 - MJ2955 Motorola ou BDY18 Sescosem
- Condensateurs électrochimiques
- C43 - C44 - 2 200  $\mu$ F/40 V
- C45 - C46 - 100  $\mu$ F/63 V.
- Résistances
- R50 - R51 - 120  $\Omega$ /1 W.
- Transformateur
- Primaire: 110 - 220 V - Secondaire: 2 x 24 V/2 A à 3 A.
- Radiateur type N° 3 des Ets. Acer.
- Visserie de 4.
- Picots à souder.

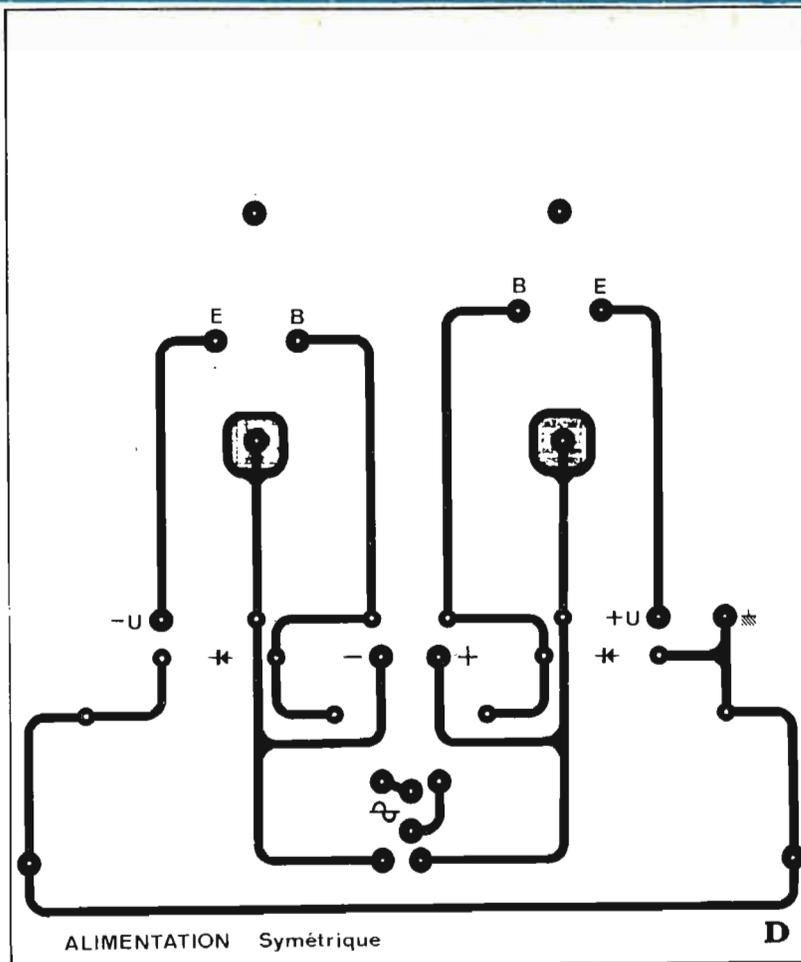


Fig. 14.

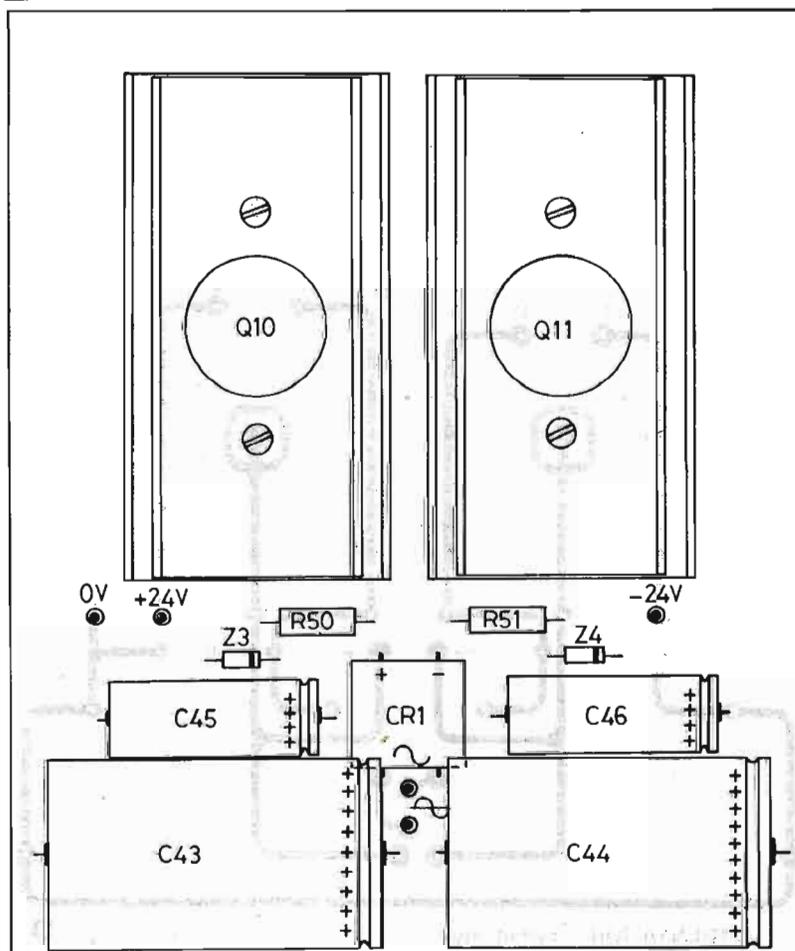


Fig. 15.

### V - REMARQUE IMPORTANTE

Il sera utile de prévoir un fusible dans chaque branche de l'alimentation  $\pm 24$  volts et ce pour chaque module amplificateur, soit au total 4 fusibles de 1,2 ampère.

Nous venons de proposer 4 modules qui reliés bout à bout, comme l'indique le synoptique Fig. 1, permettent de construire un amplificateur pour chaîne Hi-Fi de bonnes caractéristiques.

La modulation transmise de module en module se fera bien entendu avec du fil blindé.

**Nota :** Pour les lecteurs qui éprouveraient des difficultés à réaliser les circuits imprimés, les CI A - B - C - D pourront être fournis aux lecteurs qui en feront la demande à la rédaction.

## 12. LES GENERATEURS de signaux rectangulaires

(Suite voir N° 1507)

LA connaissance du bon fonctionnement d'un circuit amplificateur s'exprime par de nombreux paramètres (gain, bande passante, stabilité, déphasage, etc.) qui sont mesurés ou appréciés séparément au moyen d'un générateur sinusoïdal et d'un ou plusieurs mesureurs. Ce procédé est précis mais long et souvent fastidieux à mettre en œuvre : on le réserve plutôt aux opérations de recherche et de mise au point sur un montage.

Dans le cas assez général où l'on ne désire effectuer qu'un contrôle de performances, il est possible d'évaluer la plupart des caractéristiques d'un amplificateur en faisant appel à un générateur de signaux rectangulaires associé à un oscilloscope.

Cette méthode est préconisée pour l'évaluation des caractéristiques globales des matériels à haute fidélité (amplificateurs, haut-parleurs ou enceintes, filtres, alimentations...). Elle nécessite, cependant, une certaine interprétation de la forme des signaux de sortie lorsqu'on applique une tension brusque à l'entrée d'un montage. Si l'on a quelques connaissances en électronique, cette interprétation est assez facile, voire intuitive : nous en donnerons quelques exemples ainsi que la description de plusieurs appareils, dont un générateur de « Tone Burst ».

### QU'EST-CE QU'UN SIGNAL RECTANGULAIRE ?

Ce titre peut faire sourire les techniciens.

En fait, il nous paraît nécessaire d'insister sur les qualités essentielles que doit posséder un signal rectangulaire (quelquefois appelé signal carré) pour être parfaitement utilisable.

Un signal rectangulaire est lié à une tension ou un courant dont la variation entre une valeur minimale et une valeur maximale n'est plus progressive comme pour un signal sinusoïdal, mais très brutale. On considérera deux niveaux (de tension, par exemple) bien distincts : le niveau bas et le niveau haut. Le passage périodique brutal de l'un de ces niveaux à l'autre est appelé basculement. La tension s'exprime en valeur crête ou crête à crête suivant que le niveau bas est nul ou négatif lorsque le niveau haut est positif.

Le passage d'un niveau de tension bas au niveau haut doit se faire **le plus rapidement** possible (de préférence dans un temps inférieur au 1/100<sup>e</sup> de la période de récurrence).

Le passage d'un niveau de tension haut au niveau bas doit se faire dans les mêmes conditions que précédemment.

La tension de maintien au niveau haut ou au niveau bas doit

être rigoureusement constante (sans inclinaison ni suroscillation) à mieux que le 1/50<sup>e</sup> de la tension crête.

La durée de maintien de la tension constante est fixe. Le basculement bas-haut se produit à chaque période de récurrence. Il en est de même du basculement haut-bas. Ces deux phénomènes sont espacés d'une demi-période de récurrence ( $\pm 5\%$ ).

### A QUOI SERVENT LES SIGNAUX RECTANGULAIRES ?

L'utilisation d'une source de signaux rectangulaires place le montage en essai dans des conditions beaucoup plus réalistes que si l'on emploie un classique générateur sinusoïdal.

Ceci peut s'expliquer facilement : dans la réalité, la plupart des signaux que reçoit un amplificateur audiofréquence, un oscilloscope, un téléviseur, etc. est composée de tensions complexes dans leur forme, occupant un spectre assez large, ce qui n'est donc pas simulé par un signal à fréquence unique. Un signal rectangulaire occupe un spectre étendu en fréquence, de sorte que lorsque l'on applique un tel signal à l'entrée d'un appareil ou d'un montage, tout se passe comme si l'on envoyait **simultanément** plu-

sieurs signaux sinusoïdaux d'amplitude et de fréquence différentes.

L'originalité, dans l'utilisation de ces signaux réside dans le fait que l'interprétation de la réponse d'un montage à une telle sollicitation, passe par l'examen visuel de la forme du signal à l'entrée puis à la sortie du montage en essai. Ce procédé très moderne d'investigation implique l'utilisation d'un oscilloscope stable, à base de temps déclenchée, ayant une bande passante suffisamment étendue devant celle de l'unité à tester (en particulier, le fait de passer le continu est un avantage incontestable). Il est préconisé d'employer un modèle à double trace, ou d'utiliser un commutateur électronique extérieur, qui fera apparaître simultanément le signal d'entrée et celui de sortie rendant facile la comparaison des formes. Toutefois ce perfectionnement n'est pas une obligation et un simple inverseur entrée/sortie, placé à l'entrée de l'amplificateur vertical, pourra faire l'affaire.

Quelques oscillogrammes typiques sont présentés sur la figure 1.

En A, le signal d'origine est indiqué : en général, les transitions sont à peine visibles sur l'écran à luminosité normale, en raison de la très grande vitesse de déplacement vertical du spot pendant les basculements.

Un signal qui se présente sous

la forme B est la réponse d'un montage transmettant mal les fréquences très basses. Dans ce cas, dès que le niveau de tension stable est établi, l'amplificateur tend à revenir vers une tension nulle (on ne passe pas le continu) d'autant plus rapidement que l'atténuation des fréquences basses est prononcée.

En C, on observe un phénomène de limitation dans la transmission des fréquences élevées. Tout se passe comme si, l'amplificateur ayant quelque peine à suivre une variation brusque, traînait à s'établir au niveau de tension constante haut ou bas. C'est le cas, en particulier, d'un amplificateur Hi-Fi passant insuffisamment les aigus; les transitions deviennent alors visibles sur l'écran.

En D, enfin, on observe le cas typique d'un amplificateur un peu trop nerveux et qui a tendance à «partir» en oscillation: dès le basculement, une surtension se crée puis s'amortit après plusieurs inversions, ce qui indique une

action retardée d'une contre-réaction.

Des trois oscillogrammes B, C ou D on peut, bien sûr, en déduire un certain nombre d'autres qui seront des combinaisons des cas cités. Il va de soi que la largeur des créneaux ou la valeur de la demi-période de récurrence devra être choisie de façon à favoriser l'apparition du phénomène observé pour l'analyse d'un montage particulier dont on sait qu'il devra donner une réponse connue.

On pourra ainsi observer l'influence d'une variation de valeur d'un composant, du réglage d'un élément ajustable... etc. sur l'allure du signal observé: ce qui montre l'intérêt de cette méthode, par exemple, pour régler les circuits de correction d'un préamplificateur Hi-Fi en position linéaire. On pourra également observer la réponse d'une enceinte (en mesure de courant) et faire ainsi apparaître des défauts d'adaptation acoustique importants.

Les applications des signaux

rectangulaires et du «signal tracing visuel» sont fort nombreuses et ne se limitent pas au seul domaine des auto-fréquences. C'est ainsi que l'on pourra corriger les circuits des sondes à faible capacité ou de l'atténuateur d'entrée d'un amplificateur vertical d'oscilloscope, mesurer des déphasages (retard entre le signal d'entrée et celui de sortie), mesurer les caractéristiques de lignes à retard (TV couleur), vérifier l'adaptation d'un câble coaxial, apprécier le coefficient de surtension d'une inductance, etc.

Pour détailler toutes ces applications, il serait nécessaire de dispenser un cours d'électronique générale qui sortirait du cadre de ces articles.

### COMMENT OBTENIR DES SIGNAUX RECTANGULAIRES: L'ÉCRÉTAGE

Le procédé le plus connu consiste à transformer un signal périodique de forme appropriée

(par exemple, sinusoïdal) en un signal rectangulaire de même période. Si l'on connaît la fréquence du signal sinusoïdal, on en déduira facilement la durée des créneaux obtenus sachant que:

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

( $F_r$  = fréquence de récurrence en Hz, kHz, ou MHz)

( $T$  = période, respectivement en secondes, ms ou  $\mu s$ )

Le créneau a une durée égale à  $T/2$ .

La méthode de transformation sinus/rectangle la plus simple fait appel au phénomène de saturation et coupure sur un dispositif à semi-conducteur. Le montage est élémentaire s'il ne comprend que des diodes montées tête-bêche (faisant appel ou non au phénomène d'avalanche) mais les résultats sont médiocres. En utilisant un montage amplificateur, l'effet est beaucoup plus net: on a pu observer, lorsque la tension alternative augmentait à l'entrée d'un amplificateur, que le signal de sortie était écrêté à une valeur bien

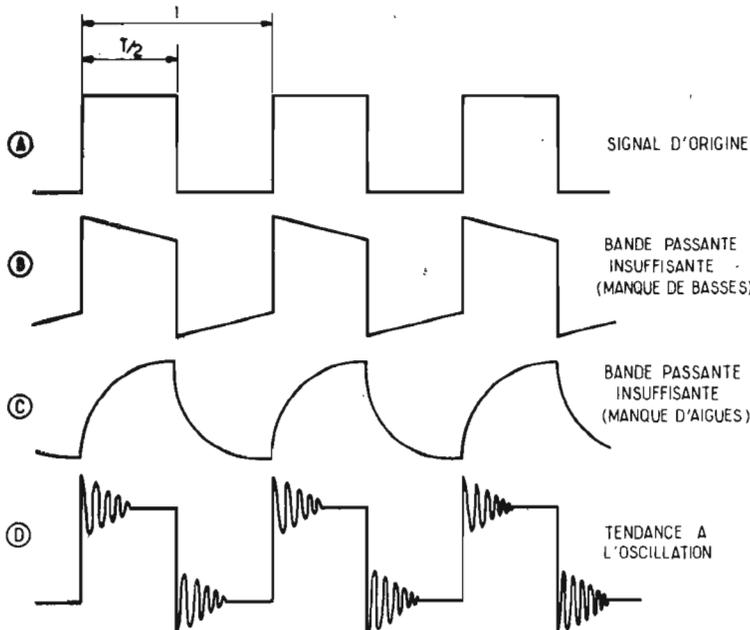


Fig. 1. - Utilisation de créneaux rectangulaires pour le contrôle d'un amplificateur Hi-Fi.

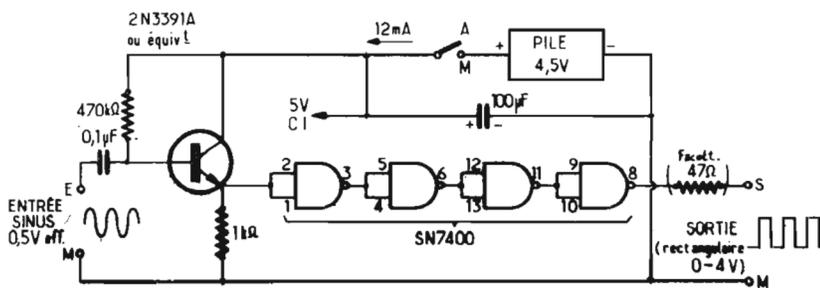


Fig. 2a.

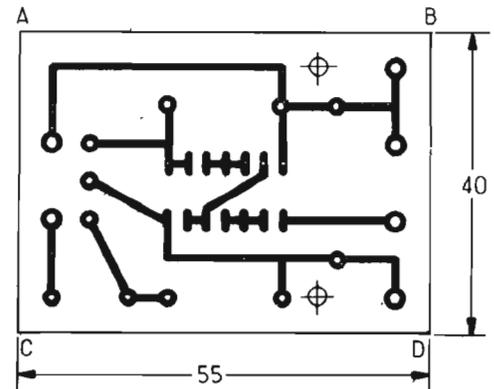


Fig. 2b.

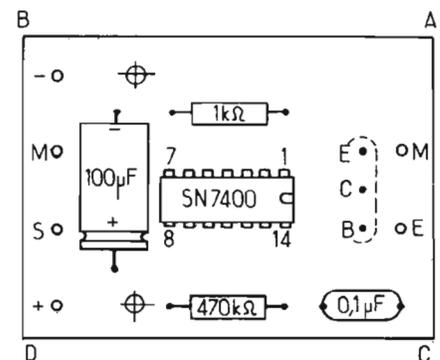


Fig. 2c.

définie et coupé en dessous d'une autre valeur (cut-off).

Ces seuils sont généralement stables et assez indépendants du niveau d'entrée, de sorte que si l'amplitude est très importante, on obtiendra des signaux rectangulaires.

Pour obtenir une forme plus proche de la perfection, il est nécessaire d'avoir un gain d'amplification très élevé. On peut y parvenir en utilisant plusieurs étages en cascade, mais la meilleure solution reste, sans conteste, celle qui fait appel aux circuits intégrés. Nous citons pour mémoire, les amplificateurs différentiels intégrés, nécessitant des tensions d'alimentation symé-

triques (tension de sortie également symétrique).

Nous préconisons, pour sa grande simplicité, le montage de la figure 2 qui ne fait appel qu'à un transistor NPN, un circuit logique SN7400 (quadruple porte Nand), deux résistances et un condensateur, le tout étant alimenté par une pile de 4,5 V.

Le transistor est monté en émetteur follower. Il permet d'abaisser l'impédance de la liaison pour l'attaque de la première porte dont la sortie est en série avec l'entrée de la seconde et ainsi de suite jusqu'à la quatrième.

Comme ces portes sont constituées d'amplificateurs fonctionnant en tout ou rien, donc très

facilement saturables, on obtiendra ainsi un signal de sortie assez satisfaisant avec ce montage, aux dimensions, à la consommation et au prix de revient modestes.

La tension d'entrée devra être au moins de 500 mV efficaces (soit environ 1,5 V crête à crête). Elle pourra monter à plusieurs volts sans inconvénients. La tension de sortie se présente sous la forme de crêteaux positifs (4 V de tension crête). La fréquence pourra aller de 10 Hz à plus de 100 kHz. Avec un transistor VHF à l'entrée, on peut facilement dépasser le megahertz.

La figure 2 donne toutes les indications pour réaliser la carte imprimée correspondante. On

notera la présence éventuelle d'une résistance de 47 Ohms à placer en série avec l'utilisation, si l'on désire protéger le circuit intégré contre les méfaits d'un court circuit prolongé sur sa sortie.

### LE MONTAGE BISTABLE

Pour basculer d'un état à un autre dans le minimum de temps rien ne remplace l'utilisation d'une bascule bistable dont l'exemple le plus réputé est constitué par le fameux trigger de Schmitt.

Un tel montage, comme son nom l'indique, peut avoir deux états stables suivant que la tension d'entrée est en deçà ou au-

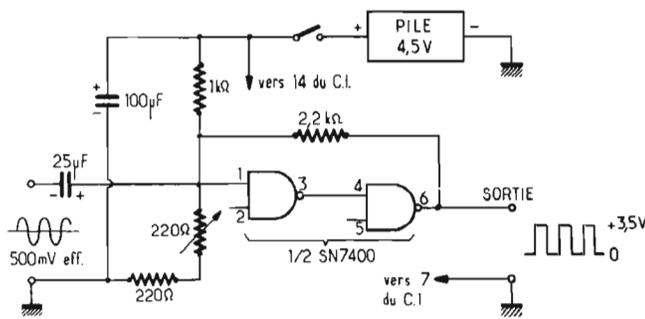


Fig. 3a.

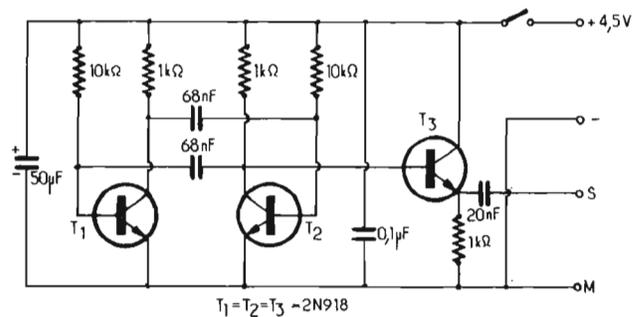


Fig. 4a.

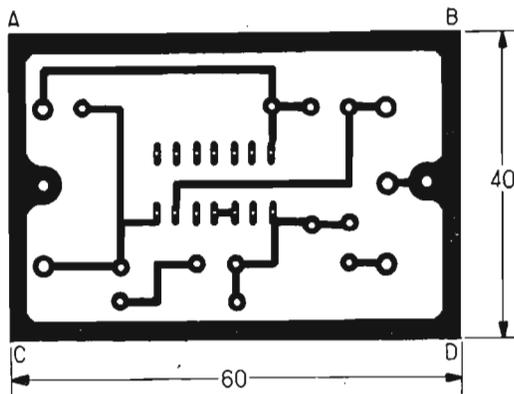


Fig. 3b.

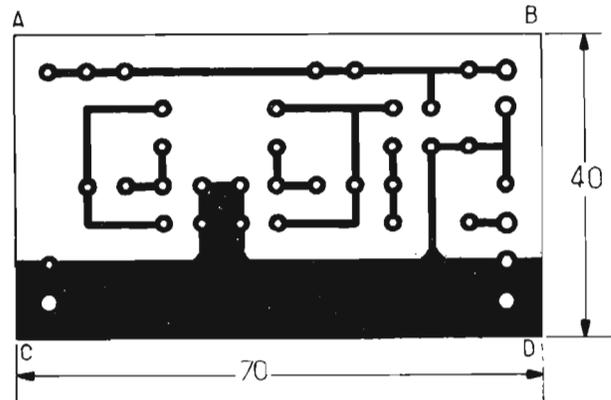


Fig. 4b.

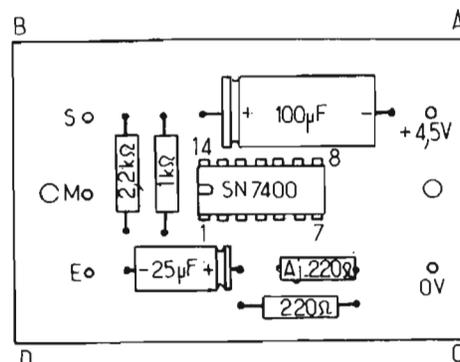


Fig. 3c.

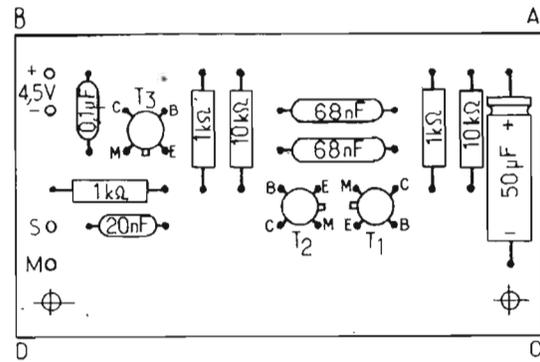


Fig. 4c.

Fig. 3. - Transformateur de signaux sinusoïdaux en signaux rectangulaires au moyen d'un trigger de Schmitt à circuit intégré.

Fig. 4. - Montage multivibrateur astable élémentaire.

delà d'un seuil à la montée, et d'un autre seuil à la descente. Il est donc nécessaire d'attaquer ce circuit par une tension périodique dont l'amplitude crête à crête soit largement plus grande que la différence entre les seuils de basculement des deux états.

Ce fonctionnement a largement été exposé dans la presse technique spécialisée et nous ne le traiterons pas ici, sinon par le biais d'un exemple que nous avons d'ailleurs déjà cité dans le chapitre consacré aux oscillateurs B.F.

Le schéma est celui de la figure 3. On n'utilise qu'un seul circuit logique SN7400 monté en trigger de Schmitt suivant les indications données par le constructeur.

L'entrée est à impédance relativement faible, ce qui n'est pas gênant si l'on utilise cet appareil à la sortie d'un générateur 600Ω au moins. Dans le cas contraire, on pourra pallier cet inconvénient en disposant un transistor en émetteur follower comme celui de la figure 2.

Le trigger de la figure 3 est tout à fait classique et ne nécessite pratiquement aucune mise au point. Il est recommandé de respecter les valeurs indiquées de façon à obtenir un fonctionnement sans histoires. La résistance de 220 Ω réglable permet d'ajuster la symétrie des créneaux. La tension obtenue en sortie est de +3,5 V environ avec une alimentation par pile de 4,5 V.

## LE MULTIVIBRATEUR

Il est possible d'obtenir un signal à variations brusques de tension en réalisant un multivibrateur astable qui ne comporte que 2 transistors. Il existe une multitude de ces montages et nous nous bornerons à décrire le plus élémentaire d'entre eux (voir figure 4).

Les transistors T1 et T2 intercouplés de bases à collecteurs entrent spontanément en oscillation ; la période obtenue est proportionnelle à la constante de temps (identique sur T1 et T2) des circuits de base. On a :

$T = 1,4 RC$  (T en sec., si R est en ohms et C en farads)

Par exemple pour le montage de la figure 4, on aura :  
 $T = 1,4 \cdot 10^4 \cdot 68 \cdot 10^{-9} = 0,95 \cdot 10^{-3}$   
 soit sensiblement 1 ms.

On prélève le signal obtenu sur le collecteur du transistor T2 et on l'envoie sur un transistor

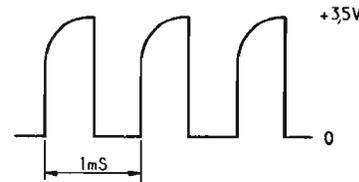


Fig. 4 d.

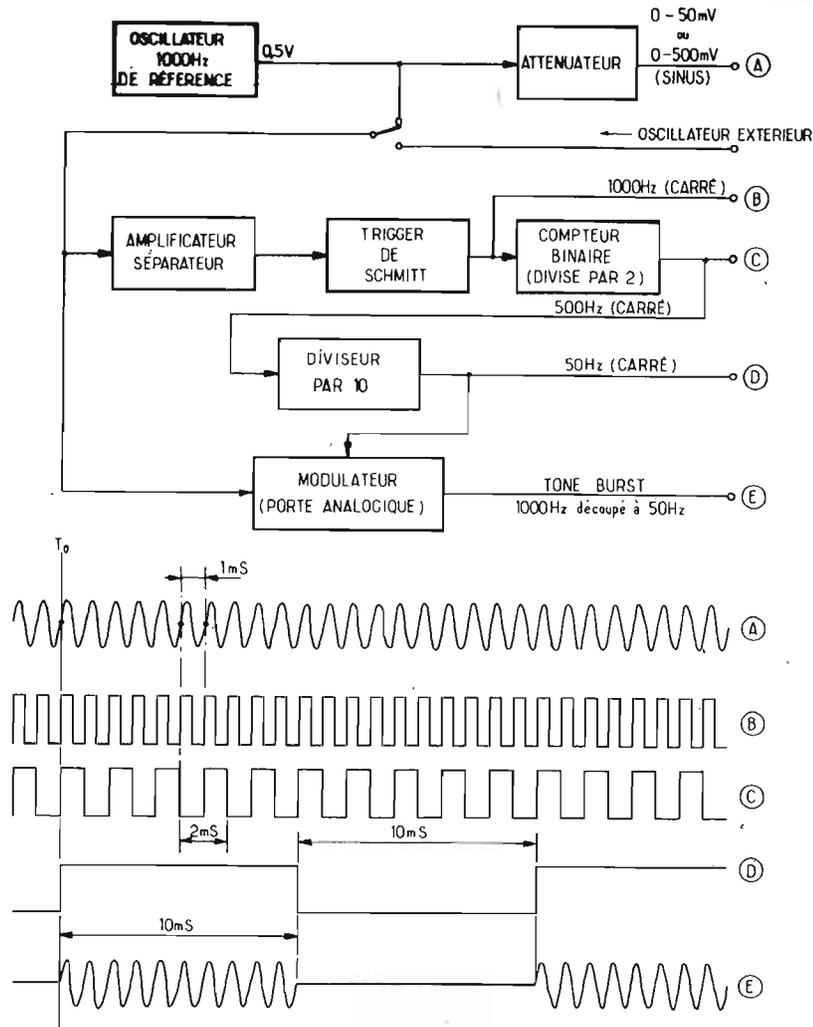


Fig. 5. - Diagramme fonctionnel du générateur combiné sinus/rectangle et forme des signaux.

monté en émetteur follower de façon à éviter l'action du circuit d'utilisation, généralement à faible impédance, sur le circuit du multivibrateur.

Il est nécessaire de prévoir un double découplage de la source d'alimentation (50 μF + 0,1 μF) pour assurer un fonctionnement correct.

Le montage décrit fonctionne donc au voisinage de 1 kHz, mais en choisissant la valeur des condensateurs de façon appropriée, on pourra obtenir un signal basculant jusqu'à plus de 1 MHz

avec des transitions très brutales.

L'allure des signaux, toutefois, n'est rectangulaire que sur la partie niveau bas. Le niveau haut est atteint avec une constante de temps correspondant à celle d'un circuit collecteur, ce qui donne cet aspect arrondi à la fin de la partie croissante. Ceci n'est pas très grave si l'on ne considère que la partie descendante pour l'analyse d'un amplificateur. On peut obtenir des signaux parfaitement rectangulaires avec des montages multivibrateurs un peu sophistiqués, mais les temps de transition

ne seront pas inférieurs à ceux d'une bonne bascule bistable.

Le multivibrateur peut également (et surtout) servir de générateur de tension d'entrée à une bascule bistable comme celle de la figure 3. La simplicité de réglage des fréquences sur une large plage, jusqu'à des fréquences relativement élevées et sa bonne stabilité rendront ce montage attrayant pour constituer une base de temps de générateur de signaux rectangulaires.

# UN GÉNÉRATEUR COMBINÉ SINUS/RECTANGLE/ TONE BURST

Nous ne multiplierons pas plus des descriptions de petits montages.

Tenant compte de l'utilisation préférentielle des circuits produisant des tensions rectangulaires, à des mesures de performances Hi-Fi, nous proposons aux lecteurs un appareil assez complet fournissant trois catégories de signaux dont les caractéristiques sont les suivantes :

- un signal sinusoïdal de réfé-

rence à 1 000 Hz avec une distorsion intrinsèque très faible (0,1 %) et une bonne stabilité d'amplitude,

- des signaux rectangulaires respectivement à 1 000 Hz, 500 Hz et 50 Hz par rectangulisation puis division du signal sinusoïdal de référence,
- une tension brusque dite

« Tone Burst » pour l'essai des amplificateurs par simulation des conditions réelles d'utilisation. Cette tension est en parfait synchronisme de phase avec l'oscillateur de référence.

On trouvera sur la figure 5, le diagramme fonctionnel et les oscillogrammes des différents signaux obtenus. On rapprochera

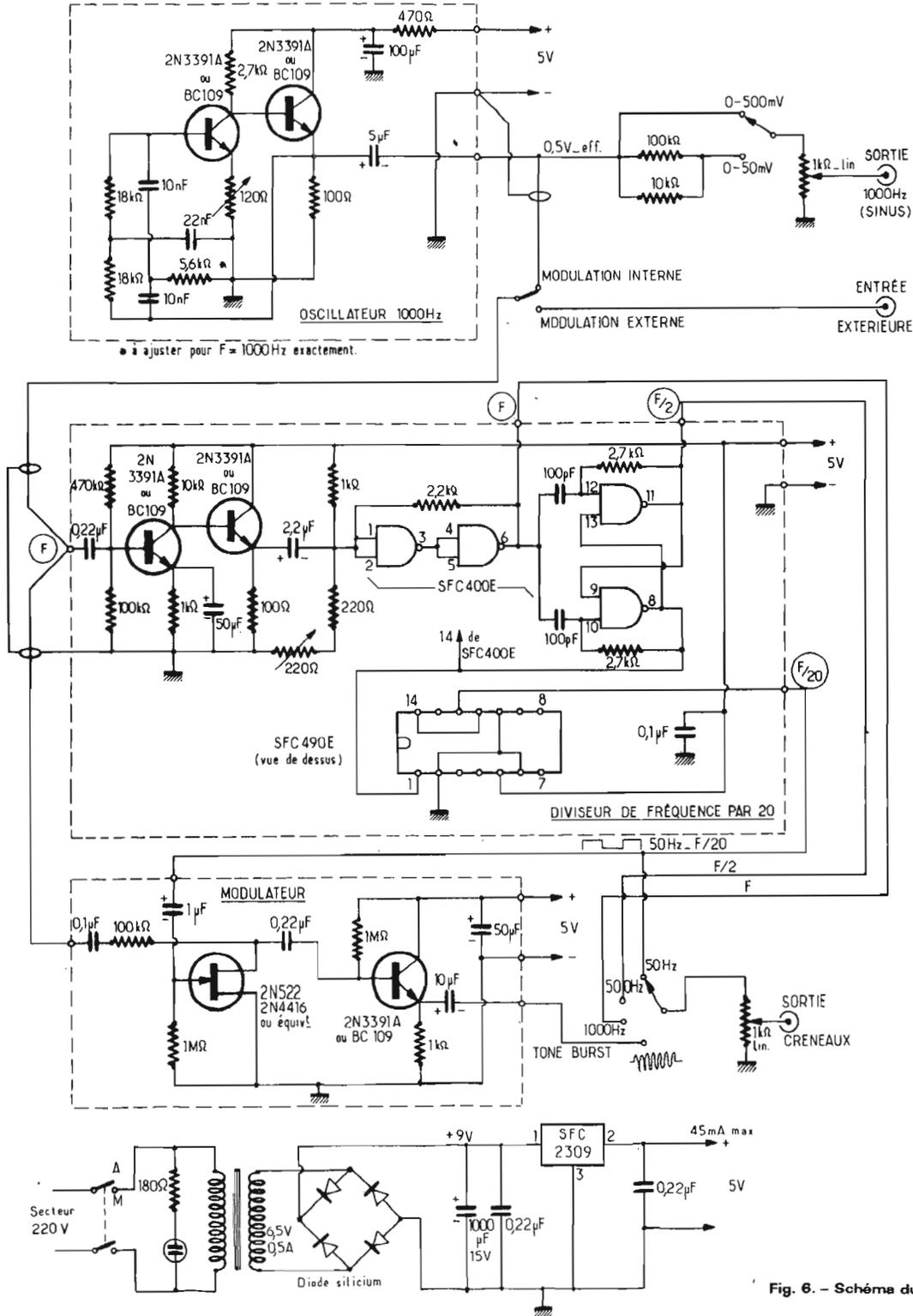


Fig. 6. - Schéma du générateur combiné.

cette figure de la figure 6 pour bien comprendre les explications qui suivent.

Les circuits essentiels sont groupés sur 3 cartes imprimées.

La première carte comprend l'oscillateur de référence dont la description a déjà été donnée dans le chapitre consacré aux générateurs B.F. Il comporte deux transistors à liaison directe. Une réaction négative est réalisée entre l'émetteur du second transistor et la base du premier, au moyen d'un filtre en double T, ayant un affaiblissement très grand sur 1 000 Hz. Nous renvoyons le lecteur aux explications déjà données sur ce petit montage qui fonctionne à la perfection. Si l'on se limite à sortir 500 mV eff., en réglant la résistance d'émetteur du premier transistor, on obtiendra une très faible distorsion.

Le signal de sortie, prélevé sur l'émetteur du second transistor

est à basse impédance. Il est envoyé sur un atténuateur comprenant un réducteur commutable 1/10 et un potentiomètre pour le réglage progressif de sorte que l'on peut obtenir des tensions de 0 à 50 mV ou de 0 à 500 mV (signal A).

On peut utiliser l'oscillateur de référence ou un oscillateur extérieur (un inverseur est prévu à cet effet) pour exciter les circuits suivants qui comprennent successivement un amplificateur séparateur à transistors assurant un début d'écrêtage du signal alternatif et un trigger de Schmitt faisant appel à un demi SN7400 (ou SFC400).

L'amplificateur séparateur écrêteur comprend deux transistors à liaison directe dont le second est un abaisseur d'impédance à émetteur follower. Le gain est donc fourni par le premier étage.

Le trigger de Schmitt est un

montage identique à celui présenté sur la figure 3. Il comporte un réglage de symétrie. Le signal de sortie du trigger est disponible (signal B).

L'opération suivante est réalisée par la seconde partie du SN7400 montée en bascule bistable divisant par deux la fréquence du signal (compteur binaire). A chaque transition négative, le potentiel de sortie change d'état de sorte que la période du signal résultant est multipliée par deux. On dispose alors d'un signal rectangulaire de 500 Hz de récurrence (signal C).

Ce dernier signal est envoyé sur un diviseur par dix, comprenant le compteur décimal SN7490 (ou SFC490E) qui donnera les créneaux symétriques de 50 Hz (signal D).

L'ensemble des circuits, de l'entrée de l'amplificateur séparateur à la sortie du diviseur par dix constitue une carte autonome

appelée diviseur de fréquence par vingt. Cette carte peut être excitée par tout signal dont la fréquence se situe entre 100 Hz et 100 kHz environ et d'amplitude égale ou supérieure à 30 mV eff. Le signal rectangulaire de sortie aura donc une fréquence de récurrence de 5 Hz à 5 kHz rigoureusement synchrone avec le signal d'entrée. La tension crête à la sortie de la carte est constante et égale à environ + 4 V.

La dernière carte comporte un modulateur à transistor FET que nos lecteurs ont sans doute pu l'habitude de voir utiliser à cet usage. La tension sinusoïdale d'entrée est envoyée à travers un condensateur d'isolement et une résistance série de 100 k $\Omega$  sur le drain du FET. Ce dernier se comporte comme une résistance variable avec la tension apparaissant sur sa grille. L'effet de variation de résistance n'est valable que pour de faibles écarts de ten-

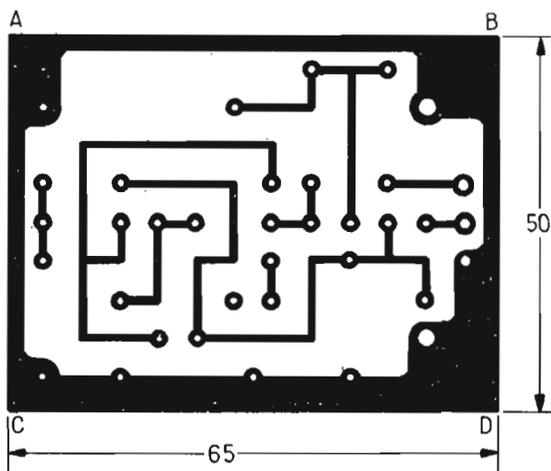


Fig. 7a.

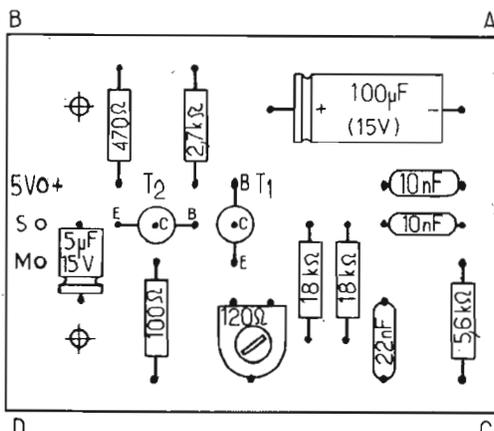


Fig. 7b.

Fig. 7. - Carte imprimée de l'oscillateur de référence à 1000 Hz.

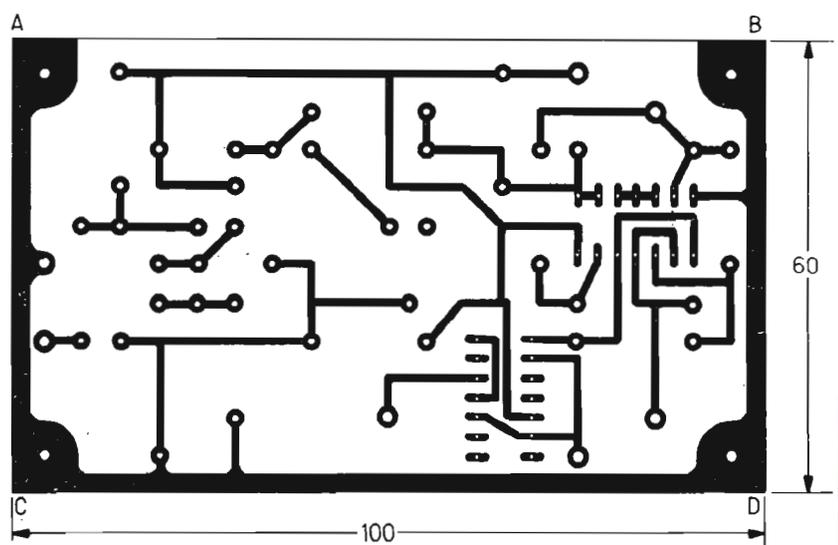


Fig. 8a.

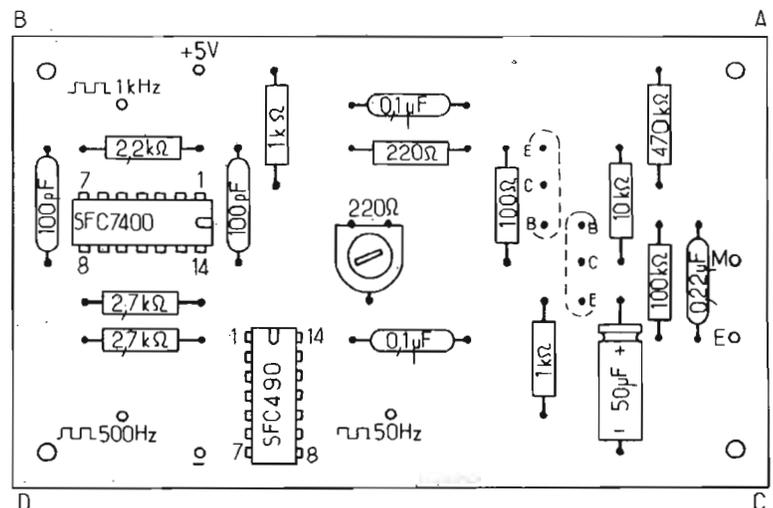


Fig. 8b.

Fig. 8. - Carte imprimée du diviseur de fréquence par 20.

sion. En fait ceci n'est guère gênant car le signal envoyé sur la grille est rectangulaire. On a donc réalisé un diviseur de tension, modulé en créneaux, qui a comme propriété de faire apparaître à sa sortie un signal de 1 000 Hz découpé par des créneaux à 50 Hz (cas de l'utilisation de l'oscillateur de référence) ou plus généralement des trains de sinusoides découpées à une fréquence 20 fois plus faible. La modulation est très propre. Elle est envoyée sur un étage séparateur abaisseur d'impédance à émetteur follower. (Signal E).

Cette dernière tension, dite de Tone Burst, est très utile pour l'évaluation des performances des amplificateurs Hi-Fi que l'on pourra essayer dans des conditions particulièrement intéressantes. Le signal étant découpé, on pourra pousser au maximum la tension de sortie de l'amplificateur en essai, sans risques d'échauffement, pour voir à quelle tension apparaît l'écrêtage, si la récupération de l'alimentation se passe bien après cette « explosion sonore », si le temps d'établissement du signal de sortie est assez rapide, s'il existe une tendance à l'accrochage, etc. Nous prions les lecteurs intéressés de consulter les articles ou ouvrages consacrés à ce sujet.

Puisque, comme nous l'avons

indiqué, la fréquence du modulateur et celle du signal de référence sinusoidal sont synchrones, le nombre de sinusoides contenues dans un créneau est exactement de 10 (voir le signal E), ce qui facilite grandement les estimations visuelles sur la qualité du signal de sortie d'un amplificateur.

Nous préconisons une alimentation secteur bien régulée qui pourra être constituée d'un transformateur 220 V/6,3 V (0,5 A eff.) suivi d'un redresseur en pont et d'un stabilisateur à circuit intégré SFC2309 prévu pour sortir une tension de 5 V.

Le signal rectangulaire de sortie est commutable sur chacune des 4 positions 50 Hz, 500 Hz, 1 000 Hz et Tone Burst ; sa tension est réglable de 0 à +3,5 V crête environ au moyen d'un potentiomètre.

### RÉALISATION DU GÉNÉRATEUR MISE AU POINT

On trouvera sur les figures 7, 8 et 9 les dessins des circuits imprimés et les implantations sur les cartes des différents composants ainsi que la disposition des arrivées et départs.

Ces dessins sont suffisamment

explicités pour qu'il soit besoin d'y ajouter d'autres commentaires que les précautions habituelles de prudence à prendre pour la soudure du FET et des circuits intégrés.

Le plan de câblage de la figure 10 montre que l'ensemble est contenu dans un coffret métallique de 240 x 120 x 80 mm. On respectera, le plus possible, les dispositions relatives des sous-ensembles et des interconnexions, ainsi que l'emplacement des prises de masse.

Le transformateur de 6,5 V (0,5 A) est peut être un peu largement calculé puisque le débit secondaire est inférieur à 50 mA, mais ceci évite toute élévation de température et tout rayonnement parasite.

Les cartes imprimées sont disposées composants vers le dessus. Elles sont maintenues sur la plaque de fond au moyen d'entretoises de 5 mm, de vis et d'écrous de 3 mm. Le circuit intégré stabilisateur, soudé sur un relais à trois cosses, sera muni d'un petit radiateur à ailettes.

On trouvera sur la figure 11, une suggestion de présentation du panneau avant.

La mise au point de l'appareil est extrêmement simple :

— on réglera l'oscillateur de façon à obtenir une fréquence de 1 000 Hz exactement, en ajustant

une résistance du double T (voir figure),

— on réglera le niveau d'oscillation par la résistance ajustable de 120  $\Omega$  pour obtenir 0,5 V en sortie,

— par examen oscillographique (sortie créneaux, commutateur sur Tone Burst) on réglera le départ des oscillations sinus dans le créneau de modulation pour une présentation identique à celle de la figure 5 (signal E) au moyen de l'ajustable de 220  $\Omega$  situé sur la carte diviseur de fréquence par 20.

Les performances de ce petit générateur, facile à construire, sont les suivantes :

**Signal sinusoidal :** 1 000 Hz, 0,5 V eff.,  $\pm 0,25$  dB, distorsion H. = 0,1 %.

**Signal rectangulaire :** 50, 500 et 1 000 Hz, +4 V crête, temps de montée 20  $\mu$ s.

**Signal Tone Burst :** créneau de 10 sinusoides séparé par un créneau de silence de même largeur, tension parasite (silence) < -40 dB, tension modulée 0,5 V eff. max.

J.C.

(à suivre)

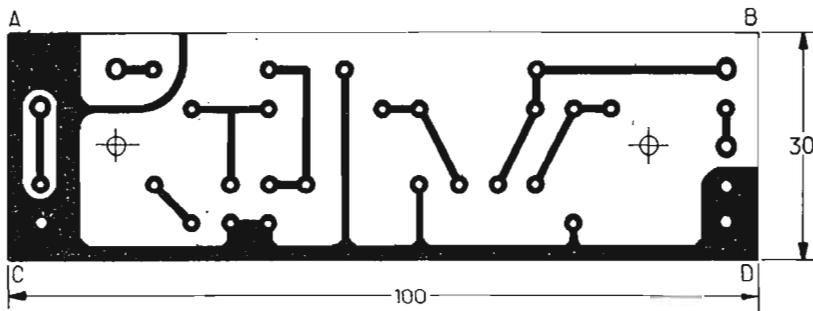


Fig. 9a.

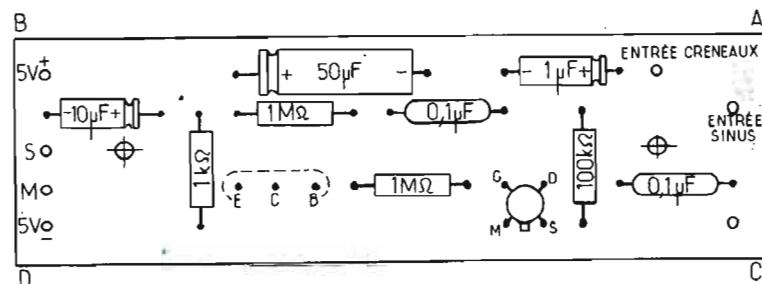


Fig. 9b.

Fig. 9. - Carte imprimée du modulateur.

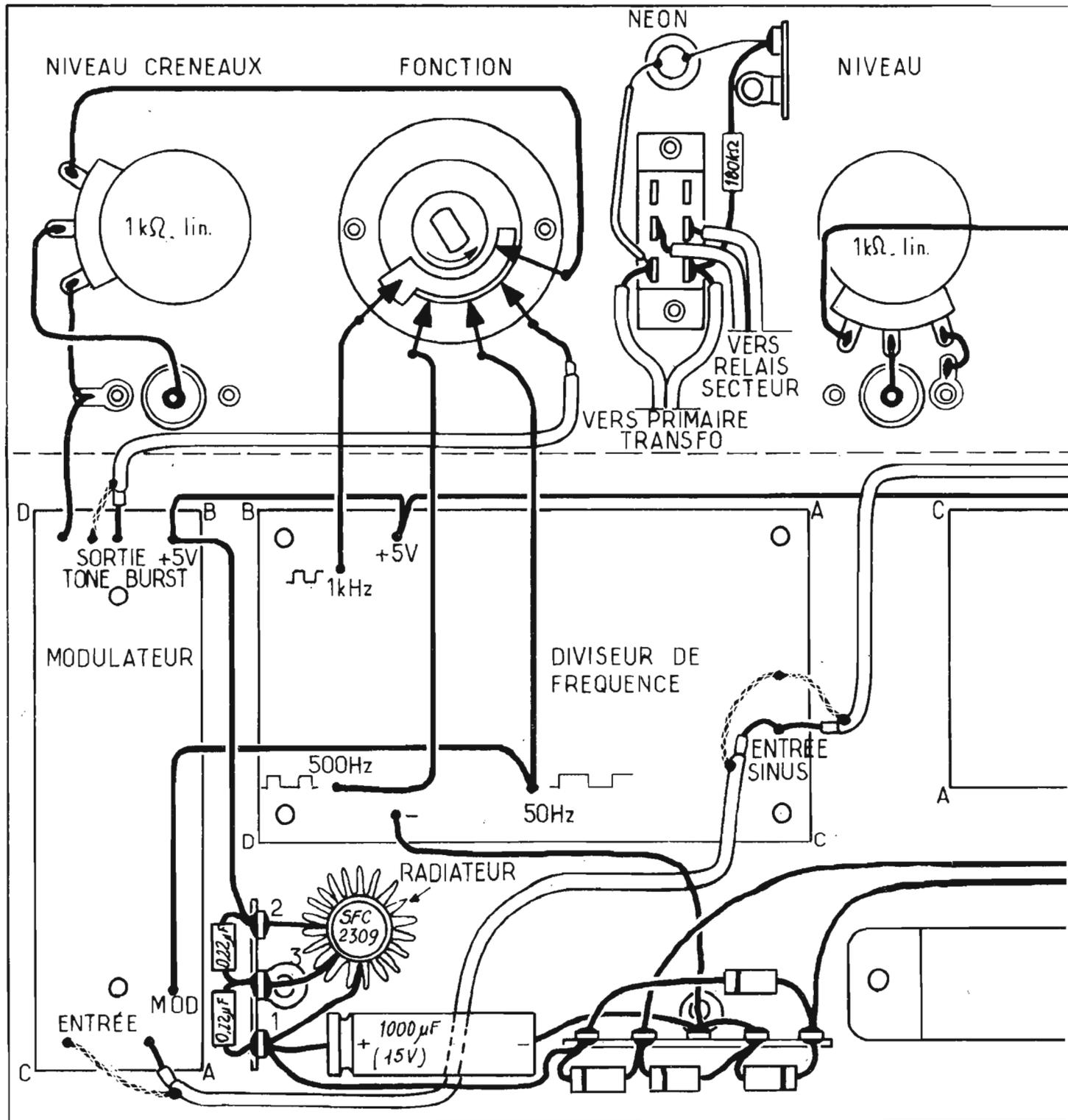
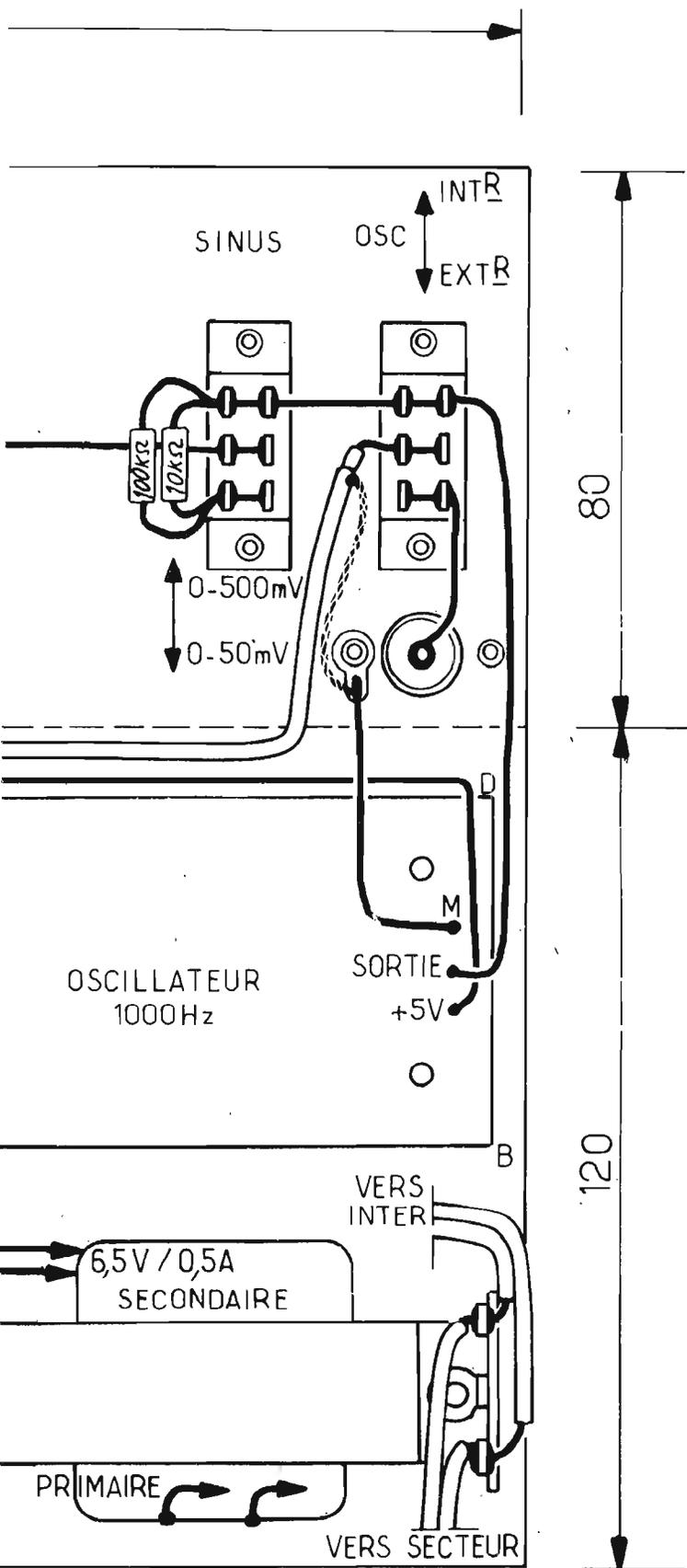


Fig. 10. - Plan de câblage du générateur combiné.



80

120

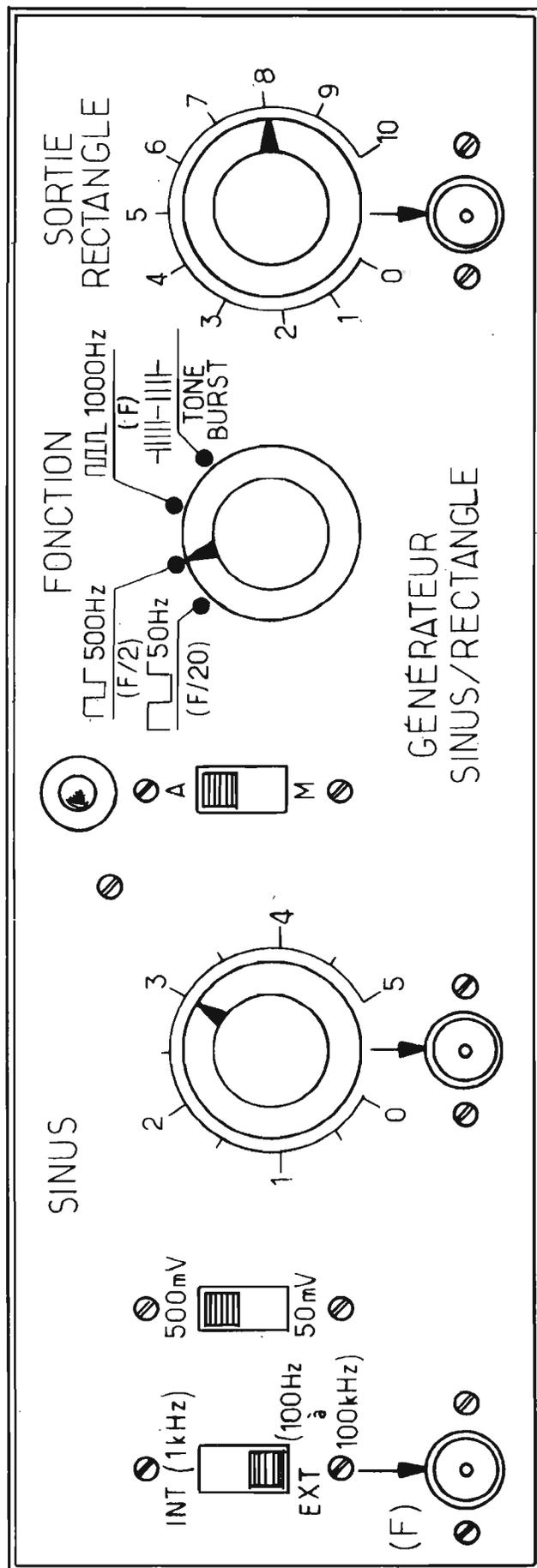


Fig. 11. - Face avant du générateur combiné.

# le magnétisme fabricque de l'électricité

(Suite voir N° 1507)

## LE COURANT ALTERNATIF

C'est l'existence du phénomène d'induction qui explique la production et l'utilisation généralisées du courant dit « alternatif », ce qui nécessite quelques explications.

La méthode la plus simple pour

réaliser une machine productrice d'électricité par induction consiste à employer une bobine « rotor », R (fig. 11) qui tourne autour d'un axe A de son plan dans un champ magnétique H. La variation continue du flux passant dans la bobine, en raison de la rotation de cette dernière, produit une tension induite dans les spires de R. Pour recueillir cette

tension, on relie les extrémités de la bobine à deux bagues, B<sub>1</sub> et B<sub>2</sub>, isolées électriquement de l'axe, sur lesquelles frottent des balais, b<sub>1</sub> et b<sub>2</sub>. C'est par les balais que passera le courant produit par induction dans la bobine.

La variation au cours du temps du flux passant dans la bobine est représentée par la courbe (a) de la figure 12. On suppose que l'on

prend l'origine du temps au moment où le plan de la bobine contient la direction du champ magnétique : le flux est alors nul.

La bobine commence à tourner : elle se laisse alors traverser par un nombre croissant de lignes de forces, le flux augmente. Il en va ainsi jusqu'au temps t<sub>1</sub>, où le plan de la bobine est perpendiculaire à la direction du champ : le

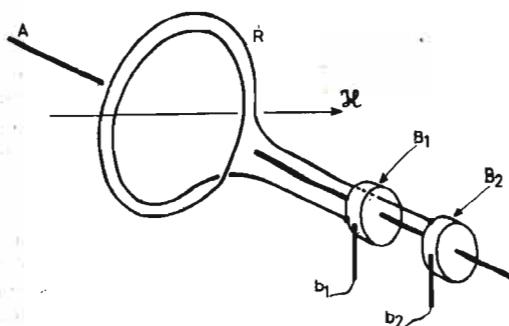


Fig. 11. - On peut aussi constituer un alternateur (générateur de tension alternative par induction) en faisant tourner une bobine R dans un champ magnétique H. La sortie du courant se fait par des bagues B<sub>1</sub> et B<sub>2</sub> sur lesquelles frottent des balais b<sub>1</sub> et b<sub>2</sub>.

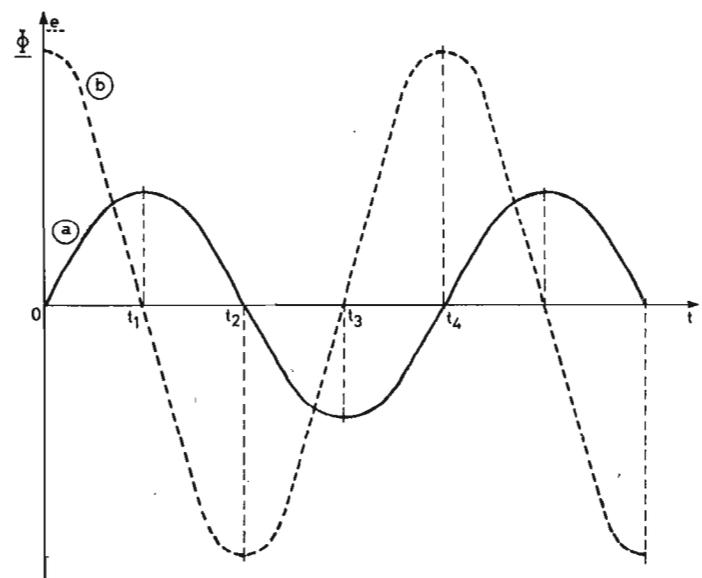


Fig. 12. - Le flux dans la bobine varie comme la courbe (a) en fonction du temps, ce qui donne une tension induite variant comme la courbe pointillée (b).

flux est alors maximal.

A partir de  $t_1$ , la bobine continuant à tourner, le flux qui la traverse diminue, et ce phénomène se poursuit jusqu'en  $t_2$ , où, après un demi-tour, la bobine est de nouveau traversée par un flux nul.

A partir de cet instant, il y a des lignes de force qui vont recommencer à passer dans la bobine, mais elles vont pénétrer dans celle-ci par l'autre face. Nous pouvons donc convenir de représenter alors le flux par un nombre négatif. Ce nombre va augmenter (en valeur absolue) jusqu'au temps  $t_3$ , puis se rapprocher de zéro, qu'il atteint au temps  $t_4$ , la bobine ayant fait un tour complet depuis le temps zéro.

A partir de la courbe (en trait plein) de la figure 12, donnant la variation du flux en fonction du temps, nous pouvons facilement trouver la valeur de la tension induite à chaque instant. Pour connaître la valeur de la « vitesse de variation » du flux, il est possible, par exemple, de tracer la tangente en un point à la courbe du flux et de voir la « pente » de cette tangente.

Au temps zéro, par exemple, cette pente est positive et relativement élevée. Cela donnera une tension induite de forte valeur.

Quand on va vers l'instant  $t_1$ , la pente de la tangente reste bien positive, mais elle est de plus en plus faible, la tangente devenant de plus en plus proche d'une parallèle à l'axe des temps (elle devient rigoureusement parallèle à cet axe au temps  $t_1$ ). Il y aura donc diminution de la tension induite, qui passera par la valeur zéro au temps  $t_1$ .

La courbe en pointillé (b), de la figure 12 montre la variation de la tension induite en fonction du temps : nous obtenons ce que l'on appelle une tension « alternative », particulièrement facile à produire. Précisons que l'on utilise plus la machine dont le dessin est donné par la figure 9 que celle de la figure 11 pour engendrer une tension alternative, mais l'explication du fonctionnement est plus claire avec une machine du type de la figure 11.

### LE TRANSPORT DE L'ÉNERGIE EN COURANT ALTERNATIF

Le courant alternatif est donc facile à produire. Mais ce qui fait son principal intérêt est la facilité

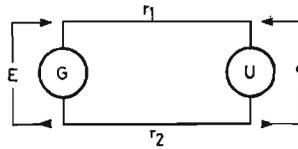


Fig. 13. - La distribution d'électricité depuis un générateur G jusqu'à un utilisateur U se heurte au problème de la « chute en ligne » : les résistances  $r_1$  et  $r_2$  des deux fils font que la tension  $e$  reçue par l'utilisateur est plus faible que la tension  $E$  produite par le générateur.

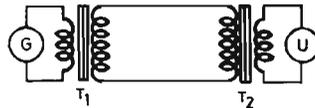


Fig. 14. - On minimise les pertes en ligne en élevant la tension au départ par le transformateur  $T_1$  et en la ré-abaisant à l'arrivée par le transformateur  $T_2$ .

avec laquelle on le transporte, grâce aux transformateurs.

En effet, lorsque l'on envoie du courant électrique à grande distance, la plus grande difficulté que l'on rencontre est la « perte en ligne ». Il s'agit encore des défauts de cette horrible « résistance interne », dont nous avons dénoncé déjà tous les ravages qu'elle commet.

Supposons (fig. 13) qu'un générateur G (qui peut être une centrale électrique) produise de l'électricité à l'intention d'un utilisateur U. Deux fils, de résistances respectives  $r_1$  et  $r_2$ , relie la source à celui qui emploie le courant.

Il y a donc, en série entre G et U, une résistance totale R

$$R = r_1 + r_2$$

Donc, quand l'utilisateur consomme un courant d'intensité  $i$ , la tension  $e$  dont il dispose n'est pas la valeur  $E$  qu'il pourrait avoir sans la ligne, mais une valeur réduite :

$$e = E - R i$$

L'utilisateur a donc une tension disponible inférieure à  $E$  et, fait plus grave encore, variable avec l'intensité. Le générateur G fournit une puissance

$$W = E i$$

alors que l'utilisateur reçoit une puissance inférieure  $w$  :

$$w = e i$$

Le reste, soit  $P = (E - e) i = R i^2$  est perdu sous forme de chaleur le long de la ligne.

La conclusion que l'on tire immédiatement de ce calcul est la suivante : il faut diminuer R.

Tout à fait exact, oui, mais... ce n'est pas facile !

Comme il est fort peu probable que l'on installe une « mini-centrale » à côté de chaque immeuble et à côté de chaque maison, on aura toujours des lignes fort longues entre G et U. Il est hors de question de leur donner un diamètre énorme, cela conduirait à un poids et à un prix démentiels, donc on ne peut réduire la résistance R des lignes autant qu'on le souhaiterait.

La conclusion est simple : pour diminuer la perte en ligne  $R i^2$ , puisque l'on ne peut guère réduire R, il faut diminuer  $i$ . Mais, comme la puissance à envoyer à U doit rester la même, on ne peut réduire  $i$  qu'en augmentant E et donc  $e$ .

Prenons un exemple numérique. Soit un usager qui, sous une tension  $e$  de 220 V, consomme une puissance  $w$  de 1,5 kW. Il lui faut donc une intensité de  $1\,500/220 = 6,82$  A. Si la ligne qui le relie à la centrale a une résistance R de 5  $\Omega$ , il y aura 34,1 V de chute en ligne et la centrale devra avoir une tension  $E = 220 + 34,1 = 254,1$ , ce qui, avec une intensité de 6,82 A, représente une puissance envoyée de 1,73 kW, dont 232 W seront perdus en ligne. Il n'y aura que 86,6 % de la puissance envoyée par la centrale qui ira chez l'utilisateur, alors que 13,4 % va se perdre en ligne.

Admettons maintenant que ce même usager utilise une tension de 2 200 V ; il ne demandera plus que 0,682 A, soit une chute de

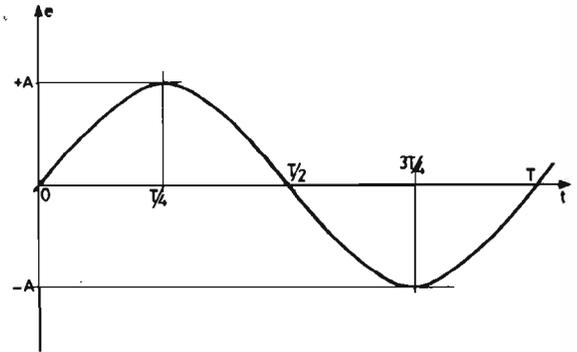


Fig. 15. - Une tension alternative varie entre un maximum  $+A$  et un minimum  $-A$  suivant une loi dite « sinusoïdale » de période T.

tension en ligne de 3,41 V. Il y aura donc à majorer la tension de la centrale de 3,4 V (ce qui est bien peu par rapport à 2 200 V) et l'on trouve facilement que la puissance fournie par la centrale va à 99,845 % à l'utilisateur, la perte en ligne n'étant que de 0,15 %.

Seulement, tout cela est bien théorique : qui irait utiliser, sauf cas tout à fait spéciaux, du 2 200 V ?

C'est là que les transformateurs vont sauver la situation : on va mettre un transformateur élévateur de tension  $T_1$  au départ, près de la centrale, et un transformateur abaisseur de tension  $T_2$  au voisinage de l'utilisateur (fig. 14).

Plus on doit aller loin dans le transport de l'énergie électrique, plus on a intérêt à élever la tension sur la ligne. Une valeur assez classique de tension est de 220 000 V sur les lignes, on essaye le 400 000 V et plusieurs recherches sont en cours pour généraliser l'emploi du 720 000 V et même de tensions dépassant le million de volts.

Il est bien évident que la manipulation de telles tensions pose de sérieux problèmes d'isolement. Aussi ne va-t-on pas employer un transformateur unique recevant du 220 000 V, par exemple, et donnant du 220 V. On emploiera un premier transformateur près de la ville alimentée, il recevra le 220 000 V et donnera du 60 000 V, déjà plus facile à distribuer dans la ville. Plusieurs autres transformateurs recevront, en différents quartiers, ce

60 000 V pour donner du 6 000 V ou du 2 000 V et c'est une tension de cet ordre qui sera distribuée aux transformateurs des immeubles, chacun alimentant une « colonne montante » en 220 V.

On voit à quel point l'emploi des transformateurs est généralisé dans la distribution de l'énergie électrique, qui aurait été presque irréalisable sans le phénomène de l'induction.

### UNE QUESTION DE DÉFINITION

Nous reviendrons ultérieurement sur le courant alternatif et ses propriétés. Il nous semble utile de définir dès maintenant ce que l'on entend par « tension efficace » (on dit souvent « tension » tout court) pour le courant alternatif.

En réalité, la tension que délivre une source alternative varie sans cesse, ainsi que le montre la courbe (b) de la figure 12. On ne pourrait donc la définir totalement qu'en donnant la loi mathématique de cette variation au cours du temps, mais ce serait souvent beaucoup trop compliqué.

C'est la raison pour laquelle on a défini la « tension efficace », qui découle de l'utilisation de l'électricité pour le chauffage ou pour l'éclairage.

Nous supposons tout d'abord qu'il s'agit de tension dite « sinusoïdale », dont la variation est représentée par la courbe de la figure 15. On voit que la tension varie entre un maximum  $+A$  et un minimum  $-A$ , la « période » (durée d'un cycle complet de variation) étant  $T$ . La variation « sinusoïdale » veut dire que la valeur de la tension à un instant  $t$  est donnée par :

$$e = A \sin(\omega t)$$

où  $\omega$  est une grandeur, nommée « pulsation », proportionnelle à la fréquence  $F$  (nombre de périodes par secondes) suivant la loi :

$$\omega = 2 \pi F = \frac{2 \pi}{T}$$

Pour être moins prétentieux et ne pas affoler les lecteurs brouillés avec les mathématiques, nous donnerons un exemple simple (auquel nous reviendrons souvent) de variation sinusoïdale.

Imaginons (fig. 16) un tourne-disque  $T$ , placé près d'un mur vertical  $M$ , le tout étant éclairé par une lampe  $L$ ; dans le plan du plateau du tourne-disque, très loin de ce dernier pour que les rayons de la lampe puissent être considé-

rés comme parallèles. En outre, la droite joignant la lampe à l'axe  $O$  du plateau du tourne-disque est perpendiculaire au mur. L'ombre de l'axe  $O$  sur le mur est projetée en  $O'$ .

Plaçons sur le plateau un petit objet  $P$  dont l'ombre se projette en  $P'$  sur le mur  $M$  et faisons tourner le plateau régulièrement (par exemple à 33 t/mn).

Nous allons voir l'ombre  $P'$  décrire un mouvement oscillant, de part et d'autre de  $O'$ . Ce mouvement, précisément, est sinusoïdal.

C'est le type de mouvement que l'on rencontre dans le cas des systèmes oscillants, généralement composés d'un corps doué de masse, pouvant se déplacer de part et d'autre d'une position donnée, dite « position d'équilibre », ramené vers cette position par une force (ou un couple, s'il s'agit d'un mouvement de rotation, le couple étant une « envie de tourner », exactement comme la force est une « envie de bouger »), cette force étant proportionnelle à l'écart entre la position du corps et sa position d'équilibre.

C'est, entre autres, le mouvement d'un pendule, corps lourd, suspendu à un point fixe par un fil, légèrement écarté de sa position d'équilibre et abandonné à

lui-même. C'est aussi le mouvement d'un balancier, volant doué de masse et ramené à une position par un ressort spirale.

Dans beaucoup de cas, la tension donnée par une source alternative a une loi de variation au cours du temps qui est la même que celle régissant l'élongation de l'ombre  $P'$  par rapport à l'ombre fixe  $O'$  de la figure 16. On dit alors que la tension alternative est « sinusoïdale ». C'est, à peu de choses près, le cas de celle qui nous est fournie par l'E.D.F.

Dans le cas de la tension du secteur, fournie par l'E.D.F., la fréquence est  $F = 50$  Hz (50 périodes par secondes). La période  $T$  est donc de 0,02 s (soit 1/50 de seconde). La pulsation  $\omega$  est de  $2 \times \pi \times 50 = 314$  (on la compte en « radians par seconde »).

Prenons donc une tension alternative sinusoïdale, de fréquence assez élevée, et appliquons-la aux bornes d'un résistor  $R$ . Ce dernier va chauffer par suite de l'effet Joule, mais la chaleur dégagée ne sera pas la même pendant chaque tranche d'une microseconde (par exemple), ainsi qu'on le voit sur la figure 17.

La courbe (1) indique la variation de la tension au cours du temps, variant entre  $-A$  et  $+A$ .

L'intensité qui passe dans le résistor varie (courbe 2) de  $-A/R$  à  $+A/R$  suivant la même loi « sinusoïdale » que la tension. Si nous multiplions à chaque instant la tension par l'intensité, nous obtiendrons la courbe (3), donnant à chaque instant la puissance dissipée dans le résistor. Cette dernière courbe nécessite quelques explications.

Au temps zéro, la tension est nulle mais croît, l'intensité en fait autant : la puissance va donc partir d'une valeur nulle et croître.

Au bout d'un quart de période, c'est à dire au temps  $t_1 = T/4$ , la tension et l'intensité, toutes deux positives, passent ensemble par un maximum, qui est  $A$  pour la tension et  $A/R$  pour l'intensité. La puissance passe donc, elle aussi, par un maximum égal à :

$$A \times A/R = A^2/R$$

Comme la tension et l'intensité décroissent à partir du temps  $t_1$ , il en ira de même pour la puissance, qui va arriver à zéro au temps

$$t_2 = \frac{T}{2}$$

Au-delà de cet instant, les choses sont un peu plus complexes. En effet, la tension devient négative, mais l'intensité en fait autant. Le produit de ces deux grandeurs va donc être positif. Donc, au temps  $t_2$ , la puissance

(Suite page 140)

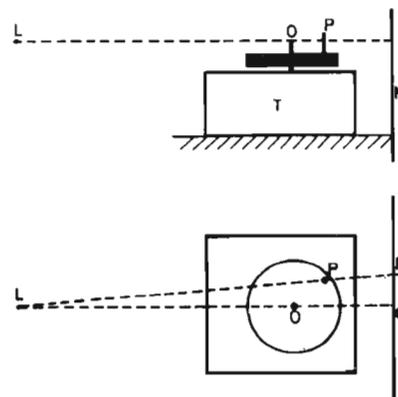


Fig. 16. - Une bonne façon de figurer une variation sinusoïdale est de considérer le mouvement de l'ombre  $P'$  d'un objet posé sur le plateau d'un tourne-disque  $T$ , le tout étant éclairé par une lampe  $L$  située assez loin, la direction joignant la lampe  $L$  et l'axe  $O$  du plateau étant perpendiculaire au mur  $M$  sur lequel se projettent les ombres. La lampe est assez loin de ce mur pour que l'on puisse considérer les rayons de cette lampe comme parallèles au niveau de  $P$  et du mur.

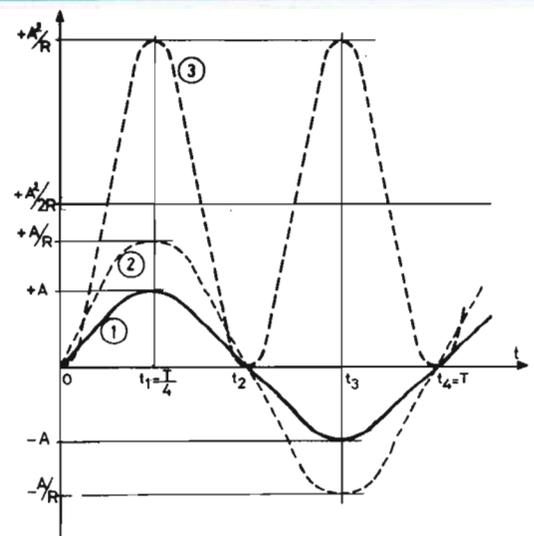


Fig. 17. - Quand une tension alternative fournit une tension variant de  $+A$  à  $-A$ , si on fait débiter dans une résistance  $R$ , le courant varie de  $+A/R$  à  $-A/R$ . En faisant le produit de la tension par le courant, on obtient la puissance (courbe 3) qui varie suivant une loi également sinusoïdale (à fréquence double) de 0 à  $A^2/R$ . La valeur moyenne de cette puissance est donc  $A^2/2R$ , ce qui correspond à la puissance dissipée dans la même résistance par une tension continue de valeur constante  $A/\sqrt{2}$  : c'est ainsi que l'on définit la valeur « efficace » d'une tension alternative.

# LE BANC DE TEST

## TTL TESTMATIC

**A**VEC la diffusion de plus en plus large dans l'industrie électronique des circuits intégrés logiques TTL, l'amateur se trouve assez fréquemment en possession de cartes imprimées comportant de tels circuits et, désireux de les utiliser pour la réalisation de montages (orgue électronique par exemple), il éprouve le besoin de s'assurer que les performances de ces circuits « de récupération » sont conformes à celles du composant d'origine.

Il est bien entendu possible de réaliser un montage sur table permettant de vérifier, une par une, chaque fonction ; mais cela implique une opération relativement longue et non sans risque d'erreur ou de court-circuit.

Le montage proposé ci-après, s'il implique un petit investissement initial (malgré tout assez modeste car beaucoup de ses éléments sont courants), permet, en une fraction de seconde, de savoir si le circuit à tester est « bon » ou « mauvais » dans des conditions normales d'emploi (à la température ambiante, pour une tension

d'alimentation nominale de 5 volts, sans chercher a priori à vérifier son comportement dans les conditions limites).

Afin de ne pas rendre le montage trop compliqué, il n'a pas été prévu de tester les durées de propagation des signaux de sortie donc la rapidité des circuits, de nombreuses applications « amateur » n'étant pas soumises à de telles contraintes.

Quels types de CI va-t-on rencontrer le plus souvent ? :

— des portes NAND (NON-ET), NOR (NON-OU), etc. comme les SFC 400, 401, 410, 420, 440...

— différents types de bascules : JK, D... comme les SFC 473, 474...

— des diviseurs, des compteurs et des décodeurs... comme les SFC 490, 492, 493, 441, 442, 445...

et cette liste n'est pas limitative.

Un minimum de documentation est également nécessaire afin de connaître les propriétés particulières de chaque type de CI ; le catalogue TTL de Sescosem est un outil précieux pour résoudre ce problème.

Pour vérifier un circuit intégré logique, il est nécessaire de le placer dans toutes les configurations possibles de fonctionnement.

Par exemple, à une porte NAND à deux entrées comme le SFC 400 correspondront quatre cas de figure possibles que l'on peut traduire sous la forme d'un tableau appelé table de vérité (fig. 1).

De même, à une porte NAND à quatre entrées, comme le SFC 440 correspondra une table de vérité qui fera apparaître seize cas de figure. (fig. 2).

On peut aussi matérialiser ces différents cas, sous la forme d'un diagramme sur lequel on fera figurer en correspondance les états logiques des entrées et des sorties du CI. (fig. 3).

Les mêmes figurations peuvent s'appliquer aux autres types de CI, par exemple pour le SFC

473 qui est une double bascule JK maître-esclave. (fig. 4).

Un moyen de contrôler le bon fonctionnement d'un CI consiste à envoyer sur ses entrées des signaux conformes à la table de vérité correspondante en même temps que sur un CI de même type que l'on sait être en bon état. Si le CI à tester est « bon », les signaux obtenus en sortie doivent être identiques. Il suffit alors de disposer d'un moyen de vérifier cette conformité.

La comparaison des signaux des sorties doit répondre à la loi suivante : (fig. 5).

Il existe un CI TTL capable de réaliser cette fonction, c'est le SFC 486 appelé quadruple opérateur OU-EXCLUSIF.

Dans le cas du test d'un SFC 400, le diagramme des impulsions sera celui de la figure 6.

On voit qu'il y a conformité lorsque la sortie du SFC 486 est constamment au niveau logique zéro.

Si le CI à tester présente un défaut de fonctionnement, on trouvera par exemple les diagrammes donnés à la figure 7.

La sortie du SFC 486 ne reste plus en permanence au niveau logique zéro et le passage même rapide au niveau logique un pourra être utilisé pour visualiser le défaut.

Un paramètre n'est pas à négliger, c'est la consommation du CI à tester. Un milliampèremètre de calibre 100 mA est donc branché en série dans l'alimentation de celui-ci, l'emploi de CI présentant une consommation excessive pouvant laisser présager une défaillance à court terme.

### RÉALISATION PRATIQUE (fig. 0)

Le montage a été conçu pour réaliser la vérification des CI TTL encapsulés en boîtier DIL 14 ou 16 broches.

Compte tenu de la diversité des types de CI et de leur brochage différent, il se compose d'un châssis de base et d'autant de « Cartes Etalon » que de types de CI à tester.

Le châssis de base comporte :

- La génération des signaux pour alimenter les entrées du CI étalon et du CI à vérifier.

- Les circuits de comparaison et de visualisation.

- Un support pour CI DIL 16 broches de bonne qualité car il recevra les CI à tester.

- Deux voyants d'affichage (un vert et un rouge).

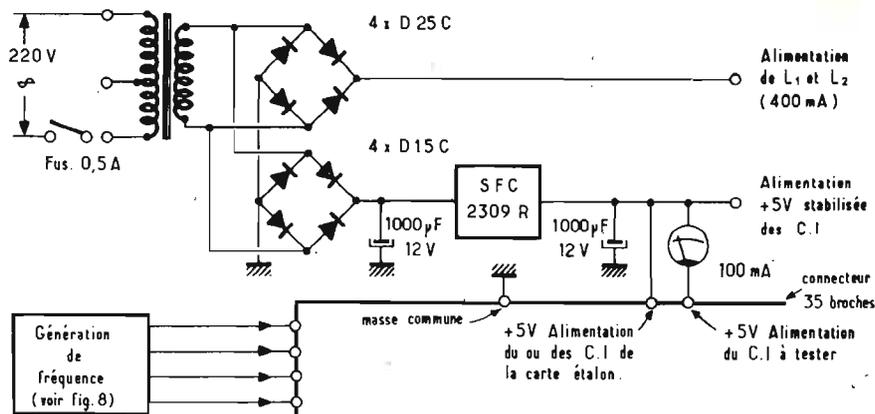
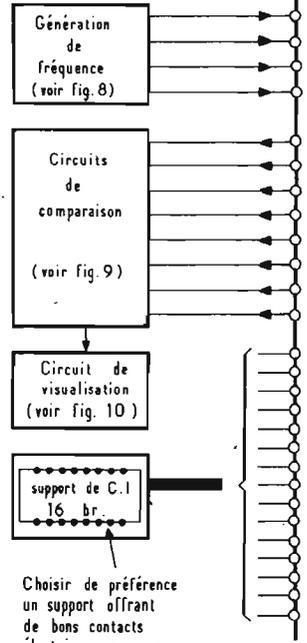


Fig. 1

Fonction  $Y = \overline{A.B}$

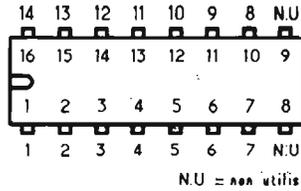
Entrées		Sortie
A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



**Remarque importante**

Le support de C.I 16 broches sort au test des C.I 16 et 14 broches, son branchement au connecteur doit être réalisé de façon à respecter l'interconnexion effectuée par les cartes étalon

Le numérotage des broches dans le cas du C.I 14 br., se fera suivant le schéma suivant par rapport au C.I 16 br.



NU = non utilisé

Nota : On peut utiliser des connecteurs mâle et femelle ou un connecteur femelle destiné à recevoir une carte imprimée.

Fonction  $Y = \overline{A.B.C.D}$

Entrées				Sortie
A	B	C	D	Y
0	0	0	0	1
0	0	0	1	1
0	0	1	0	1
0	0	1	1	1
0	1	0	0	1
0	1	0	1	1
0	1	1	0	1
0	1	1	1	1
1	0	0	0	1
1	0	0	1	1
1	0	1	0	1
1	0	1	1	1
1	1	0	0	1
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	0

Fig. 2

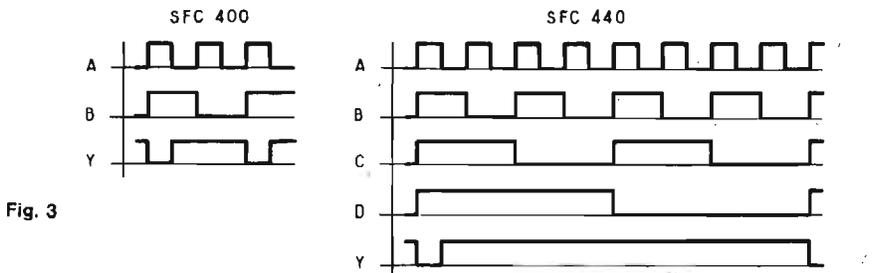
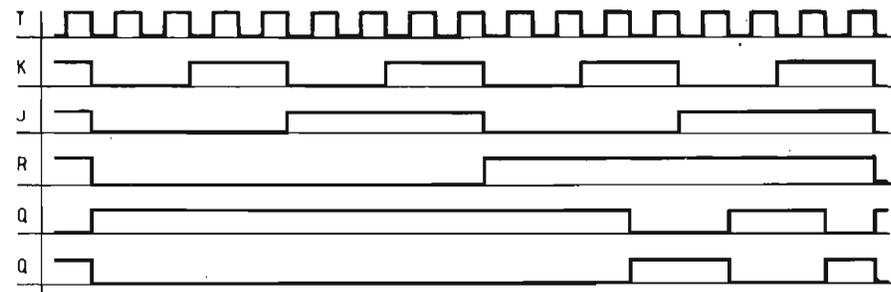


Fig. 3



(a) Quand  $J=K=0$  Q reste au niveau 1

(b) Quand  $J=K=1$  le flanc descendant de T entraîne le changement d'état de Q et Q' (Q' est le complément de Q)

Flanc montant = prélèvement des informations présentes en J et en K



Flanc descendant = transfert vers les sorties Q et Q' des informations (voir table de vérité)

Table de vérité

Tn	Tn+1
J K Q	
0 0 (a)	
0 1 0	
1 0 1	
1 1 (b)	

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

conformité de A et B

non conformité de A et B

conformité de A et B

Fig. 5

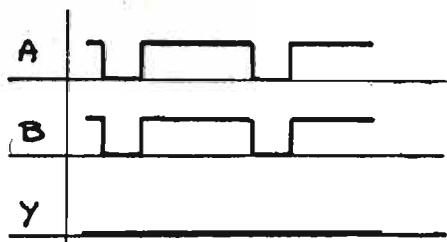
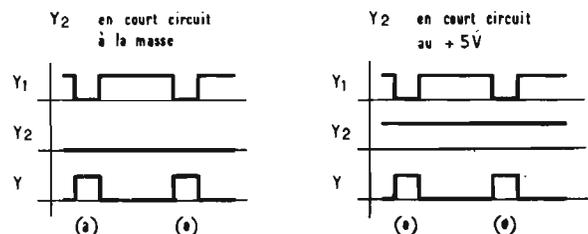


Fig. 6



Y<sub>1</sub> = Sortie du SFC 400 en bon état  
 Y<sub>2</sub> = Sortie du SFC 400 défectueux  
 Y = Sortie du SFC 486  
 (•) = non conformité

Fig. 7.

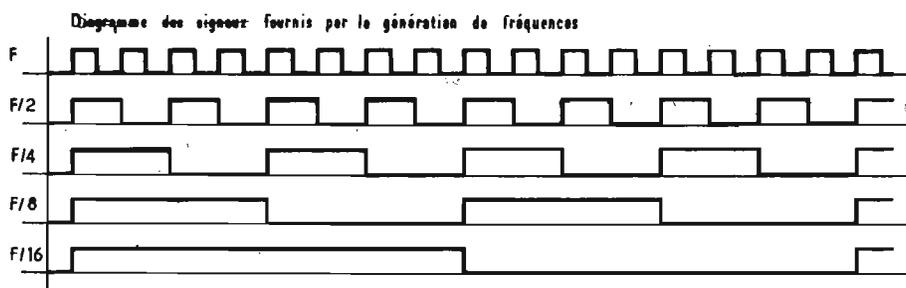


Fig. 8 (suite).

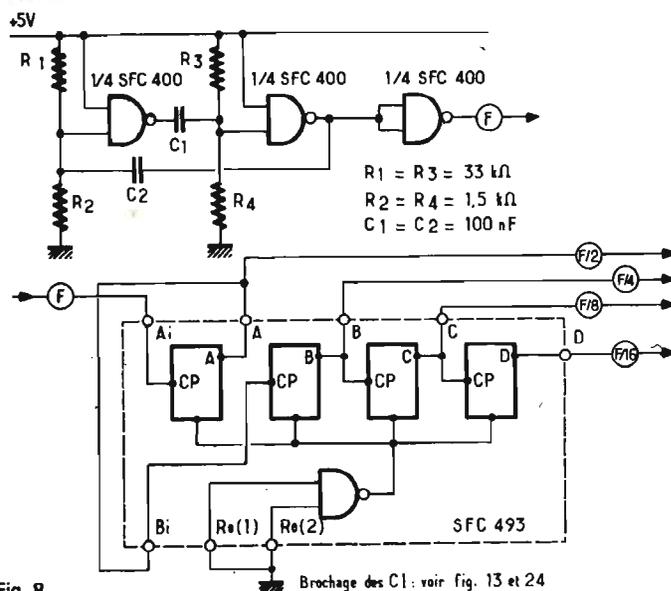


Fig. 8.

— Un milliampèremètre 100 mA.

— Une alimentation fournissant 5 volts stabilisés 200 mA et 6,3 volts redressé double alternance non filtré 400 mA.

— Un connecteur femelle 35 broches.

Il pourra comporter d'autres éléments comme cela sera précisé à la fin de cet article.

Les cartes étalon, munies chacune d'un connecteur mâle 35 broches complémentaire de celui du châssis de base, reçoivent le CI étalon et réalisent le câblage d'interconnexion particulier à chaque type de CI. Le branchement du support de CI du châssis de base est effectué « à travers » la carte étalon.

Certaines cartes étalon peuvent recevoir des CI TTL en complément pour réaliser des fonctions intermédiaires dans certains cas qui seront précisés plus loin.

### LES ÉLÉMENTS DU CHÂSSIS DE BASE

#### Génération des signaux (fig. 8).

L'oscillateur est réalisé à partir d'un SFC 400 dont trois portes

sont utilisées. Deux d'entre elles forment un multivibrateur dont la fréquence est de l'ordre de 5 kHz, cette fréquence et le rapport des durées n'étant pas critiques. La troisième porte est utilisée comme étage tampon.

Les impulsions issues de l'oscillateur sont envoyées sur l'entrée A<sub>i</sub> d'un SFC 493 fonctionnant en diviseur par 16. Si on appelle F la fréquence des signaux de l'oscillateur, on trouvera respectivement sur les sorties ABCD du SFC 493 les fréquences F/2, F/4, F/8, F/16.

Ces signaux sont envoyés sur le connecteur 35 broches pour alimenter les CI étalons et à tester.

#### Circuits de comparaison (fig. 9).

Les signaux issus des CI étalons et à tester sont envoyés symétriquement aux quatre fois deux entrées du quadruple OU-EXCLUSIF SFC 486.

Les quatre sorties de ce dernier sont inversées à l'aide de quatre éléments d'un sextuple inverseur SFC 404 pour obtenir quatre niveaux logiques 1 lorsqu'il y a conformité.

Les sorties inversées sont envoyées sur les entrées d'un demi-SFC 440 (double porte NAND de puissance à quatre entrées).

En cas de conformité, on a : a, b, c, d au niveau logique 0 - a', b', c', d' au niveau logique 1. La sortie Y du 1/2 SFC 440 est donc au niveau logique 0.

Cette sortie est inversée par un cinquième élément du SFC 404.

Toute non-conformité du CI à tester par rapport au CI étalon se traduisant par un passage au niveau logique 1 de a (et/ou) b (et/ou) c (et/ou) d se répercutera par un changement correspondant d'état sur la sortie Y et par conséquent sur X.

#### Circuits de visualisation (fig. 10).

Les informations X et Y atteignent à travers les résistances R1 et R2 les gâchettes des thyristors T1 et T2. Les lampes L1 et L2 placées dans les anodes sont alimentées par le 6,3 volts alternatif redressé non filtré.

En cas de conformité, on a X = 1 et Y = 0. La lampe L1 verte

s'allumera et la lampe rouge L2 restera éteinte.

En cas de non-conformité, même un bref passage de Y au niveau logique 1 entraînera l'allumage de L2, en effet, l'extinction des thyristors étant assurée par la retombée de chaque demi-alternance de la tension d'alimentation de L1 et de L2, à une fréquence de 100 Hz, et la fréquence d'apparition du défaut étant liée à la fréquence F de l'oscillateur ou à un de ses sous-multiples F/2 à F/16 toujours supérieure à 100 Hz, le changement d'état de Y provoquera l'amorçage de T2.

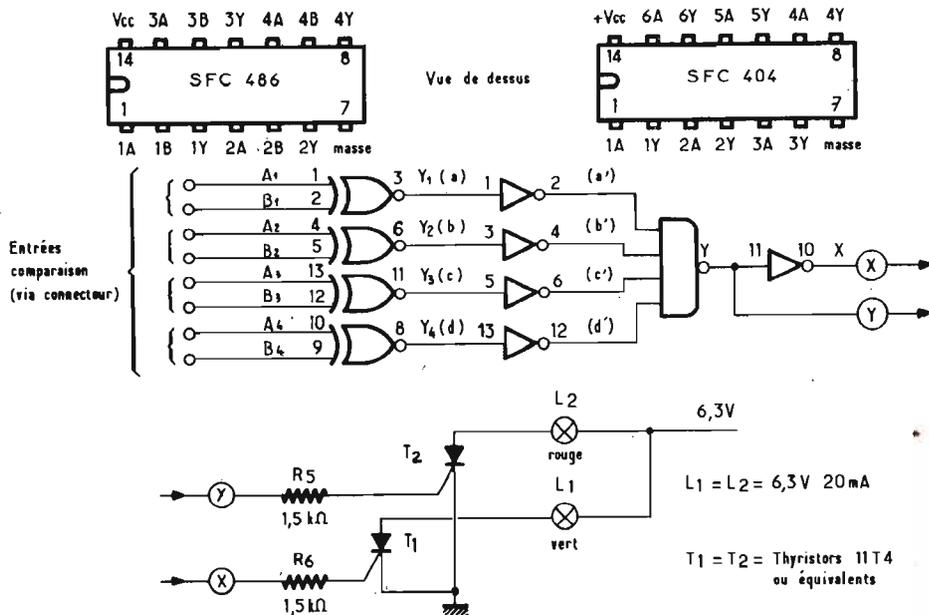
L'allumage de L2 n'entraînera pas nécessairement l'extinction de L1. **C'est donc l'allumage de la lampe rouge L2 qui visualisera le défaut.** (fig. 11).

#### Alimentation

L'alimentation est classique. Les 7 volts - 600 mA du transformateur d'alimentation sont redressés par deux ponts de diodes.

Le premier pont, constitué par des diodes 250 mA - 100 V inverse fournit la tension d'alimentation des lampes L1 et L2 (et

Fig. 9/10.



N.U : non utilisé  
N.C : non connecté

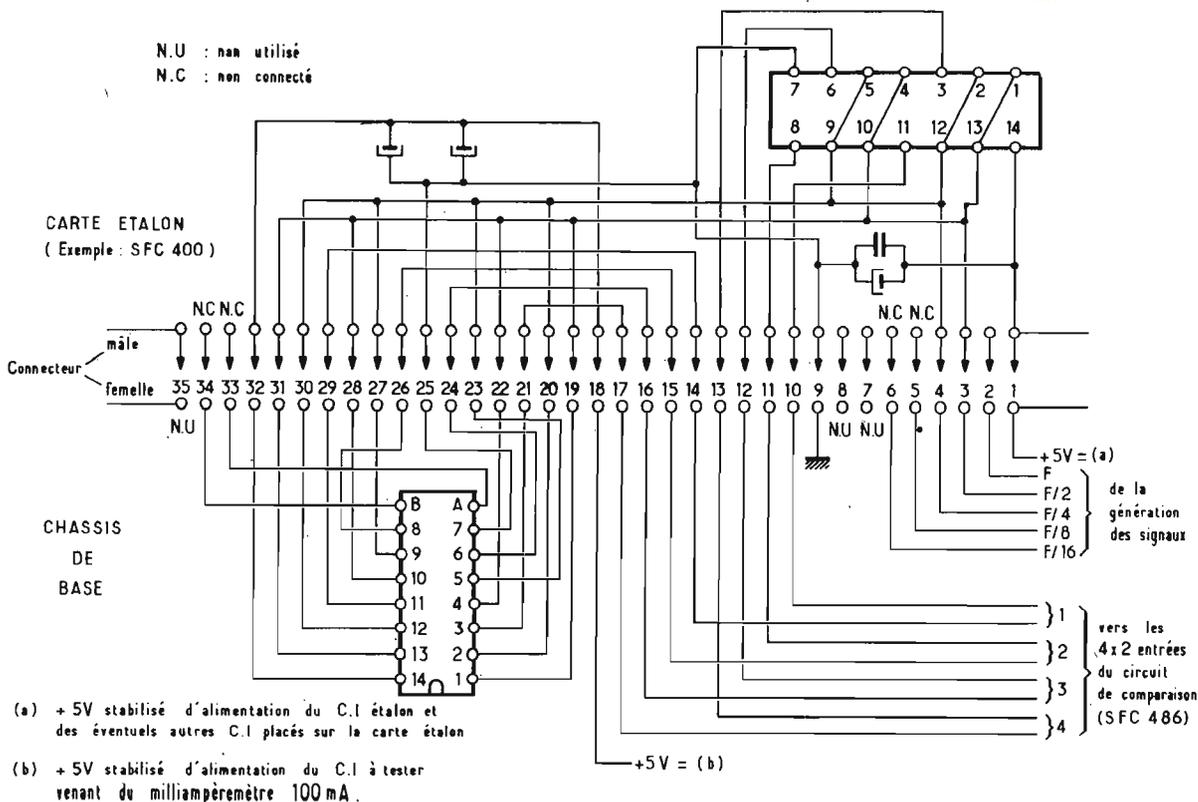


Fig. 10 bis.

- (a) +5V stabilisé d'alimentation du C.I. étalon et des éventuels autres C.I. placés sur la carte étalon
- (b) +5V stabilisé d'alimentation du C.I. à tester venant du milliampèremètre 100 mA.

aussi celle de l'extension décrite à la fin de cet article.

Le second, constitué par des diodes 150 mA - 100 V inverse fournit, après filtrage, la tension qui attaque le SFC 2309 R régulateur de tension 5 volts d'alimentation des CI (voir figure 0 schéma général).

### Connecteur 35 broches

Il n'y a pas de contrainte particulière quant à l'ordre à respecter

pour l'utilisation des contacts du connecteur.

A titre indicatif, le schéma ci-dessous indique les branchements qui ont été effectués. (fig. 10 bis).

Il faut cependant faire attention au câblage des cartes étalons selon qu'il s'agit de CI à 14 ou 16 pattes.

### LES CIRCUITS ÉTALONS

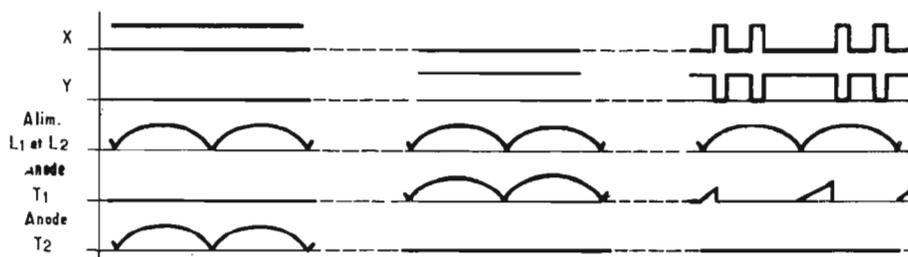
Chaque circuit étalon permet de tester, en principe, un type de CI. Il comporte donc un CI qui servira de référence et sera donc de préférence neuf et conforme aux spécifications du fabricant. Cependant un CI de récupération soigneusement vérifié pourra faire l'affaire.

Le circuit étalon est câblé de

façon à envoyer les informations provenant de la génération des signaux symétriquement sur le CI étalon et sur le support du châssis de base.

Il est câblé également pour raccorder symétriquement les sorties du CI étalon et celles provenant du support aux entrées du circuit de comparaison.

**Cette règle de symétrie est fondamentale.**



- (a) = Conformité  $X = 1$   $Y = 0$   
 $T_1$  amorcé en permanence L1 verte allumée  
 $T_2$  bloqué en permanence L2 rouge éteinte
- (b) = Non conformité totale  $X = 0$   $Y = 1$   
 $T_1$  bloqué en permanence L1 verte éteinte  
 $T_2$  amorcé en permanence L2 rouge allumée
- (c) = Non conformité partielle  
 $T_1$  amorcé par les impulsions de X L1 partiellement allumée  
 $T_2$  amorcé par les impulsions de Y L2 partiellement ou totalement allumée

Fig. 11.

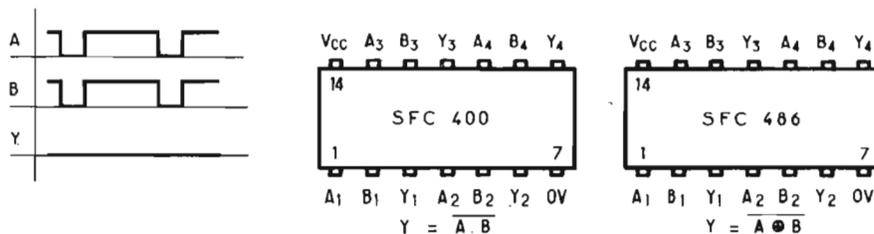


Fig. 12.

⊕ Symbole du OU EXCLUSIF

Certaines cartes étalon comportent d'autres CI TTL permettant de réaliser des fonctions intermédiaires dans le cas de CI nécessitant plus de cinq fréquences pour réaliser le test (cas de registre à décalage droite-gauche SFC 495) ou ayant plus de quatre sorties (cas du décodeur BCD-décimal SFC 442) le châssis de base ne fournissant que cinq fréquences et ne comportant que quatre circuits de comparaison.

Certaines cartes étalons peuvent cependant servir à tester les types de CI différents lorsque le brochage est identique et lorsque les fonctions sont voisines. C'est le cas pour les SFC 400 et SFC 486. Il est alors nécessaire de placer le CI étalon sur un support et d'effectuer une substitution selon le type de CI à tester.

Une erreur dans ce cas entraînerait un signal de non-conformité mais ne provoquerait aucun dommage aucune sortie n'étant connectée ensemble. (fig. 12).

### DESCRIPTION DES CIRCUITS ÉTALONS

**Test du SFC 400 :** Quadruple opérateur NAND à deux entrées (fig. 13).

Les impulsions F/2 et F/4 atta-

quent respectivement et en parallèle chacune des deux entrées du CI étalon et du CI à tester.

F/8, F/16 et F ne sont pas utilisées.

Les quatre sorties du CI étalon et du CI à tester sont connectées symétriquement aux quatre entrées du circuit de comparaison.

**Test du SFC 401 :** quadruple opérateur NAND à deux entrées sorties à collecteurs ouverts. (fig. 14).

Le processus est identique à celui du SFC 400 à la différence près que le SFC 401 n'a pas le même brochage et possède des sorties à collecteur ouvert ; il est donc nécessaire de câbler les résistances R1 à R8 de 4,7 kΩ entre le +5 V et les sorties comme indiqué sur le schéma.

**Test du SFC 402 :** quadruple opérateur NOR à deux entrées (fig. 15).

Le circuit étalon est similaire à celui du SFC 400 au brochage près.

**Test du SFC 410 :** triple opérateur NAND à trois entrées (fig. 16).

Les fréquences F/2, F/4 et F/8 attaquent, comme dans le cas du SFC 400, les entrées des CI de façon symétrique.

F et F/16 ne sont pas utilisées.

Les trois sorties du CI étalon et du CI à tester sont connectées à trois des quatre entrées du circuit de comparaison, la quatrième étant reliée au +5 V. Il faut toujours respecter la symétrie des branchements.

**Test du SFC 420 :** double opérateur NAND à quatre entrées.

**Test du SFC 440 :** double opérateur NAND de puissance à quatre entrées (fig. 17).

Le fonctionnement de ces deux circuits intégrés est le même et leur brochage est identique. Leur différence réside dans leur sortie c'est-à-dire la capacité pour une sortie d'alimenter un nombre plus ou moins grand d'entrées.

On utilisera donc la même carte étalon pour les deux types.

Les fréquences F/2, F/4, F/8 et F/16 attaquent les quatre entrées et les deux sorties sont connectées aux deux premières entrées au circuit de comparaison, les deux autres sont reliées au +5 V.

On utilisera comme CI étalon indifféremment le SFC 420 ou 440.

**Test du SFC 451 :** double opérateur ET OU NON à deux entrées (fig. 18).

Les fréquences F/2, F/4, F/8, F/16 attaquent respectivement les entrées A, B, C et D.

Le principe est le même que dans les exemples précédents.

**Test du SFC 442 :** décodeur BCD/décimal. (fig. 19).

Le circuit étalon est un peu plus complexe, car, si le CI possède quatre entrées ABCD, il comporte 10 sorties.

Il est donc nécessaire de traiter ces 10 sorties de façon à obtenir quatre informations pour le circuit de comparaison. Cette opération doit évidemment être réalisée parallèlement pour le CI étalon et pour le CI à tester.

On appliquera F/2, F/4, F/8, F/16 respectivement sur les entrées A B C et D. F n'est pas utilisée.

Les sorties 0, 1, 2 et 3 attaquent les quatre entrées d'une porte SFC 420.

Les sorties 6, 7, 8 et 9 attaquent les quatre entrées de l'autre moitié du SFC 420.

Les sorties des deux demi-SFC 420 et les sorties 4 et 5 du SFC 442 sont connectées aux quatre entrées du circuit de comparaison.

En plus du CI étalon, on aura donc deux SFC 420 sur la carte étalon.

**Test du SFC 473 :** double bascule JK maître-esclave.

Le fonctionnement de ce type de bascule est caractérisé par les paramètres suivants :

- les entrées J et K étant à des niveaux logiques différents, une impulsion d'horloge appliquée en T entraîne  $Q = J$  et  $Q' = K$ ,

- les entrées J et K sont toutes les deux égales à 1, les impulsions d'horloge font basculer à chaque fois le circuit (on réalise ainsi une division par deux),

- les entrées J et K sont toutes les deux au niveau logique 0, on a en permanence  $Q = 1$  et  $Q' = 0$ ,

- l'entrée R de remise à zéro au niveau logique 0 entraîne, indépendamment de l'horloge,  $Q = 0$  et  $Q' = 1$  (fig. 20).

On enverra les fréquences : F sur les entrées d'horloge T - F/4 sur les entrées J - F/8 sur les entrées K - F/16 sur les entrées R.

Les sorties Q et Q' sont connectées aux entrées du circuit de comparaison comme indiqué sur le schéma.

**Test du SFC 474 :** double bascule type D.

Le fonctionnement de cette bascule est le suivant :

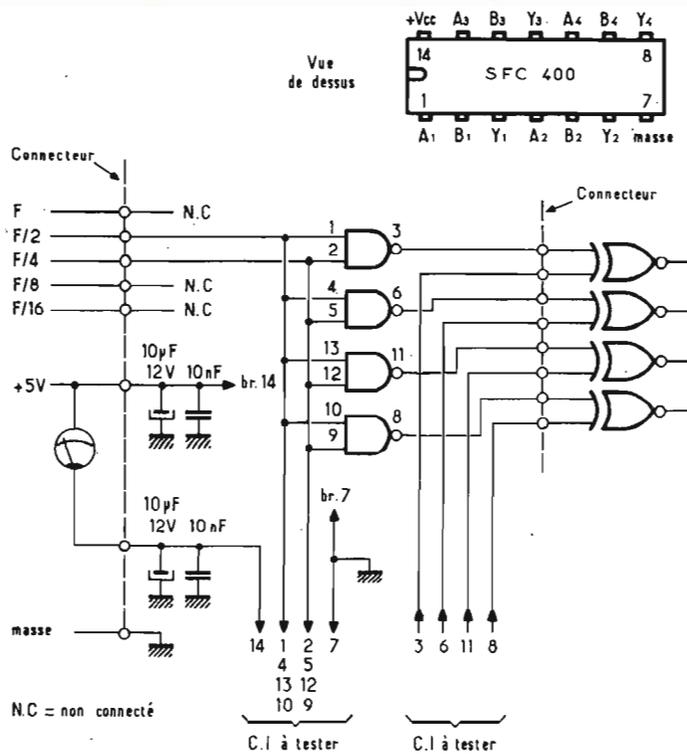


Fig. 13.

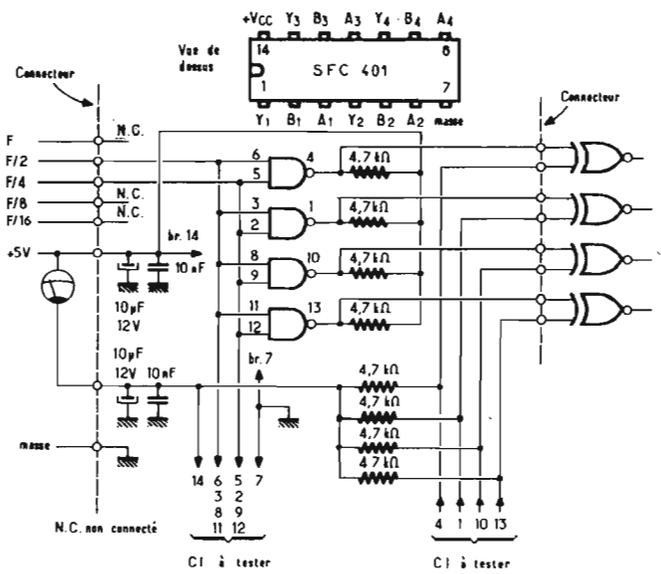


Fig. 14

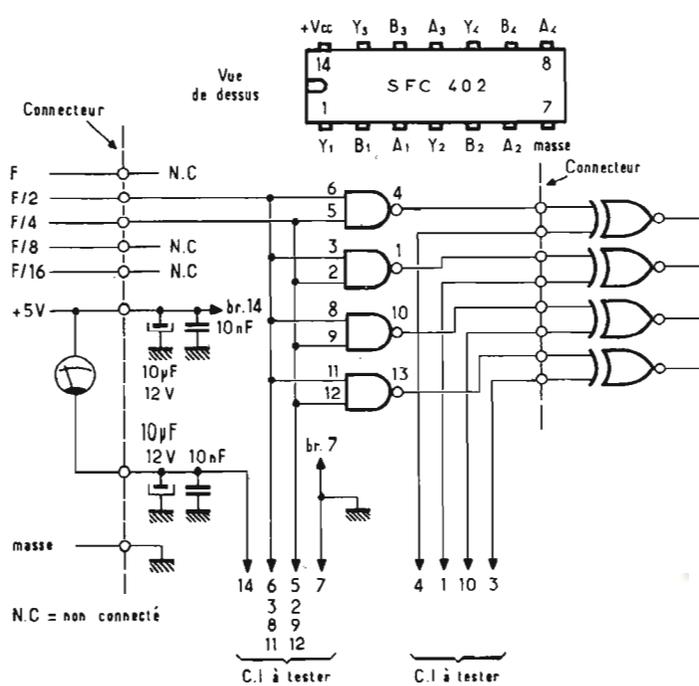


Fig. 15

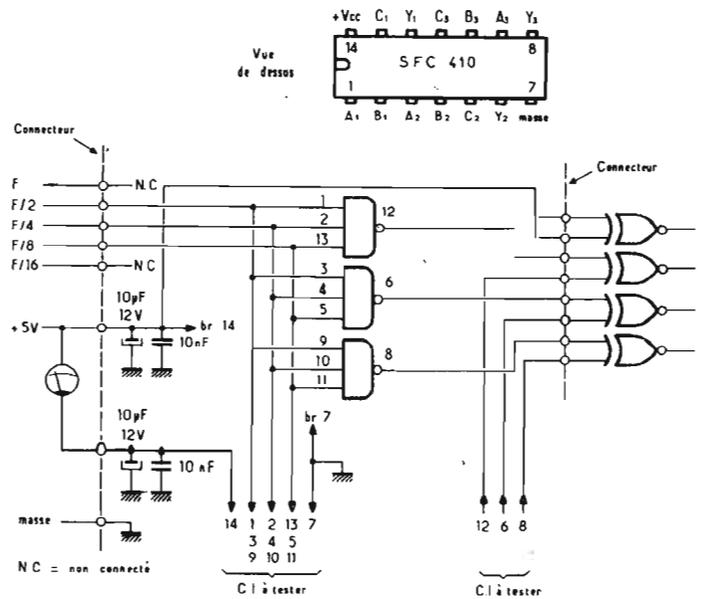
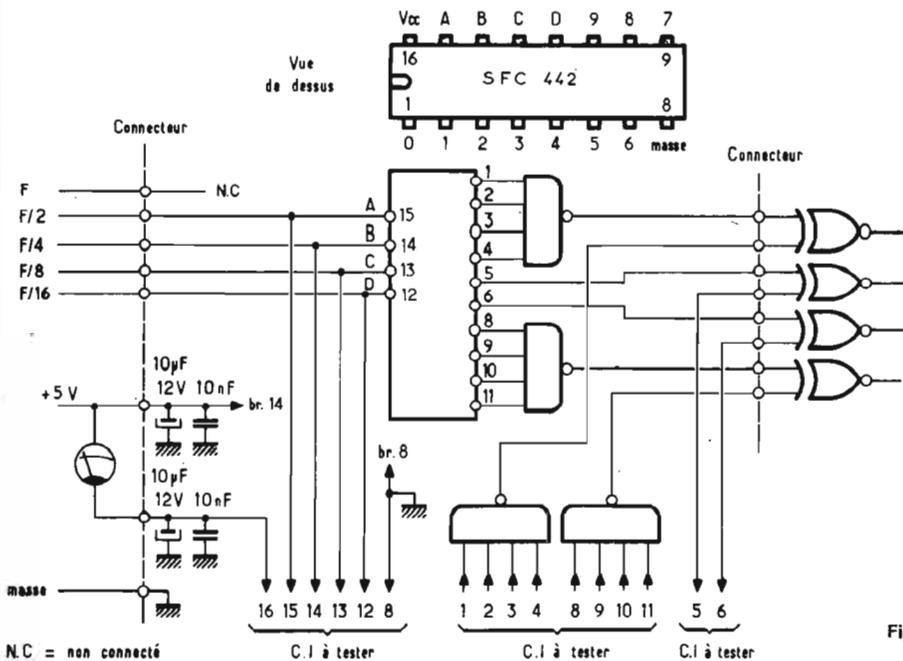
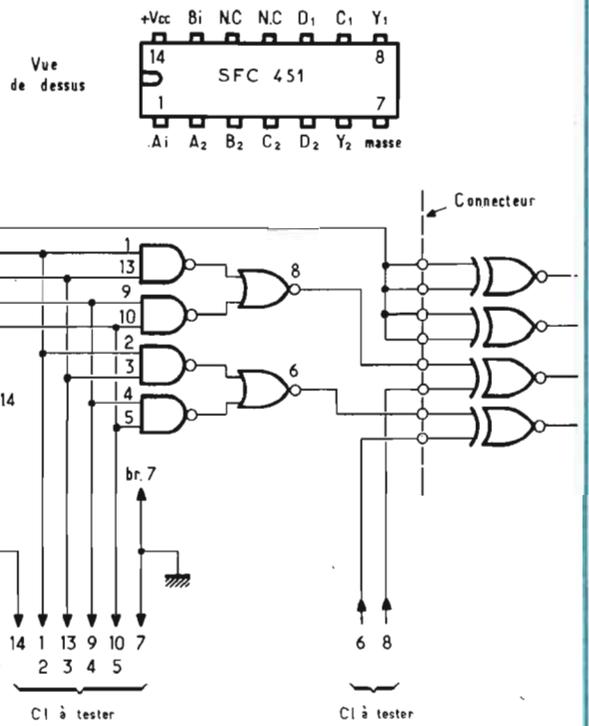
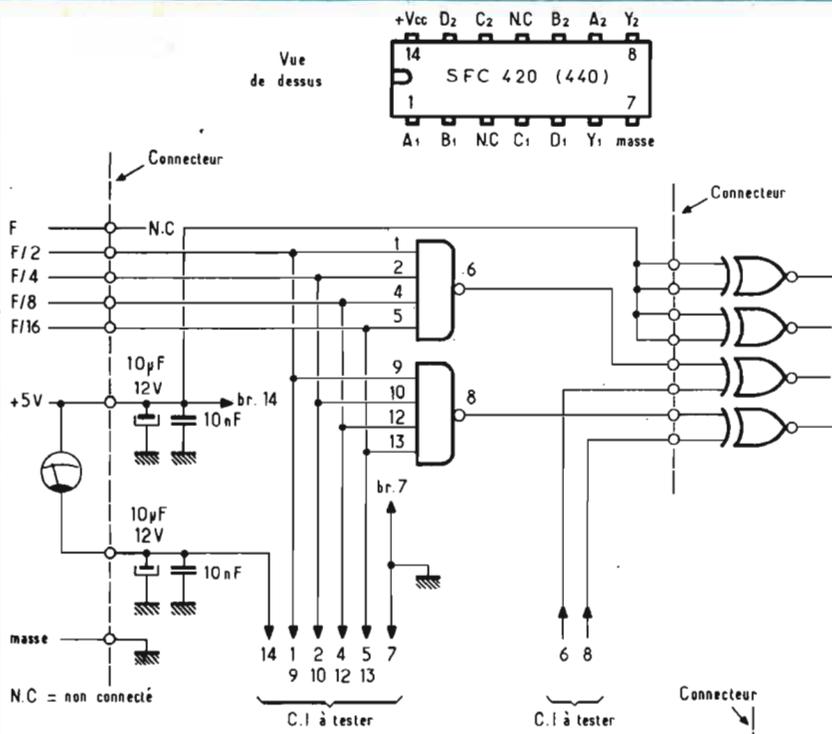


Fig. 16



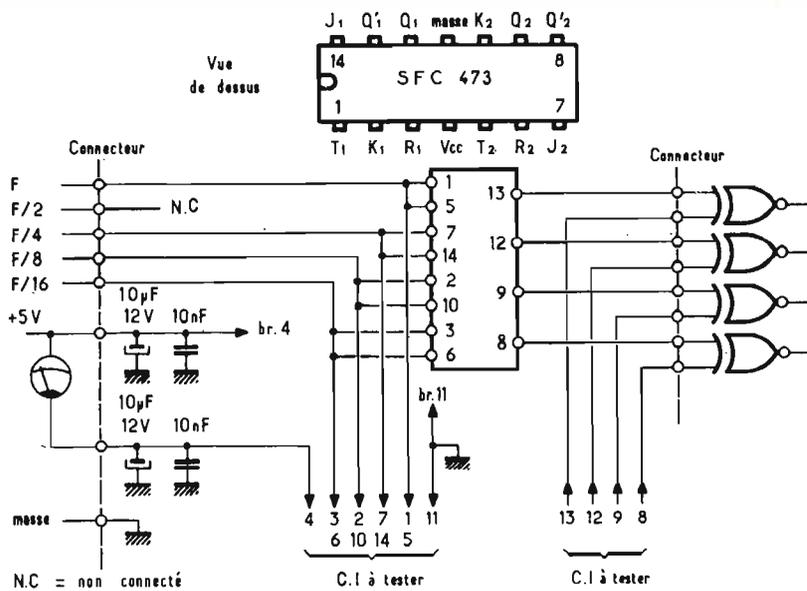


Fig. 20.

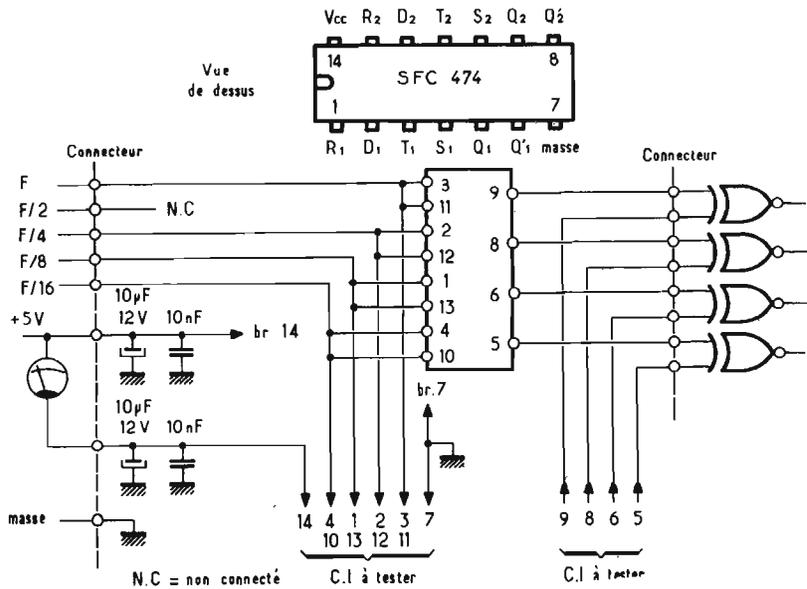


Fig. 21

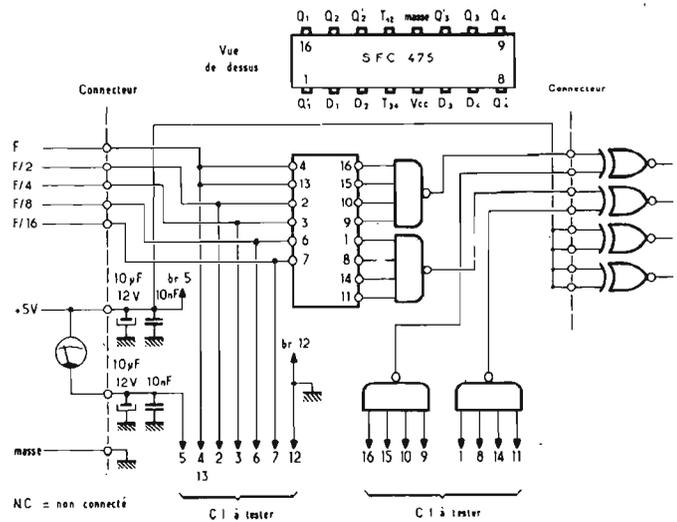


Fig. 22.

— l'état de l'entrée D est transféré sur la sortie Q par le flanc montant de l'impulsion d'horloge appliquée en T. Cette sortie n'est plus influencée par l'entrée D quand l'horloge est au niveau 1.

— Les entrées R et S au niveau 0 entraînent, indépendamment de l'horloge, respectivement Q au niveau 0 ou au niveau 1 (fig. 21).

On appliquera : F sur les entrées T - F/4 sur les entrées D - F/8 sur les entrées R - F/16 sur les entrées S.

Les sorties Q et Q' sont connectées aux entrées du circuit de comparaison comme indiqué sur le schéma.

**Test du SFC 475 :** quadruple bistable de stockage. (fig. 22).

Les quatre bascules de ce CI ont un fonctionnement similaire à celui des bascules de type D.

Elles comportent quatre sorties Q et quatre sorties Q', donc, comme pour le SFC 442, il sera nécessaire de traiter ces huit sorties sur la carte étalon.

Les quatre sorties Q attaquent un demi-SFC 420, les quatre sorties Q' attaquant l'autre demi-SFC 420. Les deux sorties correspondantes sont connectées aux deux premières entrées du circuit de comparaison, les deux autres étant reliées au +5V. Cette opération est réalisée pour le CI étalon et pour le CI à tester de façon symétrique.

En plus du CI étalon on trouvera donc sur la carte étalon :

— deux SFC 420.

On appliquera : F sur les entrées T reliées entre elles - F/2 sur les entrées A - F/4 sur les entrées B - F/8 sur les entrées C - F/16 sur les entrées D.

**Test du SFC 486 :** quadruple opérateur OU-EXCLUSIF.

Comme il a été dit plus haut, on pourra utiliser la même carte étalon que pour le SFC 400. (fig. 23).

**Test du SFC 490 :** diviseur par 10.  
**Test du SFC 492 :** diviseur par 12.  
**Test du SFC 493 :** diviseur par 16. (fig. 24).

On pourra utiliser le même circuit étalon pour le test de ces trois types de CI, leur brochage étant identique, la différence résidant dans la connexion ou non-connexion des entrées de remise à 0 ou à 9.

Ces CI sont constitués chacun d'une bascule divisant par 2, pouvant être utilisée séparément à l'exception de la remise à 0 et/ou

à 9 qui est commune. Ils comportent en plus :

— Trois autres bascules réalisant une division par 5 pour le SFC 490.

— Trois bascules réalisant une division par 6 pour le SFC 492.

— Trois bascules réalisant une division par 8 pour le SFC 493.

Le cycle de test le plus long correspondra à 8 impulsions d'horloge (division par 8 pour le SFC 493).

Comme il faut tester séparément les quatre entrées de remise à 0 et à 9, on ne pourra pas utiliser la fréquence F/4 qui ne permettrait pas d'effectuer un cycle de 8 impulsions, et a fortiori la fréquence F/2.

La carte étalon comporte donc un CI SFC 473 dont les deux bascules sont montées chacune en diviseur par 2. Ce système attaqué par F/16 fournira F/32 et F/64.

On appliquera : F sur les entrées Ai et Bi (ou BDi) - F/8 sur les entrées RO (1) - F/16 sur les entrées RO (2) - F/32 sur les entrées R9 (1) - F/64 sur les entrées R9 (2).

Les sorties ABCD seront connectées symétriquement aux quatre entrées du circuit de comparaison.

Comme dans le cas du SFC 400, il suffira de procéder à une substitution de CI étalon selon le type de CI à tester. Une erreur n'entraînant pas de dommages pour les circuits mais provoquant l'allumage de la lampe rouge.

**Test du SFC 495 :** registre à décalage droite-décalage gauche 4 bits. (fig. 25).

Comme pour les types de CI précédents, le test du SFC 495 nécessite plus de 5 fréquences pour les entrées.

Il faudra appliquer : F sur les entrées d'horloge 1 et 2 - F.F/8 (réalisé par une fonction NAND) sur l'entrée série - F/4, F/8, F/16, F/32 respectivement sur A B C et D (entrées parallèles) - F/64 sur l'entrée contrôle de mode.

Le circuit étalon devra donc comporter la génération de F/32 et F/64. Il comportera également un SFC 400.

Les sorties A B C et D seront connectées au circuit de comparaison comme dans les cas précédents.

On réalise ainsi le test des fonctions Décalage à droite et registre de stockage, le décalage à gauche, résultant de cette dernière, aurait

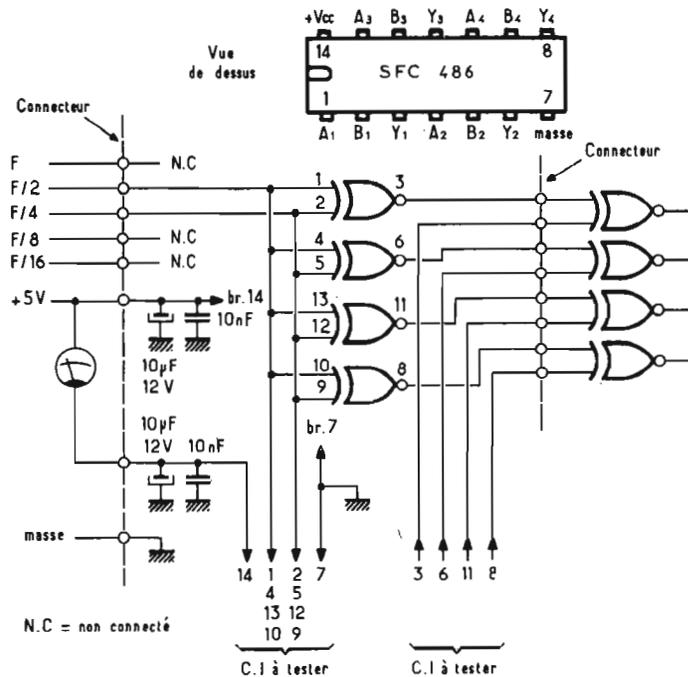


Fig. 23

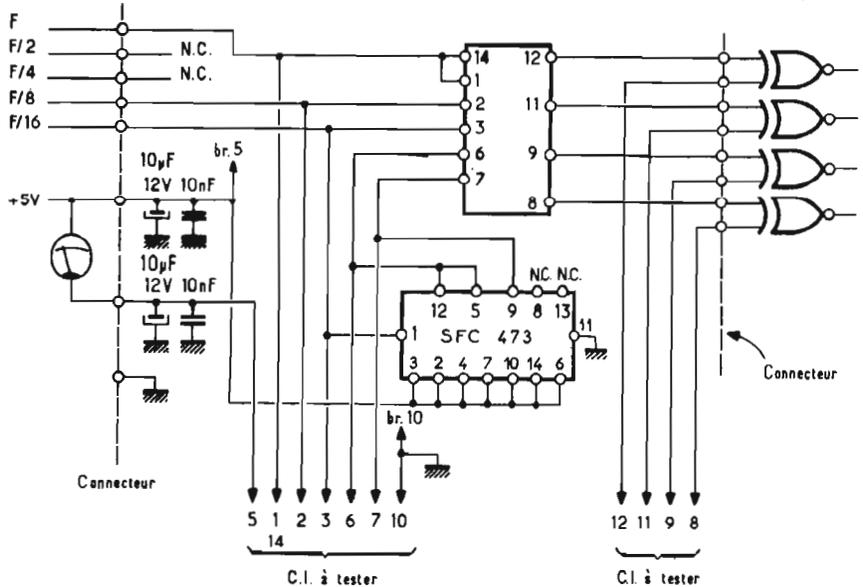
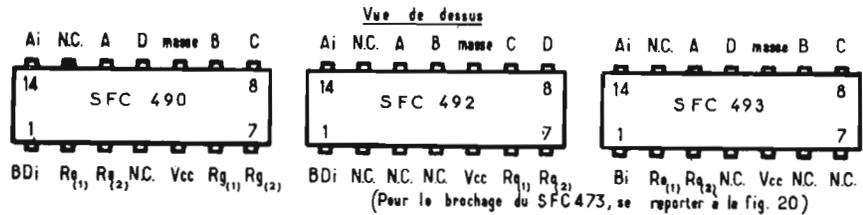


Fig. 24

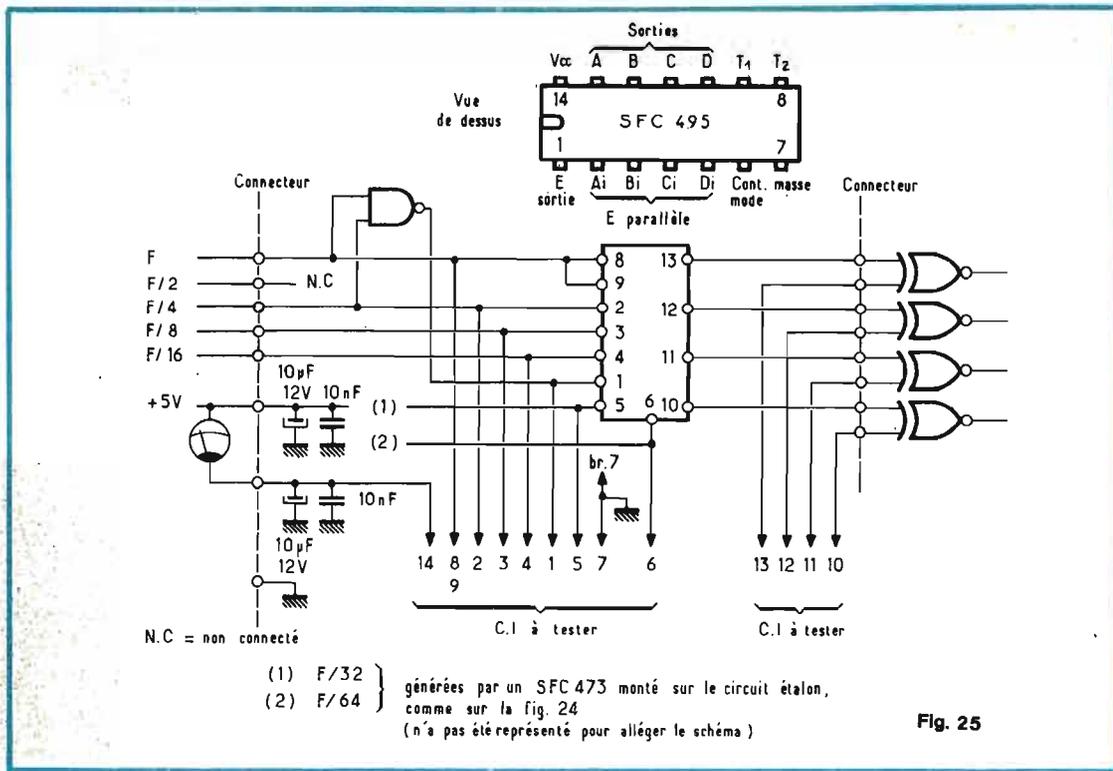


Fig. 25

nécessité pour le tester une plus grande complexité de la carte étalon et deux CI supplémentaires.

La liste des types de CI qu'il est possible de tester avec ce montage ne s'arrête pas là; d'autres

cartes étalon peuvent être imaginées en fonction des besoins.

Tel qu'il est décrit, ce montage suffit pour éliminer les « brebis galeuses » de votre parc de CI TTL de récupération.

Pour ceux des lecteurs qui voudraient utiliser quand même des CI partiellement défectueux, nous proposons une extension au montage :

Nous avons ajouté à l'oscilla-

teur une commande automatique pas à pas à fréquence très basse (de l'ordre de 0,5 Hz selon le schéma suivant : (fig. 26).

Chaque sortie du support de CI a été reliée à une petite lampe, nous avons donc réalisé une matrice de 16 lampes qui permettent de « voir » l'état de chaque entrée et sortie. Avec un peu d'habitude, on voit très vite quelle est la fonction qui ne va pas. On peut évidemment remplacer l'avance pas à pas automatique par un bouton poussoir associé à un circuit fournissant des impulsions sans rebondissement.

Pour la visualisation, nous avons utilisé des petites lampes, commandées par un transistor, de marque DYNA, récupérées sur une face avant. Nous en avons autopsié une, on peut facilement réaliser un montage similaire. On peut également utiliser des diodes LED. L'essentiel étant de ne pas trop consommer de courant sur le CI à tester. (fig. 27).

B.D.P.

L'auteur reste à la disposition des lecteurs désireux de réaliser les cartes pour leur fournir toutes les informations nécessaires.

## INITIATION A L'ELECTRICITE

passer par un minimum, et, contrairement à la tension, elle va recommencer à croître.

Au temps

$$t_3 = \frac{3T}{2}$$

la puissance repasse par son maximum  $A^2/R$ , puis elle décroît de nouveau jusqu'à zéro, valeur atteinte au temps  $t_4 = T$ .

Sur la courbe (3), on voit donc que la variation de la puissance au cours du temps a une **fréquence double** de celle de la tension et du courant. Par exemple dans le cas du secteur, la puissance passe par son maximum 100 fois par seconde.

On pourrait démontrer que la courbe (3) est aussi une sinusoïde. Pour ceux que cela intéresse, on utilise la formule de trigonométrie bien connue :

$$\sin^2 a = \frac{1 - \cos 2a}{2}$$

La puissance varie donc suivant cette loi, passant par des minima nuls et des maxima égaux à  $A^2/R$ .

Au bout d'un grand nombre de périodes, si l'on considère la quantité totale de chaleur dégagée, tout se passe comme si cette

puissance était restée constamment égale à sa valeur moyenne, moyenne de ses maxima et de ses minima, soit

$$\frac{1}{2} \frac{A^2}{R} \text{ ou } A^2/2R$$

En particulier, si l'on fait passer le courant dans un résistor dont l'inertie thermique est grande, il prendra une température qui va fluctuer légèrement autour de celle qu'il aurait prise si l'on avait envoyé dans ce même résistor une puissance constante  $A^2/2R$ . S'il s'agit d'une ampoule à incandescence, elle donnera la même lumière (à part une légère fluctuation) que si on lui appliquait en permanence la puissance  $A^2/2R$ .

Nous sommes presque au bout de nos peines. Cherchons maintenant quelle est la tension continue  $U$  que l'on devrait appliquer à ce même résistor  $R$  pour y faire dissiper la puissance  $A^2/2R$ .

On sait qu'une telle tension provoque la dissipation dans le résistor d'une puissance  $U^2/R$ .

On veut donc que :  $U^2/R = A^2/2R$ , ce qui donne :

$$U^2 = A^2/2$$

Si l'on extrait la racine carrée des deux membres, on trouve

enfin :

$$U = A / \sqrt{2}$$

C'est cette valeur  $U$  que l'on appelle la « tension efficace » de la source alternative. C'est la tension continue que l'on doit appliquer à la même ampoule à incandescence que la tension alternative pour obtenir, à la légère fluctuation près lors de l'emploi de l'alternatif, la même puissance lumineuse.

Par exemple, une tension alternative qui varie suivant une loi sinusoïdale entre un maximum +40 V et un minimum -40 V aura une valeur efficace de  $40 / \sqrt{2} = 28,28$  V.

Comme autre exemple, nous pouvons citer une source dont la tension varie suivant une loi sinusoïdale entre +311,13 et -311,13 V. Sa tension efficace sera :

$$311,13 / \sqrt{2} = 220 \text{ V.}$$

Ainsi, lorsque l'on applique le 220 V alternatif à une ampoule donnée, la température de son filament varie bien au cours du temps (assez peu, d'ailleurs, le filament ayant trop d'inertie thermique pour se refroidir notablement en un centième de seconde) puisque la tension appliquée peut descendre jusqu'à zéro et monter

jusqu'à 311,13 V, mais cette température est, en moyenne, la même que si l'on avait appliqué à cette même ampoule une tension continue de 220 V.

On désigne souvent cette tension efficace par les lettres « RMS », d'origine anglaise, qui signifiaient « Root Mean Square » (racine carrée de la valeur moyenne du carré).

Précisons bien que ce rapport  $\sqrt{2}$  (soit environ 1,41) entre la valeur maximale et la valeur efficace n'existe que dans le cas d'une tension à variation sinusoïdale. Si la tension alternative avait une loi de variation autre que sinusoïdale, le rapport entre la valeur efficace et la valeur de crête ne serait plus  $1 / \sqrt{2}$ .

### EST-CE TOUT ?

Bien sûr, il y aurait encore énormément de choses à dire à propos de l'induction, en particulier le fait que, dans la figure 10, si la variation de courant  $B_1$  induit une tension dans  $B_2$ , elle doit en induire aussi dans...  $B_1$  elle-même; après tout « charité bien ordonnée... » mais nous y reviendrons.



MARC FERRETTI

# LES ORDINATEURS

## CES MINIS QUI IMITENT LES GRANDS

### EN DIRECT DU JAPON

(Suite voir N° 1507)

**L**E premier ordinateur japonais a été réalisé en 1956 ; le premier ordinateur japonais commercialisé date de 1958 ; le premier ordinateur japonais exporté date de 1961. L'industrie informatique nipponne, depuis, ne cesse de croître, malgré la concurrence très vive des constructeurs américains (IBM, Univac, NCR) : la part du marché nippon des calculateurs tenue par les fabricants nippons est de 27,3 % en 1960 ; elle passe à 55,3 % en 1970. Parmi ceux-ci figurent Fujitsu, Hitachi, Nippon Electric Co, Toshiba, Mitsubishi, Oki Electric Industry.

Dans ce dernier domaine, la percée a été vraiment fulgurante : le premier modèle à moins de cent dollars a été présenté en 1972 ; en 1973, les prix sont descendus à 35 dollars (moins de 200 Francs) et les calculatrices sans mémoire, affichant six ou huit digits se sont répandues dans le grand public...

tant et si bien que les enseignants japonais ont été amenés à modifier leurs cours pour tenir compte de l'impact de ces machines parmi les lycéens et étudiants.

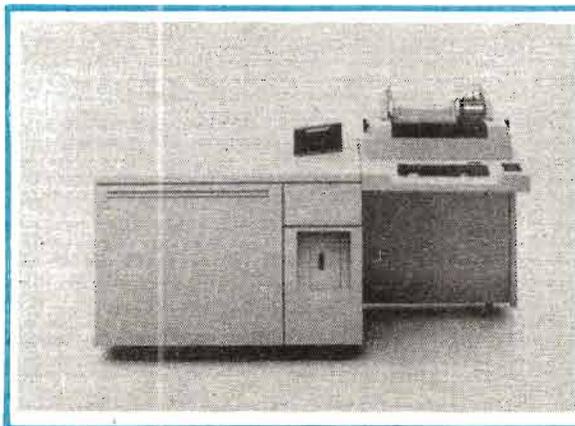
Les grands parmi les fabricants de calculateurs de poche sont : Sharp, Casio, Canon ; figurent aussi parmi les challengers : Tos-

hiba, Hitachi, Basicom, Citizen, Sanyo...

L'industrie japonaise domine le marché des petits calculateurs très bon marché, et se lance dans le calculateur programmable. Elle innove même en commercialisant, par exemple, des calculateurs de poche... à imprimante.

#### LE BOOM DES PETITS CALCULATEURS

La technologie japonaise débouche dans tous les secteurs de l'informatique, du gros ordinateur à la calculatrice de poche.



Photos 27 : Innovations... Informatique.

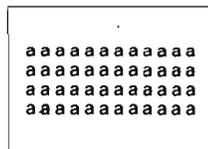
a) L'IBM 32 pour les PME : cet ordinateur de gestion est le plus petit, le plus facile à installer et à utiliser, et le moins cher qu'IBM ait jamais commercialisé. Il comprend une unité de traitement, une mémoire principale, une mémoire à disques, un dispositif de lecture/écriture sur mini-disques, une console opératrice, un clavier et un système d'impression. Plusieurs modèles sont disponibles avec un choix de différentes capacités de mémoires. L'IBM 32 est conçu pour être utilisé, après un minimum de formation, par un personnel sans expérience informatique : pour faciliter les communications avec l'opérateur, les messages de l'ordinateur sont affichés en français.

## Plusieurs familles de caractères

AaAaA



## Plusieurs types d'espacement



"Pas" de 10

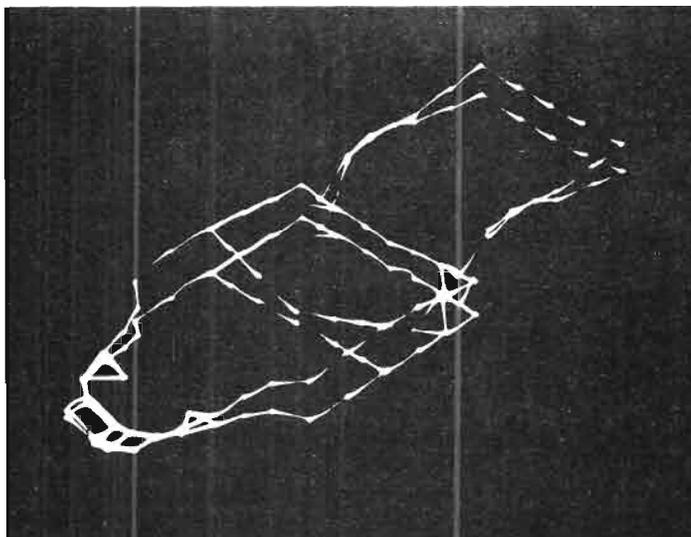


"Pas" de 12

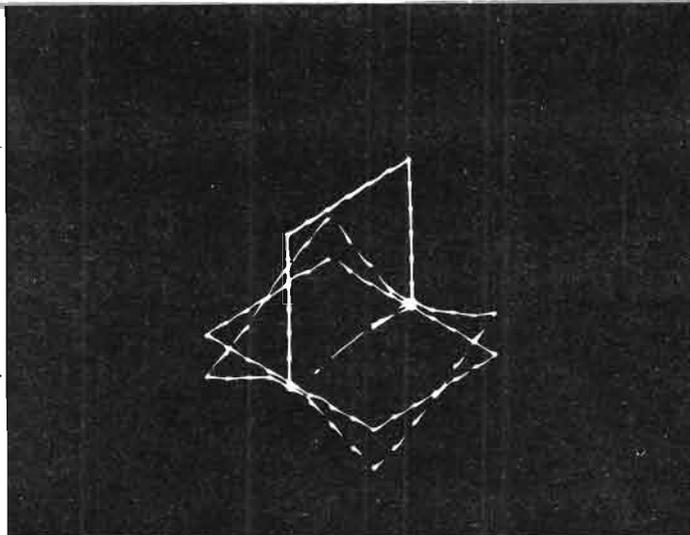


"Pas" de 15

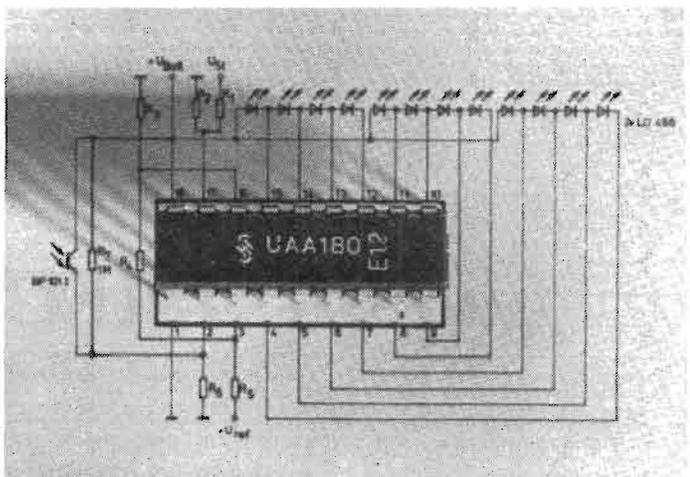
b) Impression par laser : l'IBM 3800 dispose d'un large choix de caractères, minuscules et majuscules. L'impression se fait au moyen d'un tambour revêtu d'un support photoconducteur qui est chargé électrostatiquement ; les caractères sont générés par un faisceau laser modulé : le photoconducteur est balayé par le faisceau laser comme l'est un écran de télévision par un faisceau électronique. Les zones ainsi exposées sont déchargées : on obtient ainsi une image latente qui est révélée au contact d'une encre en poudre adhérent aux zones exposées du photoconducteur. Cette image est transférée ensuite sur le papier qui se trouve ainsi imprimé.



c) L'analyseur de Fourier 5451 B de Hewlett-Packard analyse le comportement dynamique d'une structure : il détermine les fréquences naturelles de vibration, les déformations aux divers modes de vibration, et il montre en perspective, et en animation, les déformées de la structure textée. Ici, c'est le comportement dynamique du châssis d'une automobile qui est analysé à la fréquence de 24,96 Hz...



d)... voici le comportement dynamique d'une structure en aluminium, en forme de T vibrant à 1193 Hz.



c) Siemens vient de commercialiser le circuit UAA-180 qui peut commander simultanément jusqu'à 12 diodes électroluminescentes destinées à l'affichage d'informations alphanumériques.

### QUATRE OPÉRATIONS UNE MÉMOIRE AU PLUS

Pour la plupart, les produits commercialisés sont simples et bon marché : ce sont des calculateurs affichant six ou huit digits avec virgule flottante, effectuant les quatre opérations arithmétiques courantes, avec éventuellement des calculs de pourcentage, alimentés sur batteries et parfois

sur secteur, disposant pour certains d'entre eux, d'une mémoire.

Les calculateurs Sharp : EL-120, EL-122, EL-805, EL-814, EL-816, EL-805, EL-808..., appartiennent à cette classe de machine. Deux techniques caractérisent les produits Sharp : l'affichage à cristaux liquides, et le système « COS » (calculator-on-substrate) introduit en 1973 ; l'ensemble du calculateur se trouve sur une seule plaquette de

verre : tous les éléments du calculateur sont fabriqués directement sur ce substrat. La faible puissance requise par les cristaux liquides, ainsi que par les circuits intégrés de type MOS, permet d'utiliser, pour l'alimentation, une seule pile dont la durée de fonctionnement atteint 100 heures.

Logabax distribue les calculateurs Casio. Parmi les produits les plus simples figurent les modèles Mini-605, 8E et 8U.

Chez Citizen (distribué en France par BMB), on trouve deux modèles dans la famille des petits calculateurs : les 120 R et 800 D. BMB commercialise aussi d'autres calculateurs simples tels que l'Unisonic 890, l'Ibico 083 et 088. Ce dernier modèle coûte moins de 200 Francs et est pourvu de touches d'inverse, de carré et de racine carrée.

Voyez aussi chez Satek, les modèles Ci 800 IK, 801 MSQ ;

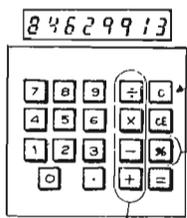


Fig. 32



Le clavier d'entrée a un double rôle. Il sert à l'entrée des données numériques, y compris la virgule et l'inversion de signe d'une part, et permet d'autre part à l'opérateur de demander la fonction mathématique désirée.

Fig. 33



La touche fonction sert à définir le rôle instantané du clavier double, chiffres ou fonctions.

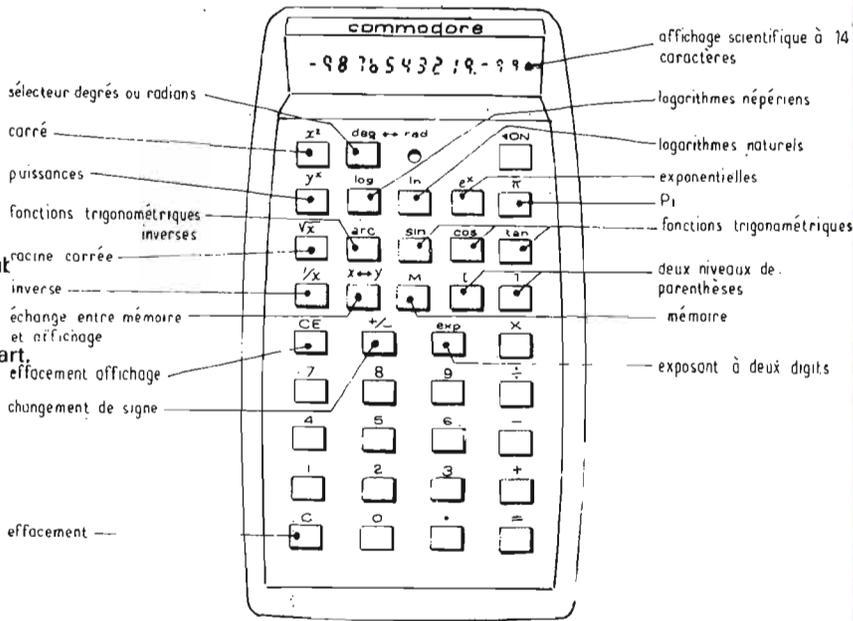
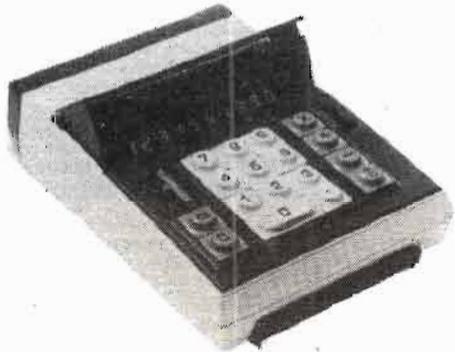


Fig. 34



a) l'Elsi 8M de Sharp, huit digits affichés et une mémoire...



b) le Busicom-120 DN présenté au Sicob 1971...



c) ... avec le Busicom « Handy », l'un des premiers modèles de poche...



d) ... ou le « Minolcom » de Minolta, introduit en France par 3M.

Photos 28 : Quelques « ancêtres » : les calculateurs, commercialisés voici deux ou trois années, sont considérés déjà comme démodés :

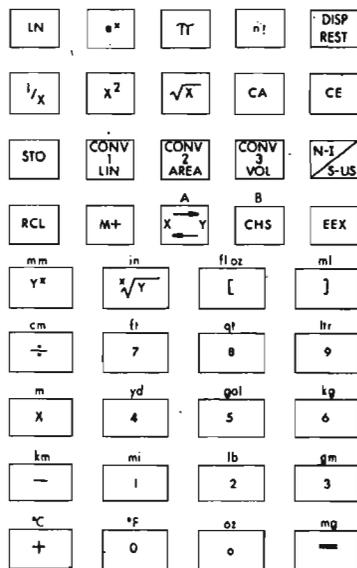


Fig. 35

suivant que l'on appuie d'abord sur FV ou PMT, calcule:

$$PV = \frac{FV}{(1+i)^n} \text{ ou } PMT = \frac{(1+i)^n - 1}{i(1+i)^n}$$

suivant que l'on appuie d'abord sur PV ou sur PMT calcule:  $FV = PV(1+i)^n$  ou  $PMT = \frac{(1+i)^n - 1}{i}$

calcul de période:

$$n = \frac{\log \frac{PMT}{PMT - PV \cdot i}}{\log(1+i)}$$

suivant que l'on appuie d'abord sur PV ou FV calcule:

$$PMT = \frac{PV \cdot i(1+i)^n}{(1+i)^n - 1}$$

ou

$$PMT = \frac{FV \cdot i}{(1+i)^n - 1}$$

calcul d'intérêt

Remise à zéro des mémoires

12 x 1

calcul de marges bénéficiaires

$$MARGIN = \frac{SELL - COST}{SELL} \times 100$$

ou de prix de vente ou d'achat lorsque les deux autres paramètres sont donnés.

Fig. 36: A photograph of a Citizen 830FR calculator with various parts labeled: CITIZEN 830FR, ALD BUS, 12 x 1, calcul d'intérêt, Remise à zéro des mémoires, moyenne, touches de fonction, sommation, touches de décimales, régression linéaire, changement de signe.

Fig. 36

chez Sanyo : l'ICC-807D, l'ICC-3101 ; chez Hitachi : le 181-B ; chez Toshiba : les BC-602L, BC 0808D, BC 0811B...

Dans cette famille de petits calculateurs, on doit aussi signaler les « Minuteman » de Commodore, société d'origine canadienne : MM6, 885D, MM3MTR, MM35R, MM2PMR, etc.

Une constatation s'impose : tous ces modèles se ressemblent, tant par les performances, relativement réduites, que par les prix situés entre 100 et 300 Francs pour la plupart. Le choix, entre ces machines, est difficile, et repose, dans de nombreux cas, sur des critères autres que techniques : l'esthétique joue certainement un rôle prépondérant.

La plus récente innovation, dans le domaine des petits calculateurs, est apportée par Casio : c'est le modèle « Mini-Printer », vendu à moins de 130 dollars aux Etats-Unis. Le calculateur est, en soi, classique : affichage électroluminescent à 8 digits, une mémoire et quatre opérations, plus la racine-carrée. L'innovation réside dans l'imprimante intégrée au cal-

culateur. L'imprimante est horizontale : un ruban de papier sort de la machine, latéralement, et s'y trouvent imprimées toutes les opérations effectuées, ainsi que les résultats des calculs. L'impression est réalisée au moyen d'un disque alimenté en encre à partir d'une cartouche : celle-ci permet d'obtenir 100 000 impressions et sa durée est d'environ une année ; le prix d'une nouvelle cartouche est très modeste (deux dollars).

**LES CONSTRUCTEURS JAPONAIS S'ATTAQUENT AU MARCHÉ DES CALCULATEURS SCIENTIFIQUES**

Les constructeurs nippons ne s'intéressent pas exclusivement au secteur des calculateurs à bas prix.

Ainsi Sharp propose deux modèles scientifiques dénommés PC-1801 et PC-1802 ; Sanyo dispose du CZ 8101 ; Satek commercialise le 801-ESR ; Citizen offre le 820-SR.

Tous ces modèles se ressemblent ; ils disposent d'une

mémoire, ils sont tous pourvus de touches de fonctions classiques pour ce type de machines : fonctions trigonométriques et inverses, logarithmes, exponentielles, carrés, puissances et racines carrées. Les touches du clavier servent à introduire les nombres à traiter, et aussi les fonctions, grâce à la touche spéciale de fonction. Leur prix se situe autour de mille francs.

Restons dans les modèles scientifiques pour annoncer deux nouveaux produits de micro-informatique.

Le premier est le calculateur SR-1400 de Commodore. C'est un calculateur très bon marché (annoncé à cent dollars aux Etats-Unis) qui, en plus des fonctions mathématiques classiques, permet d'introduire des parenthèses au cours des calculs.

Le second est le MPS 2529-104 qui réalise 360 conversions d'unités préprogrammées ou des conversions programmables par l'utilisateur-même. A ces conversions s'ajoutent des fonctions algébriques (puissances, racines carrées, logarithmes, exponentielles, inverses) et deux niveaux de

parenthèses... mais les fonctions trigonométriques ne sont pas disponibles. En fait, le MPS 2529-104 n'est pas un calculateur, mais un circuit intégré fabriqué par MOS Technology Inc., capable d'effectuer l'ensemble des opérations précédentes. Ce circuit est proposé aux constructeurs de calculateurs, pour être associé à un clavier à 40 touches et un affichage à 12 digits.

**VOICI LE PREMIER CALCULATEUR FINANCIER NIPPON**

MBM vient de commercialiser le premier modèle nippon de calculateur financier : le Citizen 830FR ; son prix, hors taxes, est inférieur à mille francs.

Ce calculateur est pourvu de quatre registres de mémoire, désignés par les lettres A, B, N et I. Ces mémoires sont utilisées pour les calculs statistiques ; leur contenu est modifié lorsque l'on utilise la touche de sommation. Quatre types d'opérations peuvent être effectuées sur le contenu des registres :



a) EI-804, quatre opérations et calculs en chaîne...



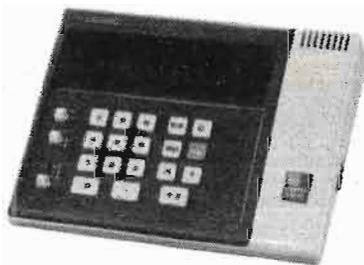
b)...EI-814, avec une mémoire...



c)... EI-816 : alimentation sur secteurs ou en courant continu.



d)... EI-815...



e)... CS-124...



f)... CS-225... des calculateurs à foison...

Photos 29 : Quelques petits calculateurs Sharp.

- mise en mémoire : remplacement du contenu des mémoires par un nombre affiché ;
- accumulation : addition du nombre affiché, ou d'une fonction de ce nombre au contenu des mémoires ;
- lecture : le contenu d'une mémoire est affiché ;
- effacement : mise à zéro du contenu d'une mémoire.

Deux touches spéciales permettent d'effectuer les fonctions spéciales disponibles sur le 830 FR : les touches « COMP » et « ENT » servent de préfixe et sont utilisées avant d'appuyer sur la touche de fonction.

Le nombre de décimales affichées sur l'écran est choisi par l'utilisateur au moyen de la touche « DS » suivie du nombre de décimales désiré, après avoir appuyé sur l'une des touches « COMP » ou « ENT ».

De même, pour changer le signe du nombre affiché, on doit d'abord appuyer sur l'une des touches servant de préfixe, avant d'utiliser la touche « +/- ».

Pour la remise à zéro des mémoires, on appuiera sur « COMP » avant d'enfoncer la touche « CA » (Clear all).

Le 830 FR permet d'effectuer de nombreux calculs financiers, intérêts composés, calculs d'annuités, d'amortissement, nombre de périodes nécessaires pour l'amortissement d'un prêt.

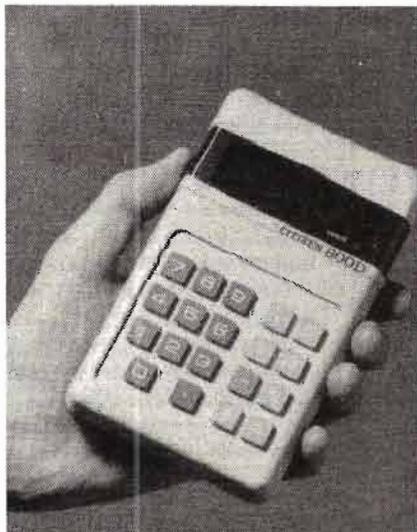
Ici se différencient les deux touches de préfixe : « ENT » (enter) servira à introduire une donnée dans une mémoire, et « COMP » (compute) servira à lancer un calcul.

Les mémoires ne sont pas spécialement conçues pour être directement accessibles par l'utilisateur ; elles servent en premier lieu à stocker les données (au

moyen de la touche « ENT ») destinées à un calcul lancé en appuyant sur « COMP » lorsque toutes les données sont en mémoire. Le contenu, d'une mémoire peut être lu grâce à la touche READ. Notez que si vous désirez entrer un nombre en mémoire, vous ne pouvez utiliser que la mémoire A ou B : il faut d'abord enfoncer la touche

« ENT » puis « TREND », « SELL » ou « PMT » pour la mémoire A, ou « TL », « PV », « FV » ou « COST » pour la mémoire B. La mémoire N est limitée aux nombres entiers de 4 chiffres ou moins, on y accède par « ENT »-« n ».

La touche de sommation permet d'ajouter au contenu du registre A le nombre affiché, au

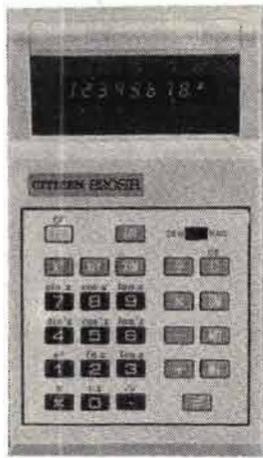


Photos 30 : des modèles Citizen.

a) 800 D : 4 opérations, carrés, puissances, inverses...



b)... 820 R : une mémoire en plus...



c)... 820 SR : le modèle scientifique avec de nombreuses fonctions mathématiques...



d)... enfin, le tout nouveau 830 FR, à vocation financière.

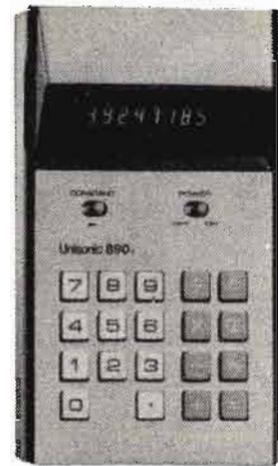


Photo 31 : L'Unisonic 890 est commercialisé par BMB.

contenu du registre B le carré du nombre affiché ; enfin le contenu du registre N se trouve augmenté d'une unité.

On peut ainsi aisément calculer une moyenne, un écart-type et une valeur d'erreur moyenne.

Marc FERRETTI

### PETIT DICTIONNAIRE D'INFORMATIQUE

#### N

**Name** : nom.  
**NAND** : élément logique NON-ET.  
**Negation** : négation, inversion.  
**Nesting** : emboîtement. -  
 « Nesting loops » : boucles emboîtées.

**Network** : réseau.  
**New** : « New file » : nouveau fichier.

**Noise** : bruit, parasite.

**Non** : « Non-destructive reading » ou « Non-destructive readout » : lecture non destructive.

« Non-impact printer » : imprimante sans percussion.

« Non-linear programming » : programmation non-linéaire.

« Non-operationnal instruction » : instruction non-opérationnelle.

« Non-operable » : en état de non-fonctionnement.

« Non-volatile storage » : mémoire rémanente.

**NOR** : élément logique NON-OU.

**Notation** : notation, numération.

**Number** : nombre.

« Number-base » : base de numération.

« Number-system » : système de numération.

**Numeral** : numéral.

**Numeric** : numérique.

« Numeric data » : données numériques.

**Numerically** : numériquement.

« Numerically controlled machine-tool » : machine-outil à commande numérique.

#### O

**Objet** : résultat d'une compilation. « Object language » : langage d'exécution. « Object program » : programme exécutable.

**OCR** : optical character recognition.

**Octal** : octal.

**Octet** : octet.

**OEM** : « Original Equipment Manufacturer ». « OEM equipment » : matériel vendu par un constructeur directement à un autre constructeur.

**Off** : « off-line » autonome, indépendant.

**On** : « on-line » en liaison directe avec l'ordinateur.

**Open** : ouvert (fichier, boucle...).

**Operable** : exploitable.

**To operate** : fonctionner, exploiter.

**Opération** : 1. Opération. 2. fonctionnement, exploitation.

**Optical** : « optical character reader » : lecteur optique de caractères. « optical mark reader » : lecteur optique de marques. « optical scanner » : lecteur optique.

**To optimize** : optimiser.

**OR** : circuit OU. « or element » : élément OU. « or else operation » : OU exclusif. « or operator » : OU inclusif.

**Order** : 1. commande, instruction. 2. rang, poids.

**Output** : 1. sortie. 2. résultats.

« output data » : résultats d'un traitement de données.

« output equipment » : matériel périphérique de sortie.

« output message » : message de sortie. « output printer » : imprimante servant de périphérique de sortie à un ordinateur.

**Overflow** : dépassement de capacité.

**Overlapping** : simultanéité d'exécution.

*Le spécialiste du...  
 TRANSFORMATEUR  
 ... sur mesure*

**CIRQUE-RADIO**

24, bd des Filles-du-Calvaire - 75011 PARIS  
 Tél. : 805.22.76. Sce expéditions même adresse

RADIO

**Robur** VOUS SOUHAITE DE  
**BONNES VACANCES**

Et vous  
 informe  
 qu'il sera  
 fermé

DU 4 AOUT  
 AU 2 SEPTEMBRE  
 R A D I O

**Robur**  
 HAUTE FIDELITE

102, bd Beaumarchais, PARIS (11<sup>e</sup>)

## TRANSFORMATIONS et PROGRES des CONDENSATEURS

**N**OUS avons déjà étudié précédemment certains progrès et perfectionnements des condensateurs électrochimiques : l'usager s'en aperçoit essentiellement par la diminution des pannes, c'est-à-dire par l'augmentation de la fiabilité.

Ces progrès sont dus, tout aussi bien à l'amélioration des techniques de fabrication, qu'aux perfectionnements des méthodes de contrôle des matériaux dans la fabrication, ce qui permet d'obtenir des matières premières de pureté de plus en plus poussée.

Rappelons d'abord, ainsi, quelques-uns des progrès obtenus dans ces différents domaines, et indiquons également comment se pose ce problème très important de la fiabilité des condensateurs électrochimiques, qui détermine évidemment la fiabilité même d'un grand nombre de montages électroniques, puisque ces condensateurs sont employés en nombre de plus en plus grand malgré les transformations des techniques.

### LES CONDENSATEURS À FEUILLES LISSES

La valeur élevée de la capacité de ces condensateurs est la conséquence de la très faible épaisseur du diélectrique utilisé : celle-ci est de l'ordre de  $10^{-5}$  cm, le film est préparé par un procédé d'oxydation anodique. Certains métaux comme l'aluminium, le tantale, le

vanadium, le magnésium, le bismuth, et l'antimoine, se recouvrent, on le sait, faiblement d'une couche mince d'oxyde par le procédé dit de « formation électrolytique ».

Si l'on place sous tension électrique constante une électrode d'aluminium dans une solution de borate d'ammonium, le courant initial est d'abord assez élevé puis s'abaisse graduellement, à mesure de la formation du film d'oxyde diélectrique, comme le montre la figure 1.

Le procédé de formation consiste donc à déposer un mince film d'oxyde d'aluminium sur la surface de la feuille. En pratique, la feuille d'anode défile sous tension constante dans une cuve d'électrolyte, jusqu'à ce que l'épaisseur de l'oxyde soit suffisante.

Le film est extrêmement résistant à la tension appliquée. Une différence de potentiel de 100 V au travers d'une couche de  $10^{-5}$  cm d'épaisseur représente, en fait, une résistance diélectrique de  $10 \times 10^6$  V par centimètre.

La capacité maximale que l'on peut obtenir pour une surface d'anode donnée est inversement proportionnelle à la tension appliquée lors du procédé de formation, c'est-à-dire que l'épaisseur du film dépend de la tension de formation. Les condensateurs pour basse tension sont à films minces, d'où un rapport capacité/volume supérieur à celui des condensateurs pour tensions élevées.

La tension de service est de 90 % de la tension de formation et les films les plus épais sont formés sous 600 V environ. Dans cette valeur de la tension, il y a

lieu d'inclure l'amplitude des ondulations que le condensateur doit supporter, quand il est utilisé comme filtre de redresseur.

Les survoltages doivent être

**tournez  
la page**

**infra  
vous  
informe**

The advertisement features a black and white photograph of a man in profile, wearing a suit and tie, talking on a vintage telephone. To his right, a camera is mounted on a tripod, with a large lens cap or filter in the foreground. The background is dark with several small 'infra' logos. The text 'tournez la page' is written in a stylized font above the camera, and 'infra vous informe' is written below it. The overall composition is framed by a large, dark, arrow-like shape pointing upwards.

bien limités. Si l'on dépasse en survoltage la valeur de service, il se produit une scintillation. Cette tension de scintillation est la tension de disruption caractérisant le condensateur et représente un claquage partiel du diélectrique, ce qui provoque la formation de produits gazeux, une élévation localisée de la température et peut-être même la carbonisation du matériau constituant les séparateurs.

Pour fabriquer un condensateur électrolytique « sec » à feuille métallique lisse classique, on commence par former une couche d'oxyde d'environ 0,05 mm d'épaisseur sur chaque face d'une feuille d'aluminium. On prend alors deux feuilles d'aluminium en bande ; une feuille formée comme précédemment pour l'anode et une feuille normale comme électrode de contact avec la cathode électrolytique. Ces feuilles sont séparées par deux épaisseurs de papier imbibé d'électrolyte, puis cet ensemble est enroulé.

Les effets corrosifs de la chaleur et la pénétration de l'humidité sont évités par la présence d'un joint étanche pour toutes les parties métalliques. Tant que l'on empêche l'électrolyte de suinter et de mouiller sur un autre métal, aucune corrosion ne peut se produire ; le joint étanche empêche également l'évaporation de l'électrolyte, ce qui réduit la durée de vie du condensateur.

Au cours des dernières années, d'importants travaux de recherches ont été entrepris dans le but d'obtenir une surface anodique plus grande, d'utiliser de nouveaux matériaux pour les anodes et de trouver de nouveaux électrolytes. En augmentant le degré de pureté de la feuille d'aluminium, on obtient une durée de vie du condensateur plus longue, mais on n'a pas encore complètement étudié l'effet propre des différentes impuretés du métal.

## LES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Les principales caractéristiques sont, rappelons-le, la capacité et ses variations sous l'action de la température et de la fréquence, le facteur de puissance et ses variations sous l'action de la température et de la fréquence, le courant de fuite et ses variations en fonction du temps, de la température et de la tension.

Le **figure 2** indique à nouveau pour un condensateur donné les variations de la capacité en fonction de la température et de la fréquence. La couche supérieure montre que les condensateurs électrolytiques ont des performances plus faibles aux basses températures.

Ceci est dû au fait que l'électrolyte se congèle, et que la résistance-série augmente. La courbe inférieure montre la variation de la capacité en fonction de la fréquence.

Entre 0 et 10 kHz, la capacité diminue légèrement, la résistance-série équivalente, après avoir baissé rapidement à mesure que la fréquence augmente jusqu'à 500 Hz, décroît progressivement jusqu'à la fréquence de 10 kHz.

Le facteur de puissance, à partir d'une valeur faible, augmente jusqu'à atteindre 90 % dans la même gamme de fréquences. Au-dessus de 10 kHz, la capacité augmente légèrement, mais cette augmentation ne dépasse guère 10 % à 50 Hz.

Les condensateurs électrolytiques peuvent être utilisés à ces basses fréquences, comme condensateurs de filtrage. Pour des fréquences élevées, ils présentent une résistance-série de l'ordre de 1  $\Omega$  à la température ambiante. Ils peuvent donc être utilisés dans les circuits accordés,

à condition que des pertes de cet ordre soient acceptables.

Les variations de la température et de la fréquence ont une influence sur le facteur de puissance. Le facteur de puissance élevé des condensateurs électrolytiques est dû à la résistance de l'électrolyte, la résistance-série équivalente étant très peu supérieure à la résistance propre de l'électrolyte.

On ne peut guère y remédier car, si l'on cherchait à réduire la résistance de l'électrolyte en employant des séparateurs plus minces, le courant de fuite se trouverait augmenté, la tension disruptive diminuée et la durée de vie raccourcie.

D'autre part, même si on pouvait tolérer un facteur plus élevé à la température ambiante, il ne faudrait pas en augmenter la valeur, car la valeur correspondante aux basses températures deviendrait excessive.

À la température de  $-30^{\circ}\text{C}$ , il est normal d'observer une augmentation du facteur de puissance de 10 par rapport à l'ambiance.

La diminution constante du facteur de puissance à mesure que la température s'élève assure la sécurité de fonctionnement. Si le facteur de puissance augmentait à mesure que la température s'élève, plus vite que n'augmente le refroidissement, on atteindrait à un certain moment un état d'instabilité et le condensateur éclaterait.

Le facteur de puissance étant de

$$\frac{R}{Z} = R \omega C$$

la réduction de capacité aux basses températures tend à maintenir basse la valeur de tgV. Comme tgV croît, c'est que la résistance-série, aux basses températures, doit croître plus rapidement que le facteur de puissance.

Si la capacité se trouve diminuée de moitié, et si le facteur de puissance augmente de dix fois, la résistance-série équivalente est augmentée de vingt fois soit environ 100  $\Omega$  dans le cas d'un condensateur classique, qui aurait une capacité de 20  $\mu\text{C}$ .

La tension de service du condensateur est déterminée par la caractéristique courant de fuite/tension. La limite de tension utilisable sans danger est de l'ordre de 400 à 450 V par exemple. Au-dessus de cette région, le courant de fuite augmente rapidement, et entraîne la destruction immédiate du condensateur. Le courant de fuite augmente aussi avec la température, et devient très important à mesure qu'on se rapproche du point de claquage.

La courbe du courant de fuite en fonction de la température a la même allure que celle du courant de fuite en fonction de la tension.

C'est principalement le déplacement de la courbe courant de fuite/temps associé simultanément à son effet sur la courbe courant de fuite/tension qui est responsable des claquages, après une longue période de stockage, des anciens types de condensateurs électrolytiques.

En général, les inconvénients du condensateur électrolytique ont déjà été signalés : facteur de puissance élevé de l'ordre de dix fois celui d'un condensateur au papier, variation importante de la capacité, faible facteur de sécurité, et courant de fuite élevé, mais nous avons également signalé les progrès obtenus et nous y reviendrons plus loin.

Les avantages essentiels consistent, rappelons-le encore, dans le rapport capacité/volume très élevé, et le prix réduit ; pour le filtrage et le découplage en particulier, ces avantages compensent au-delà les inconvénients.

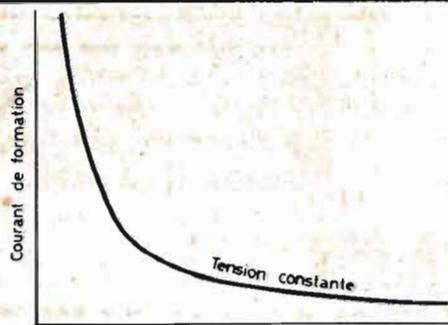


Fig. 1

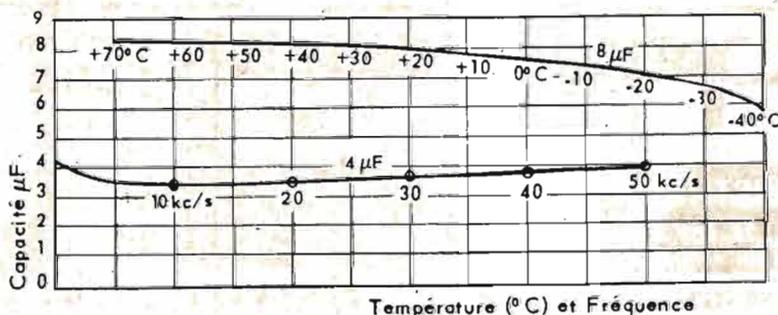


Fig. 2

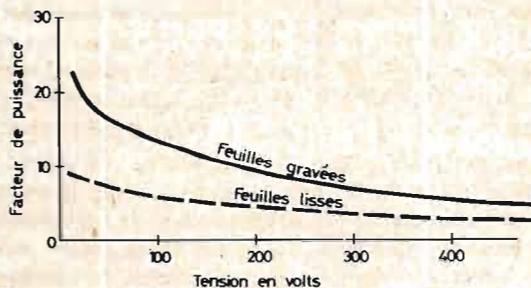


Fig. 3

### LES MODÈLES À FEUILLES GRAVÉES ET MORDANCÉES

L'emploi des modèles à feuilles gravées mordancées et empilées offre évidemment un grand intérêt. Dans le premier cas, le modèle est de construction semblable au précédent sauf que l'anode est légèrement attaquée à l'acide avant sa formation, ce qui augmente la surface active.

Comme l'électrolyte est une pâte relativement fluide, on peut établir un contact convenable avec la totalité du mince film d'oxyde développé sur la surface ondulée du métal. Il est nécessaire de contrôler soigneusement le procédé d'attaque de l'acide, de façon à ne pas laisser d'épaisseur trop mince par endroits ; il faut en outre s'assurer qu'il ne reste aucune trace d'acide susceptible de contaminer le métal.

L'augmentation de la surface active se traduit par une importante augmentation de la capacité. La capacité de polarisation d'une feuille d'aluminium simple est d'environ  $2,5 \mu\text{F}/\text{cm}^2$ , alors que pour une feuille mordancée au maximum, et baignant dans un électrolyte de glycol/acide borique, la capacité est de  $20 \mu\text{F}/\text{cm}^2$ . Le gain est donc de 7 ou 8.

Le facteur de puissance se trouve augmenté dans une proportion de l'ordre de 2 à 4 fois. Le **figure 3** représente comparativement, dans le cas des condensateurs à feuilles simples et à feuilles mordancées, la variation du facteur de puissance, fonction de la tension à la température de  $25^\circ\text{C}$  et pour une fréquence de 120 Hz.

On a également réalisé des modèles à anode formés d'une

fine gaze d'aluminium, sur laquelle de l'aluminium pur a été déposé au pistolet. La surface efficace est encore augmentée par ce procédé, et la capacité au  $\text{cm}^2$  est d'environ douze fois la valeur de la capacité d'une électrode équivalente à feuille lisse.

### LES VOIES POSSIBLES D'AMÉLIORATION

Nous avons déjà noté les voies possibles d'amélioration, les perfectionnements des modèles actuels à feuilles d'aluminium, et l'utilisation d'autres matériaux.

Les performances et la sécurité d'emploi des modèles à feuilles d'aluminium sont déterminées essentiellement par le degré de pureté des divers matériaux composants ; le problème d'avenir est surtout une question de rentabilité, car la fabrication de condensateurs à haute sécurité exige des contrôles précis, beaucoup de soins, une attention particulière de fabrication.

L'étude de matériaux de substitution a amené l'apparition de condensateurs au tantale, que nous étudierons spécialement, et dont la gamme de températures de service est beaucoup plus grande que celle des condensateurs à feuilles d'aluminium ; mais, l'événement important dans le domaine des condensateurs électrolytiques en aluminium a consisté, rappelons-le, dans l'apparition des modes de construction à feuilles empilées, et non plus enroulées, qui permet de réduire la résistance-série et l'impédance-série dans une proportion très appréciable, et d'augmenter la gamme de fréquences

de fonctionnement de 5 à 50 kHz.

Cependant, bien que le prix soit plus élevé, le rendement volumétrique est de 50 % plus faible, en raison de l'emploi des feuilles empilées, qui, lorsqu'elles sont placées dans des boîtiers cylindriques, permettent d'obtenir environ la moitié de la capacité dans l'unité de volume des anciens éléments.

En outre, pour les éléments avec une tension supérieure à 50 V, les résistances-série des modèles habituels ou à feuilles empilées sont analogues ; les avantages des modèles à feuilles empilées sont ainsi surtout remarquables pour les basses tensions continues employées dans les circuits intégrés.

N'oublions pas, par ailleurs, les progrès de la gravure des feuilles d'aluminium, de l'amélioration de la pureté des bases métalliques, la réalisation d'oxydes d'aluminium qui résistent à la fois au courant alternatif et continu. Nous pouvons maintenant obtenir des éléments qui peuvent être employés avec les deux genres de courants.

Les condensateurs électrolytiques ont désormais une gamme d'utilisations en fréquence beaucoup plus étendue, depuis quelques dizaines de kHz jusqu'à la région des MHz, et des efforts sont entrepris pour réaliser des condensateurs plus réduits pour des applications particulières, tels que les appareils d'alimentation. Ces régulateurs. Ces appareils d'alimentation permettent d'éviter l'emploi des transformateurs de grandes puissances, et des condensateurs de grand encombrement nécessités par l'emploi forcé également d'éléments à résistance-série très faible.

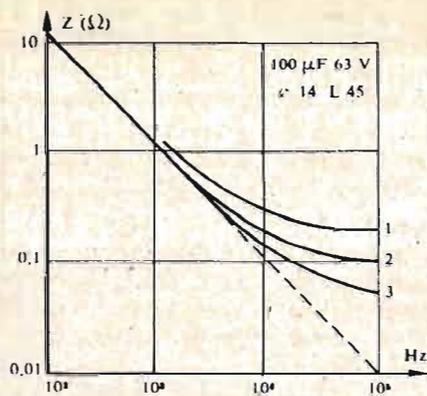


Fig. 4

1. Pap. B - Elect. A
2. Pap. C - Elect. A
3. Pap. C - Elect. FRs

### LES CONDENSATEURS À FAIBLE RÉSISTANCE-SÉRIE

Dans ce domaine, les constructeurs ont réussi, comme nous l'avons expliqué, à réaliser des condensateurs électro-chimiques à faible résistance série ou FRS, pouvant fonctionner sous des températures comprises entre  $-55^\circ\text{C}$  et  $+85^\circ\text{C}$ . Ces modèles utilisent une technologie classique pour la feuille anodique. Par contre, le système cathodique est élaboré spécialement pour obtenir la résistance série, et, par suite, l'impédance la plus faible possible.

Le condensateur électrochimique fonctionnant en courant alternatif peut être assimilé à une impédance. Sur un graphique indiquant la variation de  $Z$  en fonction de la fréquence  $F$ , on distingue trois parties principales : dans une partie AB,  $Z$  décroît avec la fréquence, et suit la variation du

$$\frac{1}{C\omega}$$

$R_s$  et  $L\omega$  sont négligeables ; dans une partie BC,  $Z$  décroît moins vite et passe par un minimum au point C pour la fréquence de résonance, où on mesure, en fait, la résistance-série

$$\frac{1}{C\omega}$$

et  $L\omega$  sont négligeables ; dans une partie CD,  $Z$  croît avec la fréquence, comme  $L\omega$ ,

$$\frac{1}{C\omega}$$

est négligeable. A un point D, l'inductance est prépondérante.

Dans le condensateur électrochimique, la résistance-série

dépend du papier utilisé, de l'électrolyte, et de la surface de bande ; on voit ainsi encore sur la **figure 4**, et pour un modèle de  $100 \mu\text{F}$ , les différents niveaux de résistance-série obtenus en modifiant l'électrolyte et le papier (**Document Sic-Safco**) (**Figure 5**).

Les caractéristiques de construction, le choix du papier et de l'électrolyte permettent d'obtenir de faibles résistances-série, ce qui permet à l'utilisateur de choisir suivant le domaine des fréquences de fonctionnement le type de condensateur convenable.

Cependant, l'électrolyte à faible résistance contient des constituants de faible viscosité, dont la résistivité varie peu avec la température. Les condensateurs correspondants présentent ainsi, jusqu'à  $-55^\circ\text{C}$ , une très faible dérive de capacité, et assurent la fidélité des signaux, malgré les variations de température.

**LES PROBLÈMES DE LA FIABILITÉ ET LES PANNES DES CONDENSATEURS ÉLECTROCHIMIQUES**

Deux problèmes très importants sont liés tous deux à la fiabilité des condensateurs : le premier est celui des contacts entre les armatures et leurs connexions, d'une part, entre ces connexions et leurs sorties, d'autre part ; le second est celui

de l'étanchéité : en effet, celle-ci doit être telle que, dans les conditions de service les plus dures, la vitesse de diffusion des gaz soit au moins égale à leur vitesse de production, afin d'éviter l'augmentation de la pression interne.

L'augmentation du niveau de l'étanchéité est donc liée, soit à l'établissement du courant de fuite, soit à la suppression du dégagement des gaz, de l'hydrogène cathodique, en particulier.

Le condensateur électrochimique, en tant que cellule électrolytique polarisée, se compose en réalité de deux condensateurs en série, dont les diélectriques sont : l'alumine formée sur l'anode, l'alumine naturelle sur la cathode. Le courant le traversant peut être partagé en : courant non faradique, déplacement de charges sous champ variable, et courant faradique, produisant une électrolyse avec dégagement de gaz hydrogène cathodique, en particulier.

En dehors de l'accroissement indésirable de pression interne qui en résulte, ce courant de fuite entraîne des changements dans la composition de l'électrolyte, avec disparition progressive de l'eau disponible.

On peut pallier le premier inconvénient à l'aide de matériaux organiques réductibles, mais l'on ne peut absolument pas empêcher le second.

Le condensateur, en tant que cellule électrolytique en circuit

ouvert, par sa nature même, possède une f.e.m. différente de zéro. Mais, par construction, les deux condensateurs en série opposent leurs f.e.m., qui sont pratiquement identiques, si bien que la f.e.m. résultante est quasi nulle en dehors de tout phénomène d'absorption diélectrique.

D'une façon générale, le condensateur électrochimique, composant dit « passif », est soumis à une usure en service, et peut être le siège de réactions entraînant, soit des défauts catalectiques, soit des défauts par variation excessive de ses caractéristiques électriques.

En circuit fermé, le court-circuit, en dehors de tout défaut mécanique de construction, n'apparaît pratiquement plus dans les conditions normales d'emploi ; il pourrait cependant se produire par claquage aux tensions de service élevées dans les deux cas suivants : surtension aux bornes de la pièce ou bien surintensité en décharge, électrolyte défectueuse dans des conditions de température trop élevée, c'est-à-dire dans des conditions d'emploi anormales.

En circuit ouvert, la coupure peut se produire même aux faibles tensions de service ; elle peut résulter du développement d'une corrosion ou de l'oxydation d'un contact anodique, c'est-à-dire de la formation d'une couche d'oxyde entre la connexion ano-

dique et la feuille ou la sortie anodique : dans ce dernier cas, le risque augmente avec la fluidité de l'électrolyte employé.

L'expérience montre que des variations successives des caractéristiques sont toujours imputables à des réactions lentes entre les électrodes et l'électrolyte.

Dans le cas des électrolytes classiques du type glycolborate d'ammonium, il y a dissolution de l'alumine diélectrique, attaque avec dissolution de l'aluminium cathodique et production d'hydrogène, même hors tension.

Pour éviter de type d'évolution, il est nécessaire de modifier l'électrolyte ou l'alumine diélectrique.

Les défauts de rupture de soupape, bien que non liés, en général, aux défauts précédents et leur apparition peuvent être considérés comme le début de la période d'usure, marquée par une évolution de l'électrolyte.

**LES RÉSULTATS DES RECHERCHES**

Les recherches entreprises depuis une dizaine d'années se sont traduites dans le domaine des électrolytes, par le dépôt de nombreux brevets, dont la nouveauté a été reconnue dans des pays à examen préalable, et effectivement utilisés à l'heure actuelle.

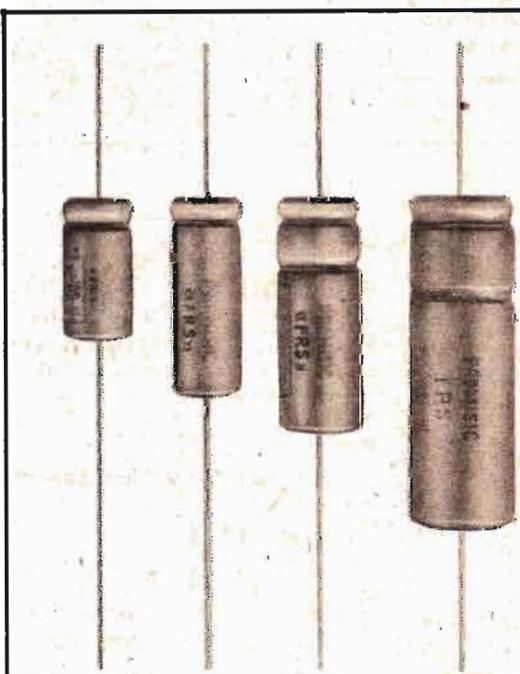


Fig. 5

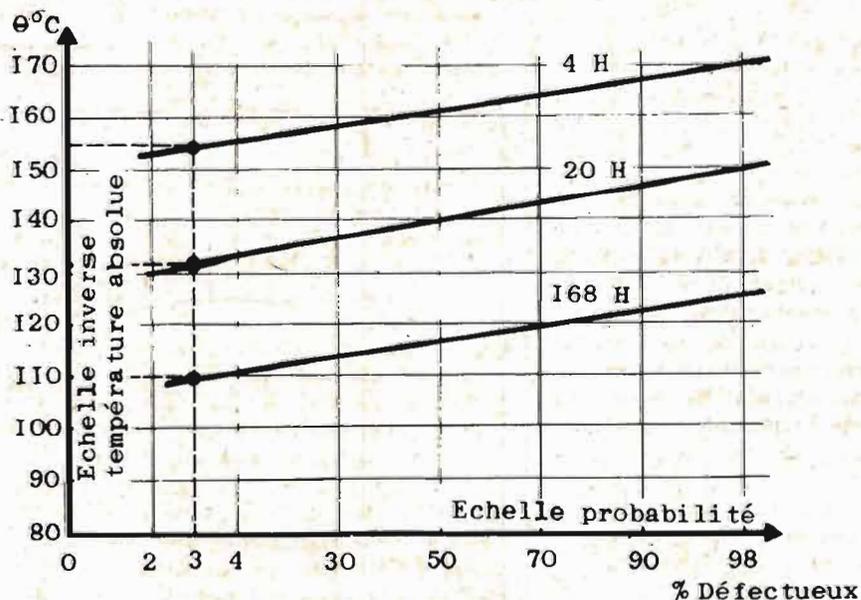


Fig. 6

Incités par les spécifications françaises à fabriquer des condensateurs dont les impédances à basse température devraient être notablement plus basses que celles demandées par d'autres normes, les fabricants spécialisés tels que Sic-Safco ont d'abord employé des électrolytes boriques assez fluides qui présentaient un risque, par suite de leur sensibilité aux impuretés ; certains rares incidents de corrosion peuvent s'être produits, on en connaît maintenant la cause.

Pourtant, dès 1959, ces techniciens ont reconnu la qualité d'anticorrosion d'un corps particulier, l'acide picrique, et déposé un brevet en France sous le N° 1 226 589 ; ce brevet a été analysé en détail aux USA et a probablement servi de base à certaines réalisations, mais en France on n'a pas appliqué ce brevet, compte tenu d'une part d'une certaine inflammabilité du produit, lorsqu'il est employé à des teneurs élevées dans des électrolytes peu aqueux et, d'autre part, de sa thermolabilité liée à son grand pouvoir oxydant. Les réalisations pratiques connues montrent que cet acide n'est employé à l'état concentré que dans des condensateurs de faible volume.

Les brevets actuels reprennent l'emploi de l'acide picrique en faible quantité, associé à d'autres acides ne présentant pas de risque d'inflammabilité. Ils concernent un électrolyte anticorrosion pouvant éliminer des traces d'impuretés, chlorures, en particulier, fixer tout ou partie de l'hydrogène cathodique et présenter une stabilité remarquable vis-à-vis de l'alumine diélectrique, tout en ayant une teneur en eau de quelques %.

L'introduction de ces électrolytes dans la fabrication s'est accompagnée d'une réduction du taux de défaillance, et d'un accroissement des performances en durée de vie. Les condensateurs ainsi réalisés présentent le faible rapport d'impédance prescrit par la norme CCTU 02-10.

Tout récemment, on a développé une gamme de condensateurs de catégorie - 55 °C + 125 °C, basée sur un type de formation insensible à l'eau et des électrolytes ne renfermant que quelques % d'eau.

50 pièces ont été essayées pen-

dant 5 000 h sans défaut ; les essais ont pu être menés sous des tensions de 250 à 350 V au-delà de 2 000 h avec succès ; les premiers signes d'usure n'apparaissent qu'après 3 000 h de service.

Dans la mesure où l'on ne peut remplacer l'électrolyte liquide par un corps solide, il est évident qu'on est limité en température par la nature même de cet électrolyte, et d'une façon plus générale par la thermolabilité des constituants organiques du condensateur, ou par leur agressivité vis-à-vis de l'aluminium.

Même si des progrès sont accomplis dans le sens d'une extension des températures de service, et au prix d'une complication certaine, la majorité des problèmes pratiques continuera cependant à être résolue par l'emploi de condensateurs classiques fiables dans cet intervalle de - 55 °C + 125 °C.

### L'EFFET DES TEMPÉRATURES

Les phénomènes d'usure et de dégradation des condensateurs électrochimiques sont ainsi, dans les conditions normales d'emploi, surtout liés aux durées de service et à la température et l'on peut se demander quelles sont les limites supérieures de températures admissibles, sans apparition de phénomènes de natures différentes du vieillissement, et quelle est la répartition de la durée de vie des pièces en fonction du temps et de la température.

On a ainsi soumis un lot de pièces de même valeur nominale pendant une durée déterminée et

brève à des contraintes de températures progressivement croissantes, jusqu'à la destruction de 50 %.

Il est ainsi possible d'établir pour chaque durée choisie le pourcentage des défaillances en fonction de la température.

On obtient le tracé des droites de répartition des défauts en fonction de la température. Les défauts rencontrés sont principalement du type à circuit ouvert. On peut en déduire la variation de la durée de vie d'un lot en fonction de la température pour un pourcentage de défauts déterminé.

Ce phénomène est représenté sur la figure 6, pour un pourcentage de défaut de 3 %, en portant comme variables la durée et l'inverse de la température absolue. Cette variation a la forme d'une droite.

De ces essais, on a pu déduire un taux de fiabilité calculé à la température de 85 °C, pour une durée de vie limitée à un temps donné.

Les essais ont montré que les plus petits boîtiers ont des durées de vie les plus faibles, et qu'avec les plus basses tensions les variations sont les plus importantes.

Avec des éléments récents, on a pu obtenir une durée de vie de 100 000 heures pour une température voisine de 50 °C, avec un taux de défauts inférieur à 1 %.

### LA FIABILITÉ PRATIQUE DES CONDENSATEURS À L'ALUMINIUM

Les facteurs pratiques influen-

çant la fiabilité, sont pour une catégorie climatique définie : la technologie de construction, la nature et les possibilités de l'électrolyte, la température d'utilisation, le domaine d'utilisation en tension.

On a essayé de définir pour chacun des types de matériels le taux de défaillance à la température maximale de la catégorie correspondante.

Tous les essais effectués ont permis d'établir des normes de fabrication et de contrôle assurant de l'inexistence des défauts de jeunesse ; de même, la relation existant entre la température d'utilisation et la durée de la pièce, à taux de défaut constant, peut être précisée.

Le début de la période d'usure est évalué par des essais destinés à préciser l'évolution du comportement du condensateur dans des conditions normales d'exploitation.

Des essais nombreux ont été effectués au-delà de la température maximale de catégorie. Au dessous, d'après des essais réalisés à 70 °C, on a extrapolé les résultats à des températures comprises entre 40 °C et 60 °C.

Grâce à des procédés de stabilisation des couches anodiques, la fiabilité d'un condensateur fonctionnant sous sa tension nominale est du même ordre de grandeur que celle obtenue sous une fraction de cette tension nominale.

Le tableau N° 1 résume les résultats obtenus et donne la valeur maximale que peut prendre le taux de défaillances pour un degré de confiance de 60 %.

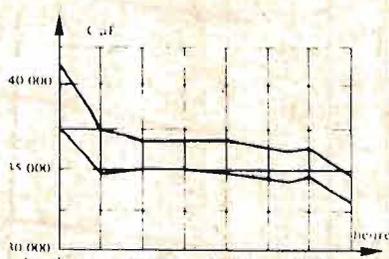


Fig. 7

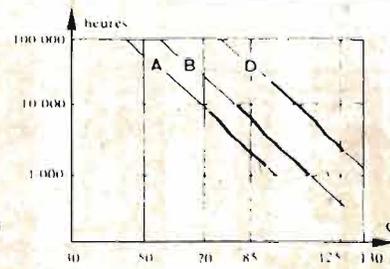


Fig. 8

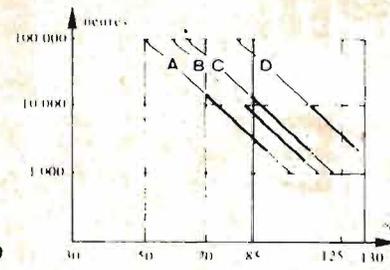


Fig. 9

**TABLEAU 1**

température de catégorie	durée des essais		$\lambda \cdot 10^{-6}$	période d'usure
	normalisés	effectues		
70 °C	1 000 h	1 000 h	20	5 000 h
85 °C	1 000 h	1 000 h	20	3 000 h
85 °C	1 000 h	1 000 h	10	3 000 h
85 °C	1 000 h	1 000 h	5	5 000 h
85 °C	1 000 h	2 000 h	20	3 000 h
85 °C	2 000 h	5 000 h	5	5 000 h
85 °C	2 000 h	5 000 h	1	10 000 h
125 °C	2 000 h	2 000 h	10	2 500 h
85 °C	2 000 h	5 000 h	1	10 000 h
85 °C	2 000 h	5 000 h	1	15 000 h

Dans ce tableau, on considère comme défaillances les défauts indiqués dans les normes CEI et NFC 93 110.

Au-delà de la durée de l'essai normalisé, seule la tolérance de variation de capacité a été modifiée; elle a été élargie à 25 %. En fait, des dérivés de cet ordre ne se rencontrent que pour des condensateurs de tension  $\leq 10$  V.

La figure 8 indique la relation température/durée pour un taux de défauts égal à 1 %.

La figure 9 permet, à partir de

la relation existant entre la température et la durée, d'obtenir une évaluation du début de la période d'usure.

Pour certains modèles, le début de la période d'usure est situé vers 15 000 h, comme le montre la statistique d'essai à 85 °C (tableau 3).

Parmi la masse des résultats accumulés nous pouvons citer un essai portant sur dix pièces de condensateurs récents Sic - Safco.

La figure 7 représente les variations principales des caractéristiques au cours d'un essai de 35 000 heures à 85 °C sous la tension nominale. Les pièces ont été mesurées 18 fois après un retour à l'ambiance de 24 heures; ces pièces sont rigoureusement de série. Après 35 000 heures d'essai, deux pièces présentent une variation située entre 15 % et 25 %.

Sur le tableau 2 on peut compa-

**TABLEAU 3**

durée	% de défauts	nbre de pièces
5 000 h	0,5	503
10 000 h	0,5	136
15 000 h	3	103
20 000 h	5	83

rer les variations de caractéristiques d'une série 100  $\mu$ F. Ces essais ont porté sur 20 pièces pendant 5 000 h à 85 °C et à 95 °C; aucun défaut n'a été observé et, après ce laps de temps, toutes les pièces ont une valeur de TgV inférieure à 6 % soit largement au dessous des valeurs initialement tolérées. On voit ainsi la fiabilité que l'on peut actuellement obtenir. R.S.

**TABLEAU 2**

durée essai	essai sous 85 °C UN			essai sous 95 °C UN		
	capacité	Tg $\delta^{\circ}$	Z 10 kHz ( $\Omega$ )	capacité	Tg $\delta^{\circ}$	Z 10 kHz ( $\Omega$ )
0 h	123	3,1	0,16	123	3,1	0,16
1 000 h	120	3,5	0,19	120	3,5	0,20
2 000 h	121	4,3	0,21	120	4,5	0,24
3 000 h	120	4,1	0,23	119	4,3	0,26
5 100 h	120	4,1	0,25	—	—	—
5 700 h	—	—	—	120	4,3	0,26

## SEMI-CONDUCTEURS

stock : 10 000 000

choix : 3 000 types.

RADIO-PRIM 6, allée Verte - PARIS II<sup>e</sup>  
(Métro Richard-Lenoir) - 355.61.42

PARKING INCORPORÉ (30 voitures)

118, rue de Paris - 93100 MONTREUIL

Comptoir  
Electro  
Montreuil

**FERMÉ**

**EN AOÛT**



**PRIX QUANTITATIFS**  
Expédition Paris-Provence  
CATALOGUE SUR DEMANDE

**CONTROLEC**  
7 bis, rue Robert-Schuman  
94-ABLON (près Orly) 922.20.78

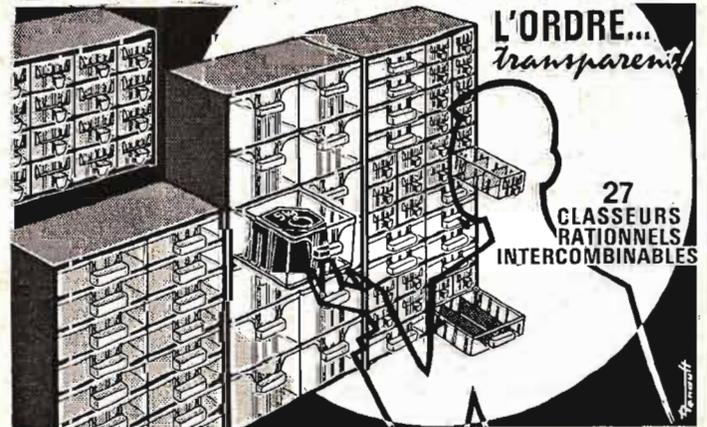
- RAYONNAGES
- MEUBLES METALLIQUES POUR OUTILLAGE
- ETABLIS

2 à 24 BACS "TYPE 4" 154 x 139 x 84 mm (Utiles)  
4 à 60 TIROIRS "TYPE 2" 156 x 139 x 38 mm (Utiles)  
8 à 120 TIROIRS "TYPE 1" 157 x 69 x 38 mm (Utiles)

pour vos objets et petites pièces



**CONTROLEC**



L'ORDRE...  
*transparent!*

27 CLASSEURS RATIONNELS INTERCOMBINABLES

# mise au point sur les — TRANSISTORS

## PARAMÈTRES ET CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES DES T.E.C. ET DES M.O.S.

(Suite voir N° 1507)

### 3.5 EXAMEN DES CAPACITÉS

**3.5-1 Cas des transistors à effet de champ (T.E.C., ou F(ield) E(ffect) T(ransistor) de la terminologie anglaise).**

#### 3.5-1-1 Définitions.

Les manuels d'utilisation définissent trois capacités, mesurées dans le montage source commune (qui correspond aux cathode et émetteur communs des tubes et des transistors). Nous appellerons de manière classique :

- $C_{11ss}$ , la capacité d'entrée du T.E.C., dont la sortie est court-circuitée ;
- $C_{12ss}$ , la capacité de transfert inverse, le court-circuit étant,

cette fois-ci, établi sur l'entrée (source-grille) ;

—  $C_{22ss}$ , la capacité de sortie, l'entrée étant encore court-circuitée.

Le double indice ss signifie « short-circuit » et a été conservé à cause de l'universalité de son emploi.

Les mesures de ces trois grandeurs découlent de celles relevant des admittances correspondantes que nous étudierons au paragraphe 3.6. Toutefois, nous pouvons les distinguer dès à présent de manière à établir leurs courbes respectives de variations. La fréquence est introduite ici sous la forme de la pulsation  $\omega = 2\pi f$  [radians/s].

#### 3.5-1-2 $C_{11ss}$ .

$C_{11ss}$  est la capacité d'entrée, en source commune, avec sortie en court-circuit pour petits signaux.

Elle découle de :

$$y_{11s} = \frac{i_g}{v_{gs}} \quad \text{avec } v_{ds} = 0$$

avec :

$$y_{11s} = \sqrt{g_{11s}^2 + C_{11s}^2 \cdot \omega^2} = \sqrt{g^2 + b^2}$$

sous la condition :  $C_{11s} = C_{11ss}$ .

Donc :

$$C_{11ss} = \frac{b}{\omega}$$

#### 3.5-1-3 $C_{12ss}$ .

$C_{12ss}$  est la capacité de transfert inverse, en source commune avec l'entrée en court-circuit pour petits signaux.

Elle dépend de :

$$y_{12s} = \frac{i_g}{v_{ds}} \quad \text{avec } v_{gs} = 0$$

avec :

$$y_{12s} = \sqrt{g_{12s}^2 + C_{12s}^2 \omega^2} = \sqrt{g^2 + b^2}$$

étant entendu, là encore, que  $C_{12s} = C_{12ss}$ .

$$C_{12ss} = \frac{b'}{\omega}$$

#### 3.5-1-4 $C_{22ss}$ .

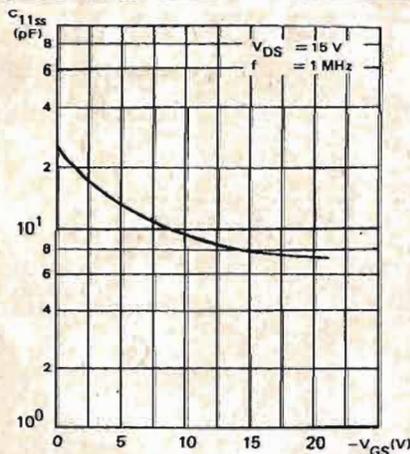
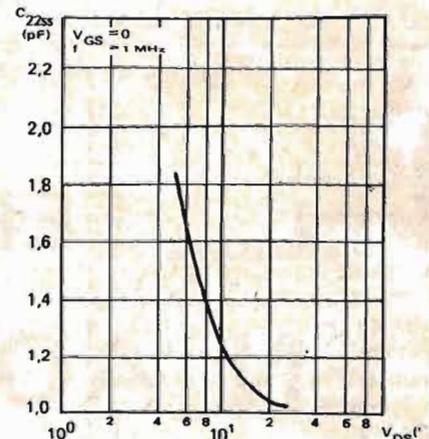
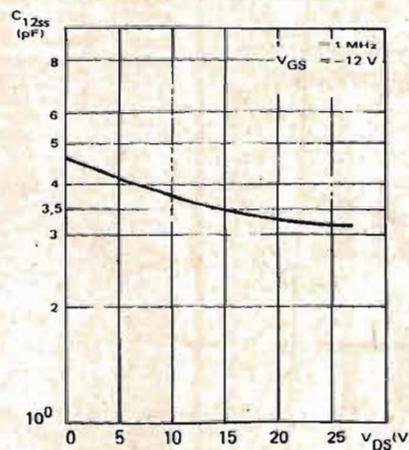


Fig. 35-1



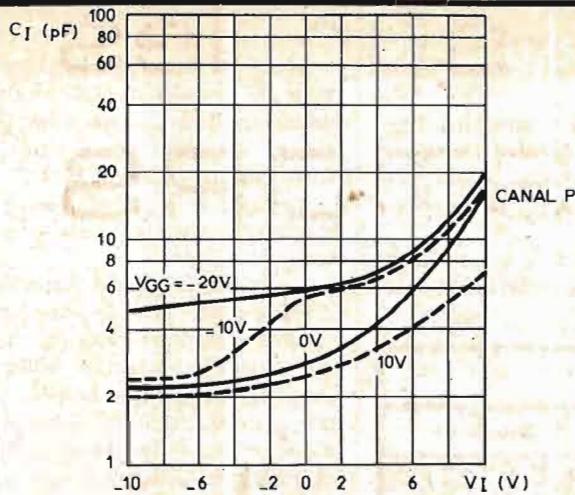


Fig. 35-2. - Variation de la capacité d'entrée d'un TEC pour diverses valeurs de la tension d'entrée, paramétrées par la grandeur de la tension d'alimentation de grille (ici négative); le substrat est alors positif.

$C_{22ss}$  est la capacité de sortie, en source commune, avec l'entrée en court-circuit pour petits signaux.

Par suite :

$$y_{22s} = \frac{i_d}{V_{ds}} \quad \text{avec } v_{gs} = 0$$

Ce qui entraîne :

$$y_{22s} = \sqrt{g^2_{22s} + C^2_{22ss} \omega^2} = \sqrt{g'^2 + b'^2}$$

soit :

$$C_{22ss} = C_{22s} = \frac{b''}{\omega}$$

La figure 35-1 a, b, c, reproduit des courbes  $C = f(-V_{gs})$  et  $C = f(V_{ds})$  classiques afin de montrer comment ces capacités varient.

### 3.5-1-2 Autres capacités.

La technologie de fabrication mentionne aussi la capacité  $C_{ox}$  qu'introduisent les couches d'oxyde sous métal, par unité de surface, pour un canal de longueur  $l$ . On peut en déduire la valeur grâce au courant de saturation  $I_{sat}$ , à la tension appliquée sur la grille  $V_g$ , à la tension de pincement  $V_p$ , mesurées en alternatif, à la fréquence  $f$  :

$$C_{ox} = \frac{2l \cdot I_{sat}}{\mu (V_g - V_p)^2}$$

où  $\mu$  symbolise la mobilité des porteurs.

La capacité drain-substrat  $C_{DB}$  se rattache à la jonction PN drain-substrat en polarisation inverse. Elle est une fonction du potentiel du drain et de sa jonction périphérique (lorsqu'on lui applique une tension brutale)  $C_{min}$  :

$$C_{DB} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{d_j} (V_{DB} + \Phi)^{1/2} + C_{min}$$

avec  $d_j$ , largeur de la jonction,  $\Phi$ , grandeur du potentiel interne de contact au niveau de la transition PN ; ( $\epsilon_0 \epsilon_r$ ), permittivité du matériau semi-conducteur intrinsèque (non dopé).

Une forte impédance d'entrée, accompagnée d'un bruit réduit, ne peut être obtenue que si la capacité d'entrée  $C_1$  du T.E.C. est ramenée à sa valeur minimale. Un montage à contre-réaction permettra d'atteindre 0,4 pF même si la capacité propre du T.E.C. voisine 30pF, au niveau de la grille. Ceci est avantageux

aux fréquences élevées puisqu'à cette condition la réponse en fréquence sera étalée. Si la charge est résistive, la capacité réelle d'entrée, alors réduite par la contre-réaction en tension sera :

$$C_1 = C_{gd} + (1 - A) C_{gs}$$

avec :

$$0 < A = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s} < 1$$

où :

$g_m$  est la transconductance grille-drain et  $R_s$ , la résistance de la source ; en général,  $C_{gd} \approx 0,3$  pF,  $C_{gs} \approx 5$  pF, et avec  $A \approx 0,5$ , nous aurons  $C_1$  réduite à 2,8 pF

La figure 35-2 reproduit l'allure globale de la courbe  $C_1 = f(V_1)$ , où  $V_1$  est la tension appliquée sur l'entrée ( $I = in$  put et non pas... intensité !). Cette variation est exprimée en valeurs typiques par les constructeurs, c'est-à-dire qu'il s'agit là d'une représentation formelle qu'un acquéreur éventuel ne saurait exiger reproductible à travers les séries fabriquées pour un même type de composant, sans accord préalable à la commande.

### 3.5-2 Cas des M.O.S. T.E.C. (ou M.O.S.-F.E.T. pour les respectueux de l'ordre français par trop bien établi).

### 3.5-2-1 Existence physique des capacités.

Nous rencontrerons, ici, diverses capacités (d'ailleurs également identifiables pour maintes d'entre elles dans les T.E.C.) que nous devons, au prime abord, définir, à l'aide des notations reportées fig. 3.5(a, b, c) et des remarques ci-après :

$C_{GS}, C_{GS}$  : capacité grille source en continu (GS) et en alternatif (gs); dans le premier cas ce ne peut être qu'une capacité de fuite ;

$C_{DS}, C_{ds}$  : capacité drain-source ;

$C_{GD}, C_{gd}$  : capacité grille-drain ;

$C_{SB}, C_{sb}$  : capacité source-substrat ;

$C_{GB}, C_{gb}$  : capacité grille-substrat ;

$C_{DB}, C_{db}$  : capacité drain-substrat ;

$C_{SC}, C_{sc}$  : capacité source-canal ;

$C_{GC}, C_{gc}$  : capacité grille-canal ;

$C_{DC}, C_{dc}$  : capacité drain-canal ;

$C_{SBB}, C_{sbb}$  : capacité source-boîtier (BB) ;

$C_{GBB}, C_{gbb}$  : capacité grille-boîtier ;

$C_{DBB}, C_{dbb}$  : capacité drain-boîtier ;

$C\phi$  : capacité de l'entrée d'horloge.

L'horloge délivre un train d'impulsions en créneaux rectan-

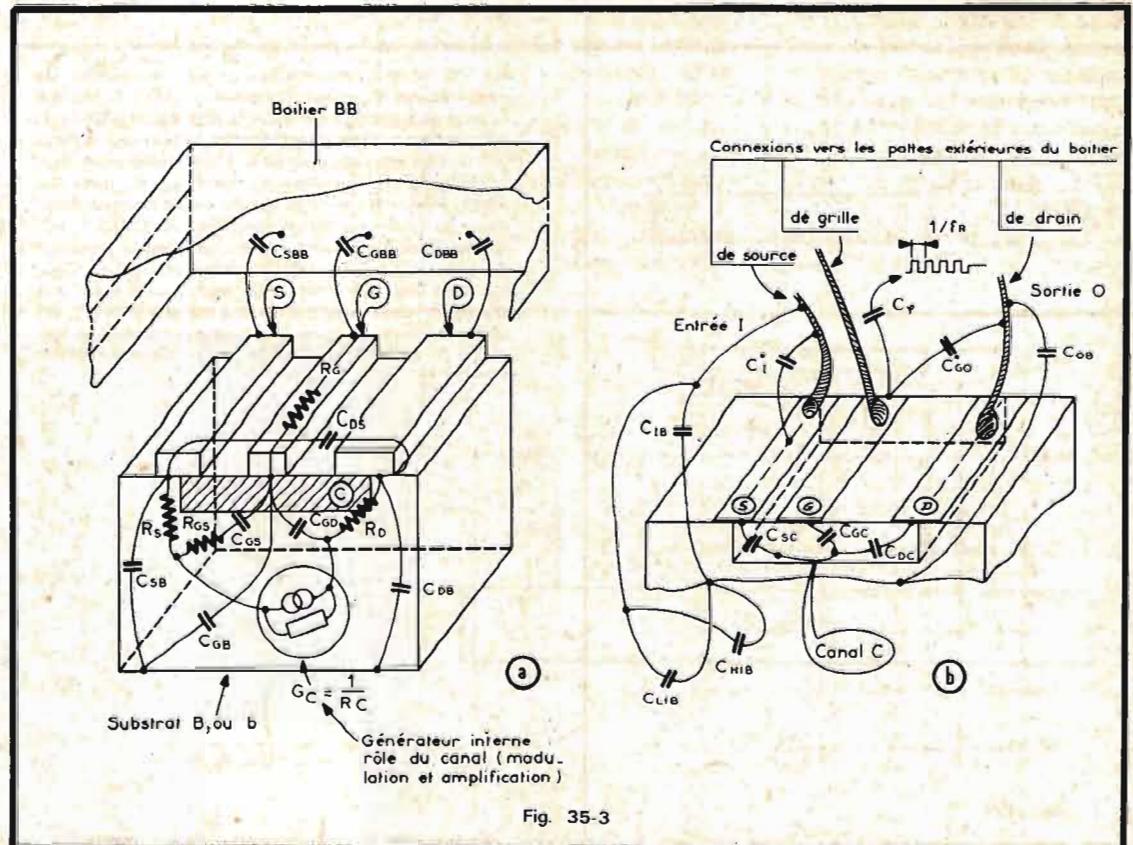


Fig. 35-3

gulaires parfaits de fréquence de récurrence  $f_r$ .

A cette liste de capacités, il faut ajouter la suivante, dite de « capacités composées » car elles dépendent de combinaisons des précédentes mais aussi de conditions d'insertion des M.O.S.T. dans les circuits d'utilisation :

$C_1, C_i$  : capacité d'entrée (input) ;

$C_{IB}, C_{ib}$  : capacité d'entrée-substrat ;

$C_{GO}, C_{go}$  : capacité grille-sortie (output) ;

$C_L$  : capacité de charge (load) ;

$C_{LIB}$  : capacité d'entrée substrat en logique bas niveau positive ou négative ;

$C_{HIB}$  : capacité d'entrée substrat en logique haut niveau positive ou négative.

Le tableau 35-1 procure quelques ordres de grandeurs à propos des capacités ci-dessus définies.

Examinons, maintenant, ces capacités afin de bien les situer lors de l'étude des paramètres admittances qui suivra dans cet exposé.

La capacité  $C_{GS}$  grille-source est en fait une portion inactive de

la capacité de grille, puisqu'elle n'affecte pas directement la conductivité du canal. Elle représente la portion de l'électrode métallique de grille recouvrant la région fortement dopée constituant la zone source du M.O.S.T.

La capacité  $C_{DS}$ , drain-source, joue un rôle rétro-actif de la sortie sur l'entrée.

La capacité  $C_{GD}$  est de même la capacité inter-électrode prise sur la grille et le drain. Mais ici, elle est amplifiée par l'effet Miller, aussi la technologie propose-t-elle, pour en réduire la nuisance, d'utiliser une électrode de grille asymétrique par rapport à la source.

La capacité  $C_{SB}$  source-substrat dépend de la présence d'une jonction entre la source et le substrat semi-conducteur. Elle se relie donc au potentiel interne de cette barrière.

La capacité  $C_{GB}$  résulte des fuites causées par le recouvrement du corps semi-conducteur dû à l'électrode métallique de grille. Pour la minimiser, il convient de séparer la grille en petits plots répartis sur une couche épaisse d'oxyde étalée sur toute la surface supérieure du semi-conducteur, sauf au-dessus de la zone prise sur le canal. Grâce à cette méthode on diminue aussi  $C_{GS}$  et  $C_{GD}$ .

$C_{DB}$  relève de l'existence de la jonction drain-substrat et dépend en conséquence de son potentiel de contact.

$C_{SC}$ , capacité source-canal est négligeable. On l'introduit dans la grandeur de  $C_{SB}$  pour dresser le circuit équivalent de la figure 38-3(c).

La capacité  $C_{GC}$  est active pour sa part. Il s'agit de la capacité dynamique (c'est-à-dire fonction de la charge électrique qui lui est appliquée) distribuée entre la grille et le canal (fig. 35-9). Sa valeur est calculée par :

$$C_{GC} = \frac{\Delta Q_{\text{canal}}}{\Delta V_G} = \frac{\text{charge du canal } Q_c}{\text{variation de la tension de grille}}$$

La charge du canal est fonction de la tension de drain donc  $C_{GC}$  en dépend consécutivement. A la saturation en intensité :

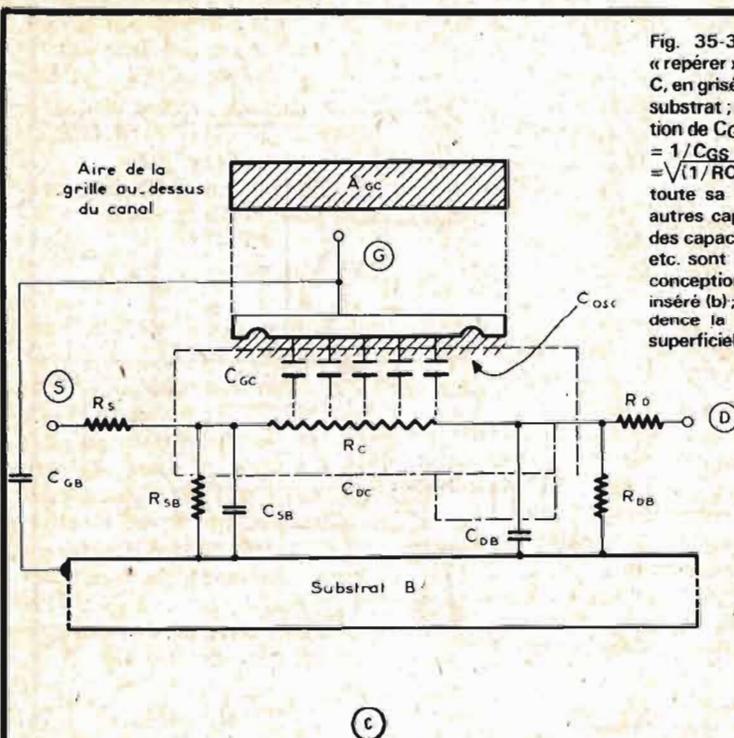
$$C_{GC} = 2/3 A_{GC} C_{ox} \text{ ou } A_{GC} \text{ est l'aire de la grille au-dessus du canal.}$$

La capacité drain-canal est une grandeur composée découlant de contre-réactions. Elle s'exprime

-Tableau 35-1 : Grandeurs typiques des capacités.

Désignation	Ordres de grandeurs	Désignation	Ordres de grandeurs
$C_{11ss}$	4,0 [pF] à 20 [pF]	$C_{SBB}$	0,1 [pF] à 5,0 [pF]
$C_{12ss}$	3,0 [pF] à 10 [pF]	$C_{GBB}$	0,1 [pF] à 5,0 [pF]
$C_{2ss}$	2,0 [pF] à 10 [pF]	$C_{DBB}$	0,1 [pF] à 5,0 [pF]
$C_{GS}$	1,0 [pF] à 5 [pF]	$C_{\phi}$	0,07 [pF] à 0,50 [pF]
$C_{DS}$	0,20 [pF] à 0,40 [pF]	$C_i$	2,0 [pF] à 15 [pF]
$C_{GD}$	0,10 [pF] à 0,90 [pF]	$C_{IB}$	5,0 [pF] à 20 [pF]
$C_{SB}$	2,0 [pF] à 5,0 [pF]	$C_{GO}$	2,0 [pF] à 15 [pF]
$C_{GB}$	4,0 [pF] à 6,0 [pF]	$G_{ox}$	$\approx 10^{-2} \mu F/cm^2$
$C_{DB}$	0,6 [pF] à 7,0 [pF]	<b>Observation importante</b> Les valeurs relevées dans ces colonnes ne sont communiquées qu'à titre approximatif. Les grandeurs réelles dépendent des technologies retenues et doivent être vérifiées sur les catalogues.	
$C_{SC}$	2,0 [pF] à 8,0 [pF]		
$C_{GC}$	2,0 [pF] à 8,0 [pF]		
$C_{DC}$	2,0 [pF] à 8,0 [pF]		

Fig. 35-3 : Illustration schématique permettant de « repérer » les diverses capacités d'un M.O.S.T., le canal C, en grisé, est induit par les polarisations de grille et de substrat ; en continu et aux basses fréquences, la réaction de  $C_{GS}$  (qui vaut environ 5 pF) est très grande ( $X_{GS} = 1/C_{GS} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$ ), le générateur interne  $g_m \cdot Y_m$  (avec  $Y_m = \sqrt{1/RC^2 + (C_c \omega)^2}$ ) ne débite aucun courant donc, toute sa f.e.m. se trouve appliquée au M.O.S.T. (a) ; autres capacités placées in situ, observer la présence des capacités qu'entraîne le canal induit,  $C_i, C_{GD}, C_{DB}$ , etc. sont liées aux effets d'électrodes mais aussi à la conception externe du circuit dans lequel le M.O.S.T. est inséré (b) ; schéma équivalent simplifié mettant en évidence la capacité engendrée par la couche d'oxyde superficielle (c).



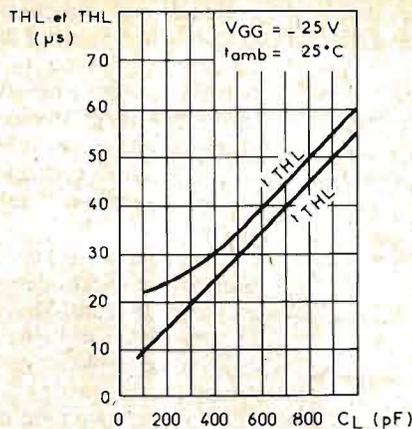


Fig. 35-4 : Influence de la capacité de charge (extérieure au M.O.S.T.) sur les temps de commutation en régime logique (impulsionnel) ; bien noter que :

t <sub>TLH</sub>	Temps de transition à la croissance	Charge en sortie : 20 pF	1 µs
		Charge en sortie : 200 pF	15 µs
t <sub>THL</sub>	Temps de transition à la décroissance	Charge en sortie : 20 pF	15 µs
		Charge en sortie : 200 pF	25 µs

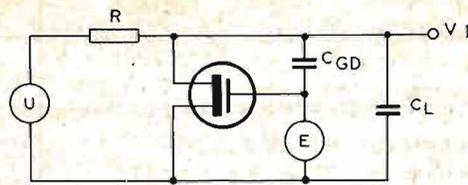


Fig. 35-5 : Schéma établissant le rôle de  $C_{GD}$ , capacité grille-drain et de  $C_L$ , capacité de charge dans un montage commutateur ;  $C_{GD}$  est assimilée à la capacité de sortie du M.O.S.T.

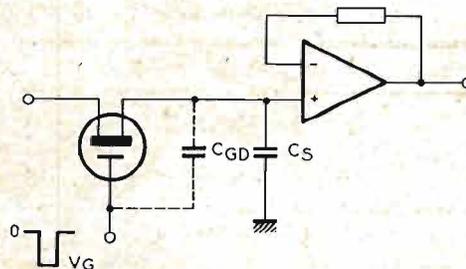


Fig. 35-6 : Schéma d'un échantillonneur-bloqueur, illustrant l'existence d'une tension de départ liée au diviseur capacitif  $C_{GD}/C_L$ .

par :

$$C_{DC} = \frac{\Delta Q_C}{\Delta V_D}$$

et détermine, en fait, le degré atteint par le courant de drain à saturation.

Nous n'insisterons pas sur les capacités de boîtiers (indice DBB, GBB, SBB) qui se comprennent bien sans discours superflus, tout comme la capacité  $C$  liée à l'électrode de l'horloge quand elle existe et à son contact ohmique sur la surface du matériau.

La figure 38-3 b explicite par elle-même les autres capacités parasites.

En revanche, il nous semble opportun de dire quelques mots à propos de la capacité d'entrée  $C_1$ , ou  $C_i$ , la lettre minuscule étant réservée aux fréquences élevées de pulsation  $\omega$ . Pour celles-ci, la réactance  $X_{GS}$  (ou mieux  $X_{gs}$  valant  $1/C_{gs} \cdot \omega$ ) augmente parce que l'effet Miller (transfert de capacité sortie-entrée) ajoute à l'entrée une capacité telle que :

$$C_{GD} (1 - A_v) \\ = C_{GD} \left( 1 - \frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} \right)$$

soit :

$$C_i = C_{gs} + C_{gd} (1 - A_v)$$

Comme  $A_v = -\Delta V_s / \Delta V_g$  est négatif (et supposé ici réel) alors la capacité d'entrée s'accroît. On ne

la réduit qu'à l'aide de circuits de contre-réaction externes.

Notons, dès à présent, que la capacité de charge  $C_L$  introduit, en régime impulsionnel, des transitions temporelles tant à la croissance ( $t_{TLH}$ ) qu'à la décroissance ( $t_{THL}$ ) des fronts et des chutes de l'impulsion. Ces variations sont tracées sur la figure 35-1 ; TLH signifie transition du niveau logique bas (0) au niveau logique haut (1) ; THL, transition du niveau logique haut (1) au niveau logique bas (0) ; on ne se préoccupe pas là de savoir si l'on travaille en logique positive ou négative.

De plus, il nous faut insister sur le fait que dans les dispositifs à large échelle d'intégration (LSI : large scale of integration) des capacités parasites d'interconnexion et des capacités de fuite excédentaires interviennent sur les « pattes » de sortie des boîtiers, qui distribuent les informations préalablement traitées (fan out), ou « sortance ». S'il y a N portes, en sortie, on dénombrera  $C_{pN}$  capacités perturbatrices. Si la charge est capacitive  $C_L$ , la dégradation des temps de propagation élémentaire (de chacune des N portes individuelles)  $\tau_{pN}$ , amènera un retard  $\tau_p$  global qui s'énonce :

$$\tau_p = \tau_{p1} \left( 1 + \frac{C_{p1}}{C_L} \right) + \tau_{p2} \left( 1 + \frac{C_{p2}}{C_L} \right) + \dots + \tau_{pN} \left( 1 + \frac{C_{pN}}{C_L} \right)$$

Il ne paraît donc pas astucieux de négliger les phénomènes capacitifs, en logique, d'autant plus que l'on travaille avec des impulsions quasi-carrées donc riches en basses et hautes fréquences, ce qui dégrade leur forme et contraint à les restructurer de temps en temps grâce à une horloge alimentant un circuit ET (AND) de régénération.

La vitesse de commutation des circuits intégrés MOS est limitée par des constantes RC. Dans le cas particulier de la commutation analogique, il existe un compromis entre la précision et la vitesse.

En continu la précision dépend du rapport entre la résistance de chargement et  $R_{on}$ , mais pendant la commutation, la capacité de couplage grille-entrée ou grille-sortie doit être prise en compte. L'effet des transitions doit être examiné dans chaque cas et peut souvent être réduit au moyen de techniques simples.

Considérons par exemple un amplificateur bas niveau possédant en entrée un découpeur parallèle. Soit R la résistance de la source et E l'amplitude du signal de commande.

A chaque commutation apparaît une pointe de tension dont la valeur est donnée par :

$$u \approx E \cdot \frac{C_{GD}}{C_L}$$

La valeur moyenne (tension de départ) est donnée par :  $\bar{u} \approx E \cdot C_{GD} \cdot R \cdot f$ .

où f est la fréquence de répétition du signal de commande.

Le schéma de principe est rappelé figure 35-5.

Par ailleurs, dans le cas bien connu des techniciens de l'échantillonneur-bloqueur (sample and hold) dans lequel la tension mémorisée  $V_o$  apparaît aux bornes d'une capacité mémoire  $C_L$ , la commande de grille introduit une erreur dite « tension de départ » sur  $V_o$ . Cette tension d'erreur est déterminée par le diviseur capacitif que constituent  $C_{GD}$  et  $C_L$ . Elle est donc inversement proportionnelle à la valeur de la capacité mémoire (fig. 35-6).

Le départ imputable à la commutation est de la forme :

$$u = V_G \times \frac{C_{GD}}{C_S}$$

Nous allons encore voir l'importance de  $C_{GD}$  à propos d'un circuit multiplexeur en tension (fig. 35-7) pour lequel la distorsion est minimale puisque l'impédance d'entrée  $Z_E$  sur l'entrée + de l'amplificateur opérationnel est très élevée. En effet, si  $Z_1$  est l'impédance d'entrée en mode différentiel de l'amplificateur opérationnel et  $A_v$  son gain en boucle ouverte à la fréquence de fonctionnement, il vient :

$$Z_E = A_v Z_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \gg R_{on}$$

La rapidité à la commutation de  $V_G$  sera par contre assez

UN MIRAGE... NON !  
UNE REALITE !!!

chez CIRATEL

EN EXCLUSIVITE ET VENTE DIRECTE

LA CHAINE **GRUNDIG**

« Studio 1500 » Stéréo intégral



**PUISSANCE 20 W**

• Ensemble intégré, ligne ultra-plate • 4 gammes d'ondes : PO-GO-OC et FM • Décodeur automatique incorporé comportant un indicateur lumineux d'émission • Réglages précis et souples par curseurs linéaires : volume-balance stéréo graves-aigus • Vu-mètre d'accord • Filtre spécial réglé à 5 kHz éliminant automatiquement les sifflements d'interférences entre émetteurs • Touches de commutation avec compensation auto-

matique et contacts de silence • Platine automatique équipée d'une cellule céramique à pointe diamant • Couvercle de protection en plexiglas • Sorties pour magnétophone et enceintes • Dimensions 54 x 18 x 37 cm. Pour compléter cette chaîne, il est prévu 2 ENCEINTES de classe professionnelle, de grande qualité. A VOTRE CHOIX : 2 enceintes Grundig BOX 203 de 33 x 23 x 8 cm ou 2 enceintes de la célèbre marque anglaise « KF-MP 92 » 50 x 28 x 24 cm.

EN VENTE PROMOTIONNELLE jusqu'à EPUISEMENT DU STOCK (limité)

L'ENSEMBLE : CHAINE + 2 ENCEINTES

GARANTIE 1 AN 1790 F

LA CHAINE SEULE SANS LES ENCEINTES

1440 F (frais d'envoi 40 F)

**TOUS LES ARTICLES  
PRESENTES DANS LA PUBLICITE  
DU HAUT-PARLEUR DE  
JUN RESTENT VALABLES**

**COGEKIT** se réserve le droit de modifier sans préavis  
**PRIX - CONCEPTION - EQUIPEMENT**

AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT Paiement à la commande par mandat ou chèque rédigé à l'ordre de

**CIRATEL-COGEKIT - C.C.P. 5719-06 PARIS**  
JOINDRE LE MONTANT DU PORT QUI FIGURE SUR CHAQUE ARTICLE

AUCUNE VENTE A CREDIT

Aucun envoi en dessous de 50 F • Nous n'avons pas de catalogue.

**ATTENTION ! ATTENTION !**  
pour la VENTE PAR CORRESPONDANCE

adressez vos commandes à **CIRATEL - COGEKIT**

Boîte Postale n° 133 75-PARIS (15<sup>e</sup>) Cette adresse suffit  
VENTE SUR PLACE de 9 h 30 à 13 heures et de 14 h 30 à 19 heures

**49, RUE DE LA CONVENTION - PARIS-15<sup>e</sup>**  
Métro : JAVEL, CHARLES-MICHEL, BOUCICAUT

FERMETURE DIMANCHE ET LUNDI

**CONGES** FERMETURE LE 3 AOÛT  
**ANNUELS** REOUVERTURE LE 4 SEPTEMBRE

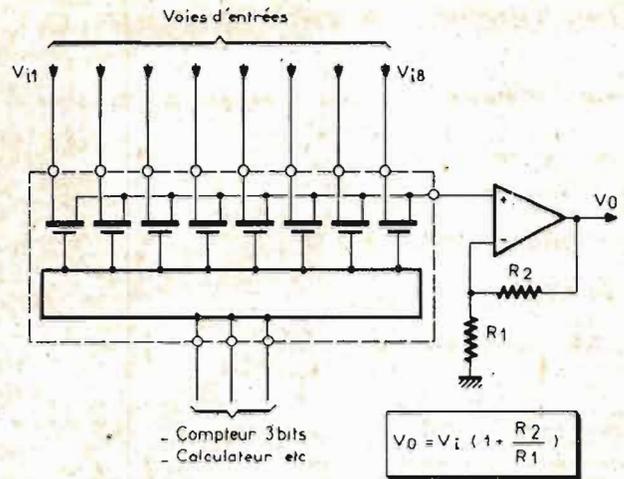


Fig. 35-7 : La présence de  $C_{GD}$  prévient la rapidité de commutation de la tension  $V_G$  dans ce montage multiplexeur en tension.

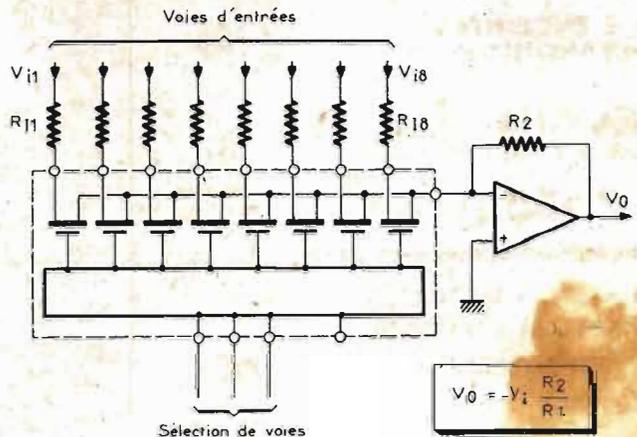


Fig. 35-8 : Dans le cas d'un multiplexeur en courant, la rapidité de commutation de  $V_G$  s'améliore grandement car seule la constante de temps  $R_G C_{GD}$  intervient ici.

réduite. La constante de temps :

$$A_v C_{GD} Z_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

sera en effet nettement supérieure à la constante de temps propre au décodeur ( $R_G C_{GD}$ ). Une résistance d'une dizaine de kilohms disposée entre l'entrée + et la masse permettra éventuellement de trouver un bon compromis entre la rapidité et le taux de distorsion.

Nous retrouverons cette question d'altération de forme des signaux dans d'autres réalisations, ainsi pour un multiplexeur en courant, cette fois-ci, dans lequel, il convient de rechercher un compromis distorsion-rapidité. Le circuit de la figure 35-8 correspond bien au but recherché. La vitesse à la commutation de  $V_G$  est excellente.

La seule constante de temps propre  $R_G C_{GD}$  intervient puis-

que  $R_L$  équivalent est très faible :

$$R_L \text{ équi.} = \frac{R_2 Z_1}{R_2 + Z_1 (1 + A_v)}$$

le problème est différent sur la source puisque la constante de temps  $t_1$  à l'établissement de  $V_i$  vérifie la relation :

$$\theta_1 = R_1 (C_{GS} + C_{GB})$$

$R_1$  devant être de valeur suffisante pour que le  $\Delta R_{ON}$  du canal conducteur reste faible devant cette valeur.

Ce montage est en pratique, plus rapide que le précédent, les taux de distorsions restant très acceptables ( $< 0,3\%$ , 1000 Hz,  $\pm 4V$ ) pour  $R_1$  supérieur à une dizaine de kilohms.

# TELEVISEUR

POUR UNE CLIENTELE  
SOUCIEUSE DE FIDELITE  
ET DE CLASSE

GRANDE MARQUE  
FRANÇAISE

BRASILIA

ECRAN EXTRA-PLAT  
de 61 cm

Un appareil de grande allure, doté des derniers perfectionnements techniques tels que 4 touches de présélection automatique  
Prise PU/Magnétophone - H.P.S. ou écouteur  
Réglage de tonalité  
Ebénisterie noyer verni foncé, façade mate, masque argent mat, haut-parleur de concert en façade. Colonne acoustique décor bois et chrome mat



Dimensions : 714x490x405 mm  
PRIX INCROYABLE ..... 880 F  
Type « SANTIAGO » ..... 780 F  
Modèle « MULTISTANDARDS »  
Tous les canaux français et étrangers ..... 880 F

Quelques appareils NEUFS avec défauts d'ébénisterie A PARTIR DE 590 F

## SUPER-SPATIAL

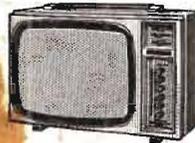
Télévision portable - Tube 32 cm  
Tube protégé par écran fumé  
Coffret « DESIGN » avec antenne incorporée



Bi-standard : 625/819 lignes  
Sélecteur de canaux 6 touches UHF/VHF français  
Accord par « Varicap »  
Fonctionne sur secteur 110/220 volts ou sur batterie 12 volts  
Position recharge batterie  
Dim. : 310x300x300 mm ..... 880 F

## TELEVISEUR PORTATIF grande Marque

ECRAN 32 cm  
Batteries 12 V  
Sect. 110/220 V  
6 touches de présélection  
Contrast. - Puits  
Luminosité par potentiomètre, linéaire  
Dim. 49x28x20  
PRIX .. 980 F



## CAMERA DE SURVEILLANCE Grande marque

Nombreuses utilisations  
OBJECTIF : focale 17 mm ouverture 2,8 interchang. aliment. : 110/220 V



Fonctionne en liaison vidéo ..... 780 F

## TUBE COULEUR 36 CM



Récupération . 300 F  
TUBES COULEUR ET AUTRES TYPES DISPONIBLES NOUS CONSULTER

TUBES TELE neufs et garantis  
28 cm ..... 220 F  
31 cm 110° . 160 F  
31 cm 90° . 160 F  
44 cm 110° . 160 F  
48 cm couleur  
90° ..... 400 F  
49 cm ..... 140 F  
51 cm 110° . 160 F  
A59 - W ... 200 F  
A61 - W ... 180 F  
Tubes de récupération avec garantie UN AN dégressive Dans ts les types A PARTIR DE 80 F

## TELEVISEUR PORTABLE 51 cm Grande marque



Bi-standard : 625/819 lignes (français)  
Sélection de 6 canaux par touches  
Tonalité - Volume - Luminosité et contrôle par potentiomètres linéaires  
Luxeuse présentation similicuir blanc ou teck ..... 980 F  
44 cm - MULTISTANDARDS ..... 980 F

## POUR TELEVISEURS A TRANSISTORS OU A LAMPES

REGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION

● DYNATRA Type 200 VA  
Entrées : 110 ou 220 V  
Sorties : 110 ou 220 V  
régulées à ± 1 %  
Temps de régulation : 1/100 de seconde  
Convient à tous les appareils qui demandent l'emploi d'un régulateur ..... 180 F  
Spécial TELE COULEUR ..... 320 F



GARANTIE CRE : 2 ANS

## UNE OFFRE INCROYABLE...

TELEVISEURS D'OCCASION  
49 et 59 cm toutes marques



(Présentations sensiblement identiques à la gravure ci-dessus)

# COMPTOIR RADIO ELECTRIQUE

243, RUE LA FAYETTE  
75010 PARIS

Dans la cour (parking assuré)  
Métro : Jaurès, Louis-Blanc ou Stalingrad  
Téléphone : 607-57-98  
607-47-88

OUVERT TOUS LES JOURS de 9 à 12 h 30 et de 14 à 19 h 30 (sauf dimanche et jours fériés)

A toute demande de renseignements, joindre 1 timbre pour la réponse S.V.P.

NOUS EXPEDIONS CONTRE REMBOURSEMENT Joindre à la commande 20 % du montant de votre achat

Pour tout envoi contre remboursement (S.N.C.F. ou P. et T.) ajouter frais fixes : 12 F + frais de port

TOUJOURS DISPONIBLES :

● ROTACTEURS ●

● T.H.T. ●

● TUNERS UHF ●

● TUNER VHF « VARICAP » ●

● APPAREILS DE MESURE ●

VOIR NOS PRECEDENTES PUBLICITES !

## REVEILLEZ-VOUS EN MUSIQUE



RADIO GO-FM vous éveillera en musique à l'heure désirée  
Heure par affichage digitale - Prise écouteur individuel - A.F.C. - Aliment. 220 volts INCROYABLE ..... 270 F  
Mod. PO-GO - Pendule à alg. 190 F

EXTRAIT de notre gamme de RECEPTEURS PORTATIFS !



« ASIBO 210 »  
PO-GO-OC-FM  
11 transistors  
7 diodes  
1 Varistor  
Piles/Secteur  
Cont. de tonalité  
Alim. : 6 volts ou 220 volts  
D. 260x180x90  
PRIX .... 270 F

Vef 206  
Nouveau modèle  
8 gammes  
(PO-GO-6 OC)  
Gamme Marine  
Haute sensibilité  
Antenne télescopique  
Cadre incorporé



Eclairage cadran. Réglage graves/aigus.  
Prises : antenne, écouteur, alimentation, magnétophone. PRIX ..... 300 F

## RADIO-RECEPTEUR AM/FM Type « PROFESSIONAL »

Piles/Secteur  
Sélection des gammes par boutons poussoirs.  
Antenne télescopique orientable C.A.F.  
Prises : P.U. - Haut-parleur - Magnétophone  
Dim. : 325x280x100 mm  
● MODELE PO-GO-FM 2xOC : 390 F  
● MODELE PO-GO-FM 1xOC + bande chalutier ..... 390 F



## ALIMENTATIONS SECTEUR Universelles

Entrée : 110/220 V  
Sorties : 3, 4, 5, 6, 7, 5 et 9 V - 400 mA  
Dim. : 130x75x45 mm  
PRIX ..... 58 F  
3, 4, 5, 6, 7, 5, 9 et 12 V  
500 mA ..... 68 F

MODELE 220 V + ou - à la masse. Sorties 6 V, 7,5 ou 9 V 300 mA, avec multiprises ..... 46 F

MICRO A TELECOMMANDE pour magnéto à K7 Jack ou fiche DIN 39 F



BANDES MAGNETIQUES  
Garanties. Long. 360 m  
Diam. des bandes : 18 cm  
PRIX ..... 10 F

## CASSETTES 1<sup>er</sup> CHOIX

LOW-NOISE  
C60 .. 6 F - C90 .. 7 F  
C120 ..... 8 F  
Par quantité : nous consulter



## RECEPTEUR DE CHEVET

PO GO OC FM  
Alimentation : 110/220 V  
Haut-parleur elliptique - Imp. 4 Ω  
Puissance de sortie : 1,5 W - Prise P.U. et magnétophone  
Réglage « Loupe » en OC  
Luxeuse ebénisterie  
Dim. : 540x160x147 mm .. 225 F



## AUTO-RADIO

● RADIO K7 ●  
avec HP  
PO-GO - 3 stat. pré-réglées  
2x10 W - 390 F  
Mod. en STEREO  
2x8 W sans HP .. 540 F



« RUSH ». Montage très facile, sans encastrément. PO-GO. 4 watts ..... 208 F  
« VIRAGE ». PO-GO. 3 stations pré-régl. Puissance 5 watts ..... 246 F  
« L'ELAN ». PO-GO. 3 stations pré-régl. Puissance 10 watts ..... 306 F  
« CRITERIUM ». PO-GO-FM. 3 stations pré-réglées ..... 376 F  
NOMBREUX MODELES de démonstration à partir de 100 F (à voir sur place)

## Ampli-lecteur de cartouches stéréo 8 pistes

Spécial voiture  
Puissance : 10 watts  
Alimentation 12 V  
PRIX ..... 220 F  
HT-PARLEURS spéciaux. La paire .. 100 F



## ANTENNES AUTO

Antenne gouttière ..... 10 F  
Antenne de toit ..... 20 F  
Antenne d'aile ..... 30 F  
ANTENNE D'AILE ELECTRIQUE (ci-contre) se commande du tableau de bord. 12 volts .. 88 F

## MAGNETOPHONE PORTATIF PILES - SECTEUR

Vitesse : 4,75 cm/s  
Utilise toutes les cassettes standards  
Dim. : 235x128x70 cm  
PRIX EN AFFAIRE ..... 199 F  
Avec pot à glissières ..... 220 F (Livrés avec housse et micro)



OFFRE SPECIALE MAGNETOPHONE A K7  
Piles/Secteur. Micro incorporé grande sensibilité ..... 245 F

## TALKIE-WALKIE

4 transistors. Bande 27 MHz  
Portée moyenne en terrain découvert. Antenne télescopique. Luxeuse présentation  
PRIX, la paire :  
4 trans. .... 99 F  
5 trans. avec appel .. 119 F  
7 trans. avec appel .. 290 F



## CUISINEZ MIEUX avec les Roto-grills CADILLAC

Le chauffage aux infrarouges vous permettra de cuire, à l'air libre, sans odeur et sans fumée  
Modèle de grande classe, pour les cuissons les plus élaborées  
Plaques auto-nettoyantes  
Programmateur-horloge (donne l'heure, ordonne le démarrage, le temps de cuisson et l'arrêt automat. 4 niv. de cuisson)  
PUISSANCE : voûte 1 700 W  
Chauffage au sol  
PRIX ..... 440 F



Modèle grande contenance 1 500 W 220 V  
Dispositif « TEMPOMATIC » ..... 220 F

# UNE ENCEINTE ACOUSTIQUE ORIGINALE



**L**E haut-parleur n'est pas un amplificateur de sons ; il n'a pas pour but habituel non plus, de modifier les sons qui lui sont transmis, mais de les reproduire le plus fidèlement possible, en y apportant une « coloration musicale » réduite.

Les enceintes acoustiques ne doivent pas ainsi, en général, présenter des vibrations propres accentuées, capables de modifier certaines gammes musicales aux dépens des autres ; leurs parois sont réalisées en matériaux bien choisis et suffisamment épais pour ne pas produire de vibrations accentuées. On prévoit, en outre, souvent des systèmes anti-résonnants ayant pour but également d'atténuer les vibrations déterminées par les fréquences propres du diffuseur acoustique agissant sur la masse d'air contenue dans l'enceinte.

D'une manière inverse, de nombreux acousticiens ont tenté depuis longtemps de supprimer cette « neutralité » du haut-parleur et d'établir, au contraire, des éléments musicaux actifs ayant un effet particulier sur une gamme de tonalités déterminée au moment de la transformation des signaux électriques musicaux en ondes sonores. Le haut-parleur n'est plus seulement alors un producteur de sons musicaux fidèles, mais un système instrumental modifiant l'audition musicale suivant la composition des programmes, et les goûts personnels de l'auditeur.

On a réalisé dans ce domaine des dispositifs très divers, mais dont le fonctionnement repose toujours essentiellement sur des phénomènes de résonance propre. Encore, faut-il que ces dispositifs soient bien choisis, pour

qu'ils aient une action heureuse sur la modification de la tonalité musicale, sans déterminer des distorsions insupportables.

On a ainsi utilisé spécialement des ensembles de tubes sonores de différents diamètres et de différentes longueurs, analogues à des tuyaux d'orgue, et destinés chacun à agir sur une gamme musicale particulière. On a surtout essayé de réaliser des tables d'harmonie ou panneaux de résonance analogues à ceux qui sont adoptés dans les instruments de musique à cordes, tels que les violons ou les violoncelles ; on a même, tout simplement, construit des haut-parleurs violons !

L'utilisation des cavités sonores dans les enceintes acoustiques est également ancienne ; elle permet d'adapter une enceinte classique aux caractéristiques d'un haut-parleur déterminé, ou d'un

groupe de haut-parleurs. Ce sont essentiellement des résonateurs de Helmholtz accordés sur une fréquence pour laquelle le haut-parleur n'agit pas suffisamment au gré du constructeur pour assurer une réponse satisfaisante sur une gamme de tonalités déterminées, par exemple, sur les sons graves.

Ces chambres sonores peuvent être accordées sur des fréquences différentes, et agissent généralement sur la face arrière du diffuseur ; la caisse de résonance constitue alors une charge acoustique, dont le volume est déterminé avec précision, et dont la résonance correspond à celle de l'équipage mobile du haut-parleur.

On peut obtenir ainsi une courbe de réponse du système plus régulière, des nuances musicales plus riches, des effets de

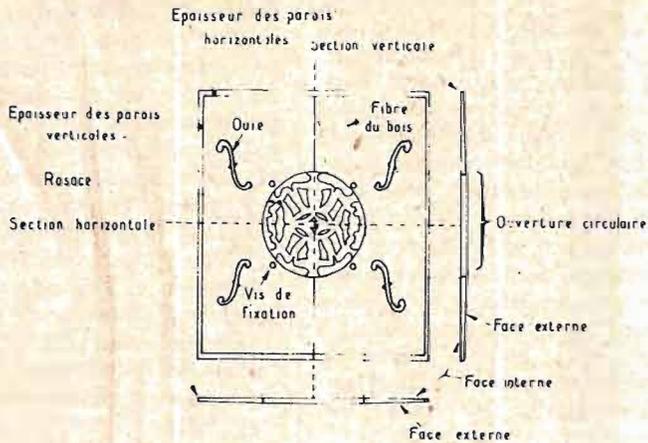


Fig. 1

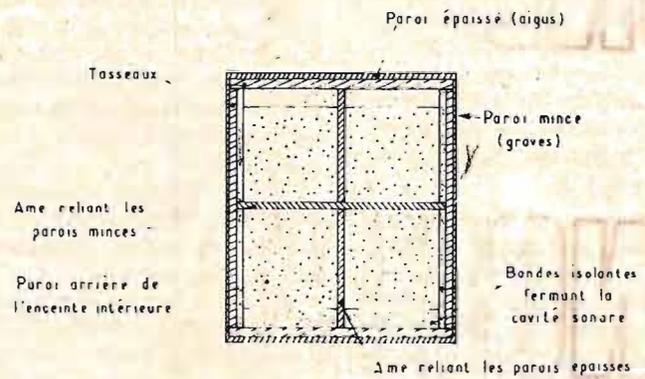


Fig. 3

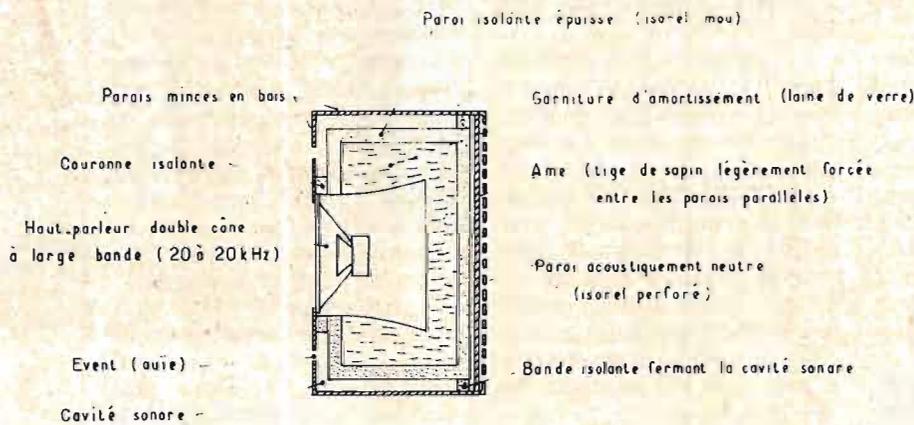


Fig. 2

relief sonore plus accentués et, en particulier, une descente de la courbe de réponse. L'effet de présence peut aussi être plus marqué, grâce à la reproduction des sons aigus et une répartition plus régulière des sons graves et aigus.

On peut obtenir également une certaine sélection des sons des différentes fréquences, les sons aigus étant émis, par exemple, directement par le diffuseur ou un réflecteur, et les sons graves à partir de l'ouverture de l'enceinte ou du tube sonore.

Ces différents principes permettent des réalisations très diverses, avec des formes presque variées à l'infini. C'est ainsi que l'on doit signaler particulièrement la réalisation originale récente par un praticien ingénieux

de l'électroacoustique, M. Alain Mas, d'une enceinte acoustique dotée, à la fois, d'un système de résonateur musical à table d'harmonie, et de cavités sonores résonnantes. (Fig. 1)

### CONSTITUTION DU HAUT-PARLEUR MUSICAL

Comme le montre le schéma de la figure 2 communiqué par le constructeur, le haut-parleur utilisé est un modèle à double cône de 21 cm de diamètre (Supravox) présentant une gamme de réponse de 20 Hz à 20 KHz.

Au contraire du dispositif habituel, ce haut-parleur est fixé sur un panneau rectangulaire de bois mince travaillé à la façon des luthiers, et constituant une table d'harmonie, qui transmet, en les amplifiant, les vibrations provenant du haut-parleur aux trois panneaux adjacents de l'enceinte, répartissant les sons latéralement et même vers le haut, tandis que la paroi arrière, au contraire, est acoustiquement neutre, et constituée par une plaque d'isorel perforé.

A l'arrière du diffuseur, on ménage une cavité parfaitement close dans une garniture d'amortissement en laine de verre; la totalité de l'onde arrière est ainsi absorbée, et il n'y a aucune liaison acoustique notable entre la paroi

extérieure et l'enceinte intérieure.

Deux cavités sonores sont ménagées, en outre, à la partie supérieure et à la partie inférieure; elles n'ont pas de communication avec la cavité intérieure, mais débouchent sur la face frontale par des événements, ressemblant plus ou moins aux ouïes de la caisse d'un instrument de musique à cordes.

La fixation du haut-parleur est assurée sur le panneau rectangulaire frontal par quatre vis à écrous; ce panneau en sapin de 50 cm de hauteur et de 43 cm de largeur offre une ouverture circulaire de 19 cm de diamètre. Il est, en fait, constitué par deux planches assemblées de 50 cm de longueur et de 21,5 cm de largeur; l'assemblage est réalisé par la lon-

gueur. L'épaisseur est réduite par le travail de lutherie à 5 mm, et les bords sont même effilés jusqu'à une épaisseur de 2,5 mm.

Les fibres du bois sont utilisées dans le sens de la longueur, les événements frontaux, comme on le voit sur la figure 1, sont découpés dans le sens des fibres et les trous ronds des extrémités aboutissent à 5 cm environ des vis de fixation du haut-parleur.

Le panneau de sapin frontal très mince à épaisseur variable joue ainsi le rôle d'une table d'harmonie suivant le principe des haut-parleurs musicaux. Cette table de résonance ne vibre pas uniformément sur toute la surface, en raison de la diminution progressive de l'épaisseur et de la direction du sens des fibres de bois ; le panneau est plus rigide dans le sens des fibres que transversalement et les vibrations à fréquence élevée des sons aigus sont mieux transmises dans le sens des fibres, tandis que les vibrations lentes des sons graves sont mieux reproduites dans le sens transversal.

Les petites parois latérales de l'enceinte acoustique doivent ainsi reproduire surtout les sons aigus, tandis que la paroi supérieure transmet principalement les sons graves. Cette différence est encore accentuée en utilisant sur les petits côtés des panneaux plus épais ; pour une largeur de 30 cm, ces petits panneaux ont ainsi 8 mm d'épaisseur et les grands 4 mm.

A l'arrière de l'enceinte, les panneaux parallèles sont reliés par une tige de sapin prenant appui au milieu de leur largeur sur des tasseaux. (Fig. 3)

La tige reliée aux parois épaisses se croise donc à angle droit avec celle qui relie les parois minces ; ce renforcement augmente la solidité de la construction et évite les vibrations parasites propres et les traînages du son.

L'enceinte acoustique comporte ainsi, en principe, quatre faces actives au total lorsqu'elle est placée sur un support et chacune présente des caractéristiques acoustiques différentes. La solidité mécanique est assurée par l'emploi de tasseaux de section carrée de 15 mm de côté sur les arêtes intérieures, sur lesquelles sont collés et vissés les différents panneaux.

## LA ROSACE MUSICALE

L'ouverture circulaire du panneau frontal réservé au haut-parleur peut recevoir une rosace en bois découpé ayant un effet décoratif, et destinée en principe à augmenter l'effet de la table d'harmonie. (Fig. 4)

Elle est réalisée en sapin, assez mince pour produire des vibrations et assez épaisse, cependant, pour résister sans déformation à la pression sur les points d'appui. Elle peut avoir 4 mm d'épaisseur et elle est recouverte d'un placage en bois dur d'érable, par exemple, augmentant la solidité et facilitant le découpage. Bien entendu, les fibres de bois de la rosace sont orientées dans le même sens que celles de la table d'harmonie.

Les découpures augmentent la flexibilité du système dans le sens transversal pour la propagation des sons graves, tandis que la partie centrale est plus rigide, pour assurer la propagation des sons aigus.

Ce système est plus ou moins comparable au chevalet d'un instrument à cordes pour la transmission des vibrations à la table d'harmonie ; quatre des points d'appuis sont situés près des vis de fixation du haut-parleur pour produire le maximum d'amplitude des vibrations de la table.

Ce dispositif a pour but un renforcement des aigus, une amélioration de la sensation de présence et, sans doute, une diminution des sons de tonneau.

## RÉSULTATS OBTENUS

Ce haut-parleur musical ne peut être, par son principe même, un système neutre passif sans coloration sonore ; on peut seulement lui demander d'améliorer encore l'audition musicale obtenue, particulièrement pour certains programmes, et tout spécialement, bien entendu, pour les concerts d'instruments à cordes. La table d'harmonie et les panneaux vibrants de l'enceinte doivent vibrer le plus possible à l'unisson avec le haut-parleur lui-même suivant le principe de Savart.

Le travail de lutherie nécessaire est donc extrêmement délicat ; il s'agit de déterminer avec précision la composition et l'épaisseur des parois, les dispositions et les surfaces des événements du panneau frontal ainsi que, s'il y a lieu, la constitution de la rosace vibrante.

Il doit aussi y avoir une certaine relation entre la constitution des parois de l'enceinte et la puissance sonore utilisée, puisque ces parois jouent plus ou moins le rôle de diffuseurs auxiliaires. Il est bien évident, également, que les volumes et, par suite, les dimensions des cavités sonores et des ouvertures frontales ont une importance qui n'est pas négligeable.

Le réglage de ce volume peut, d'ailleurs, être facilement modifié, même après la construction de l'ensemble, puisqu'on peut déplacer les tasseaux entre la

paroi isolante épaisse intérieure et les parois en bois.

Il ne doit pas y avoir d'influence acoustique des vibrations de la face arrière du diffuseur sur ces cavités sonores, dont les vibrations sont déterminées, en principe, par la transmission des vibrations de la face frontale soit par l'intermédiaire de l'air, soit des panneaux vibrants.

Si toutes ces conditions sont remplies, l'expérience montre qu'on peut obtenir des résultats satisfaisants, et la reproduction de la parole elle-même ou du chant, n'offre pas de difficulté. La reproduction très satisfaisante des sons aigus assure une grande intelligibilité de la parole, et une brillance très agréable du chant.

Le système constitue ainsi un modèle complexe et difficile à réaliser d'enceinte acoustique originale, mais offre des possibilités intéressantes pour les mélomanes.

Cet appareil offre, cependant, une particularité limitative évidente pour certaines applications. Par son principe même, il est multidirectionnel, puisque les sons sont rayonnés, non seulement par la face frontale, mais latéralement ; s'il peut servir ainsi à réaliser des auditions ambiophoniques agréables, il est plus difficile de l'employer dans des installations stéréophoniques classiques à deux canaux sonores, en obtenant une différenciation très efficace de ces deux canaux.

H. P.

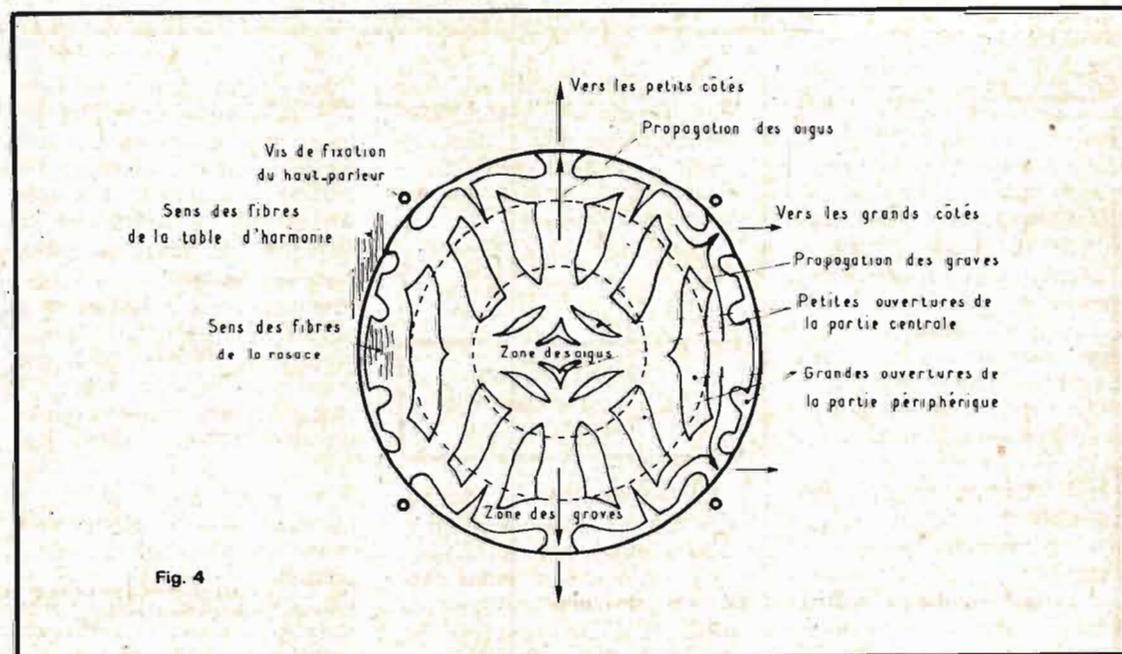


Fig. 4

# Utilisation pratique d'un oscilloscope

## ESSAIS EN SIGNAUX

## RECTANGULAIRES

## SUR AMPLIFICATEURS AIF

## ET VIDEO

### TRANSFERT D'UN SIGNAL RECTANGULAIRE

SANS qu'il soit question d'amplification, le respect de la forme « rectangulaire », sous-entend le transfert **uniforme** de toutes ses composantes harmoniques. En effet, un signal « carré » peut être décom-

posé en une onde fondamentale égale à la propre fréquence de récurrence du signal et en une infinité d'harmoniques d'amplitudes régulièrement décroissantes (fig. 1).

Qu'il se produise une perturbation dans la bande passante du système de transfert et certaines composantes se trouvent relevées (ou désavantagées) par rapport à d'autres : des déformations carac-

téristiques apparaissent telles que **l'intégration, la différentiation, le dépassement**, etc.

La simple observation d'un oscillogramme permet donc d'obtenir des renseignements appréciables sur la nature d'une chaîne de transmission. S'il s'agit d'un amplificateur, on voit tout de suite s'il monte haut en fréquence ou s'il coupe les TBF.

### ESSAIS D'AMPLIFICATEUR « A.F. » OU « VIDÉO »

La liaison du générateur d'impulsions à l'amplificateur sera effectuée en prenant toutes les précautions d'usage, à savoir : emploi d'un câble blindé, charge éventuelle sur l'impédance caractéristique du câble, attaque par

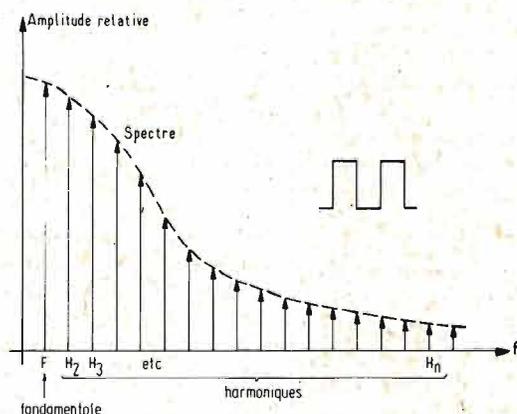


Fig. 1. - Exemple de spectre équivalent à un signal carré.

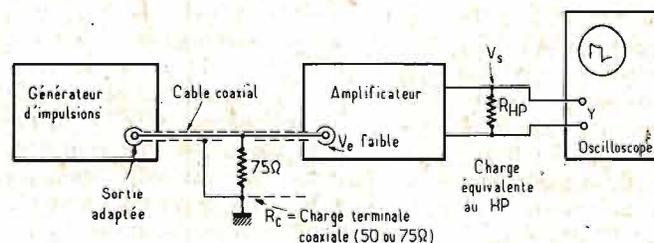


Fig. 2. - Le branchement d'un générateur d'impulsion doit se faire avec les précautions d'adaptation habituelles.

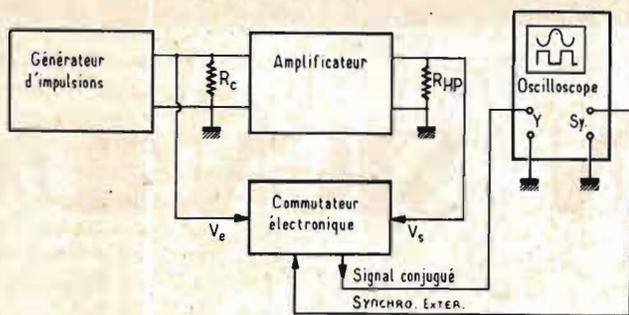
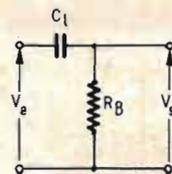


Fig. 3. — On peut utiliser avec profit un commutateur électronique afin de comparer les signaux d'entrée et de sortie.



$$f_B = \frac{1}{2\pi R_B C_1}$$

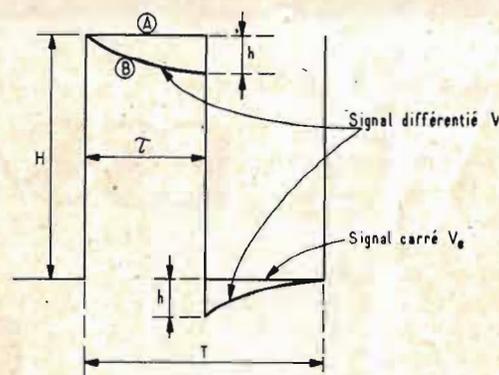


Fig. 5. — Action différentiatrice d'une liaison d'étage.

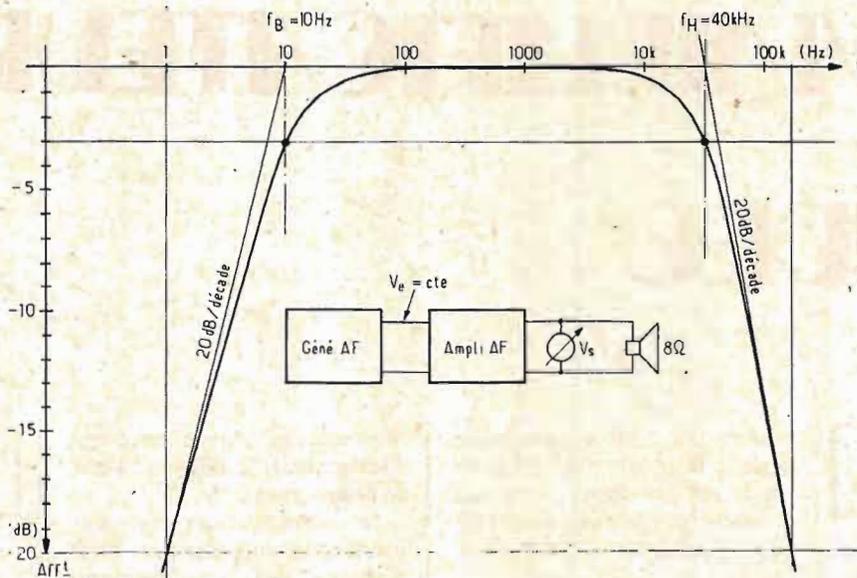


Fig. 4. — Exemple de réponse BF d'un amplificateur AF.

une tension assez faible pour qu'aucun écrêtage n'apparaisse; voir le montage de la figure 2: l'oscilloscope est branché à la sortie, sur la charge équivalente au haut-parleur.

Au préalable, on contrôle la forme du signal d'entrée afin de juger de la qualité des fronts d'onde. Il est en général retenu la forme « carrée » c'est-à-dire un signal de 50 % de rapport cyclique.

Dans le cas où l'on possède un commutateur électronique, les signaux d'entrée et de sortie seront juxtaposés si l'on peut rendre identiques les amplitudes et les phases (fig. 3).

Dans le cas d'un amplificateur à courbe de réponse « plate », deux cas peuvent se présenter

selon que la fréquence de récurrence s'approche des fréquences limites haute et basse de l'appareil.

Considérons le cas concret où l'amplificateur présente une bande passante comprise entre  $f_B = 10$  Hz et  $f_H = 40$  kHz (voir fig. 4). Signalons tout de suite que **le raisonnement serait le même si la bande passante était plus large, par exemple, plusieurs MHz, dans le cas d'un amplificateur à vidéo-fréquence.**

#### CAS DES FRÉQUENCES BASSES

Appliquons un signal carré de 100 Hz de fréquence de récurrence « f ». Le rapport de fré-

quence  $f/f_B$  étant insuffisamment grand il se produit une différentiation des paliers horizontaux: voir figure 5. Ce défaut a pour origine les circuits de liaison  $R_B C_1$  qui bloquent la composante continue entre les étages; en effet, les paliers horizontaux des signaux carrés se comportent, pour le condensateur  $C_1$ , comme des sources continues: pendant tout le temps que dure la demi-période «  $\tau$  », la capacité  $C_1$  se charge doucement avec une constante de temps égale à  $\theta_B = R_B C_1$ . Ceci explique l'existence de la flèche « h » sur le signal B de la figure 5, puisqu'il est prélevé sur  $R_B$ .

Considérant la loi exponentielle de la charge et décharge des condensateurs (fig. 6), il existe

une relation simple entre les rapports

$$\frac{h}{H} \text{ et } \frac{\tau}{\theta_B}$$

Ainsi, pour

$$\frac{h}{H} \leq 10\%$$

la courbe exponentielle est **confondue** avec la tangente à l'origine coupant l'axe des abscisses à  $t = \theta_B$ . On peut dire, alors, que le temps correspondant à  $h = 0,1 H$  est égal à  $t_1 = 0,1 \theta_B$ .

En balayant la fréquence au générateur d'impulsions, on recherche donc celle « f » qui détermine une différentiation faible définie par  $h = 0,1 H$ . Dans ce

cas, on obtient les évidentes relations :

$$T = \frac{1}{f} = \frac{\theta_B}{5}$$

et

$$f_B = \frac{f}{10\pi} \approx 0,03 f$$

Dans l'ensemble précité,  $f_B = 10 \text{ Hz}$  ; par conséquent, la fréquence lue sur le générateur pour une différenciation de 10 % avoisinera 314 Hz. Pratiquement, c'est l'opération inverse qu'on entreprend puisqu'on recherche la fréquence limite inférieure par la simple observation du signal rectangulaire différencié.

### CAS DES FRÉQUENCES ÉLEVÉES

Pour obtenir le comportement d'un amplificateur devant des impulsions brèves, on choisit une fréquence de récurrence assez proche de la fréquence limite supérieure. Dans ce cas, on peut dire que les composantes harmoniques élevées du « spectre »

équivalent au signal carré se trouvent affaiblies par rapport à la fondamentale ; c'est la conséquence directe d'une intégration des flancs de montée, les transitions étant alors plus lentes par suite de la charge et de la décharge des capacités qui shuntent chaque sortie des étages amplificateurs : voir figure 7.

Quand on analyse un amplificateur complet, il est rare que l'intégration ait pour seule origine la capacité de sortie d'un seul étage : c'est l'ensemble des intégrations partielles que l'on observe. Il est donc plus difficile de définir la relation existant entre le temps de montée et la fréquence limite supérieure.

Mais tant qu'il n'y a pas de dépassement (ou remontée de gain dans la courbe de réponse), on peut faire quelques approximations et admettre que la constante de temps qui découle de la fréquence limite supérieure :

$$\theta_H = \frac{1}{2\pi f_H}$$

... correspond bien au temps que met la montée du flanc pour

atteindre les 2/3 (62,82 % ou 63 %) du niveau global de l'impulsion.

Une relation simple, déduite de la courbe exponentielle de la figure 6, relie le temps de montée  $\theta_m$  compris entre 10 % et 90 % de la montée et la fréquence limite  $f_H$ .

$$\tau_m = 2,2 \theta_H = \frac{0,35}{f_H}$$

(figure 8).

Là encore, on procède à l'envers, lors des mesures : on augmente la fréquence de récurrence au générateur jusqu'à ce que le temps de montée soit facilement appréciable à l'oscilloscope, entre les niveaux 10 et 90 % puis, on applique la relation ci-dessus mais retournée :

$$f_H = \frac{0,35}{\tau_m}$$

... pour avoir la fréquence limite supérieure.

### CAS D'UNE COURBE DE RÉPONSE NON-PLATE

Si la bande passante n'est pas régulière, certaines composantes harmoniques subissent des varia-

tions d'amplitude qui modifient la forme globale de l'impulsion. D'après l'aspect de l'oscillogramme, on peut connaître assez facilement la nature de la perturbation. Il suffit de la rapprocher d'un des cas typiques suivants :

Lorsqu'une courbe de réponse présente une recrudescence de gain aux fréquences élevées, il se produit un **dépassement**. Il s'agit du phénomène inverse de l'intégration : les flancs montent trop vite par rapport au temps de montée réel et la montée dépasse le niveau 100 % : figure 9.

Plus la bosse de la courbe de réponse est proéminente, plus grand s'avère le dépassement.

Si les circuits internes à l'amplificateur sont quelque peu selfiques, des suroscillations peuvent apparaître : figure 10.

En technique de transmission, il est toléré 1 % de dépassement, englobant toutes les suroscillations.

Si la bosse a lieu dans le domaine des fréquences très basses, la déformation se traduit par un arrondissement des paliers horizontaux : figure 11. Par contre, s'il s'agit d'un trou dans la

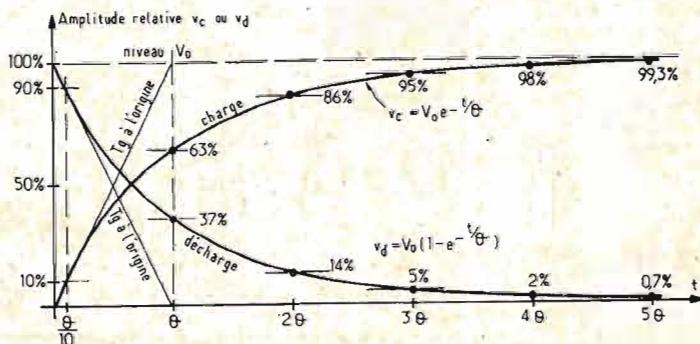


Fig. 6. - Charge et décharge exponentielle d'un condensateur à travers une résistance.

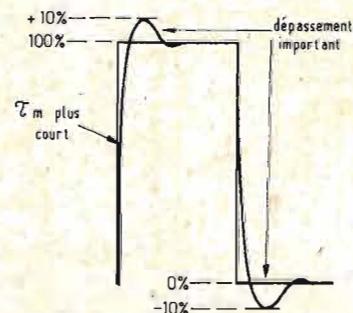


Fig. 9. - Le dépassement se traduit par une exagération de l'amplitude des flancs de transition. On ne doit pas dépasser en principe 1 %.

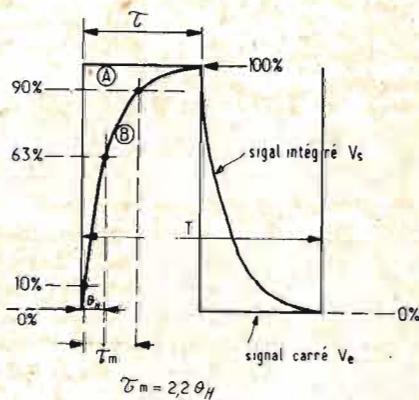


Fig. 7. - Intégration d'un signal carré ( $f = \sim 4000 \text{ Hz}$ ).

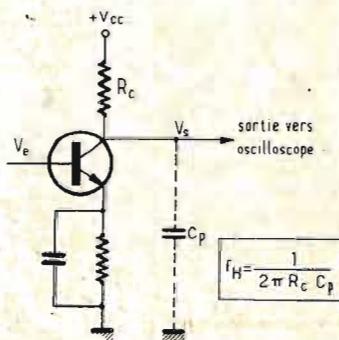


Fig. 8. - Action intégratrice de la sortie d'un étage amplificateur.

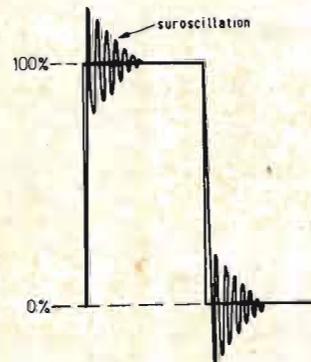


Fig. 10. - Un circuit selfique entraîne des échanges d'énergie avec les capacités internes d'où des suroscillations.

bande des T.B.F. on observe des déformations complémentaires de la précédente : figure 12. Ce phénomène apparaît notamment dans les compensations de gain B.F.

Il existe encore d'autres formes caractéristiques, telles que celles qui résultent d'une distribution de phase anarchique entre les composantes harmoniques ; ce genre de défaut apparaît par exemple dans des équipements soumis à des taux de contre-réaction élevés et munis, pour des raisons de stabilité, de cellules « avance » ou « retard » de phase (voir figures 13 et 14).

Les autres formes types de signaux découleront de l'expérience, ce qui se trouve toujours facilité par l'emploi particulièrement aisé de l'oscilloscope auquel on associe généralement une sonde à haute impédance d'entrée.

### CAS DES CORRECTEURS DE TONALITÉ

Les amplificateurs A.F. comportent tous des correcteurs de tonalité dont le but essentiel est de régler ou d'atténuer les haut et

bas de gamme A.F. : voir figure 15.

Pour ajuster ces réglages progressifs de telle sorte que la bande passante devienne plate - condition de travail conseillée pour effectuer certains contrôles telles que les mesures de bruit - il suffit d'attaquer l'amplificateur au moyen d'un signal carré de fréquence de récurrence moyenne et de rechercher effectivement la forme rectangulaire la plus idéale à l'oscilloscope. En dehors des positions « optimales » de réglage, on retrouve évidemment l'un des cas de figures évoqués ci-dessus :

Si l'on obtient un signal intégré analogue à la figure 8, c'est que les aigus sont trop affaiblis. Par contre, si l'on constate un dépassement (figure 9), les aigus sont, au contraire, trop élevés.

Si le signal carré est différencié (figure 5), il faut remonter le niveau des graves ; si un arrondi des paliers apparaît (figure 11) il faut au contraire les réduire.

Le but à atteindre est la disparition des défauts cités mais dans la mesure des possibilités réelles de bande passante de l'amplificateur.

### RELEVÉS D'OSCILLOGRAMMES MULTIPLES

Bon nombre de mesure consistent à faire un relevé d'oscillogrammes ayant, tous, une référence de temps identique ; lorsqu'il faut comparer deux signaux, il suffit de faire appel à un commutateur électronique ou à un oscilloscope bi-courbe. Lorsque le nombre des signaux est supérieur à deux, on procède soit avec un monotrace, en déclenchant **extérieurement** la base de temps sur un signal fixe, toujours le même, pour tous les relevés soit par le truchement d'un oscilloscope bi-courbe (ou d'un monotrace associé à un commutateur électronique) en prenant un des signaux pour référence. Citons pour exemple le relevé des signaux apparaissant sur un multivibrateur astable : voir figure 15. Avec un oscilloscope bi-courbe, la synchronisation sera quand même faite extérieurement sur un signal de collecteur (en l'occurrence celui du transistor  $T_1$ ). La première trace obser-

vera par exemple le signal précédent, la seconde reproduira la tension de base correspondante. Puis, en conservant une des traces précédentes afin de garder une référence de temps, on déplace l'entrée restant sur le collecteur puis sur la base de l'autre transistor. On aboutit à la construction graphique de la figure 17 où tous les signaux sont placés en-dessous des autres **avec une référence de temps identique**.

On procède de même avec un oscilloscope mono-trace, mais on déplace à chaque fois l'entrée verticale sur les points intéressants du circuit ; la synchronisation (ou plutôt le déclenchement) étant identiquement commun à tous les oscillogrammes, ceux-ci se placent sur l'écran au bon moment par rapport **au départ** du balayage ; leurs situations relatives se définissent alors par simple mesure de temps - donc de longueur - sur l'écran. Ce genre de relevé d'oscillogrammes pourra être généralisé à tout équipement d'électronique qu'il soit amplificateur ou oscillateur, dès lors qu'une référence de temps précise démarre la base de temps à un moment toujours fixe.

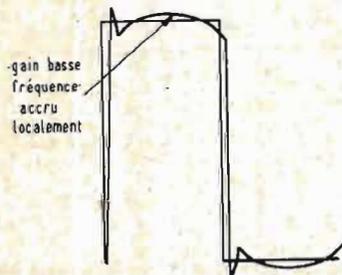


Fig. 11. - Surcompensation des fréquences très basses.

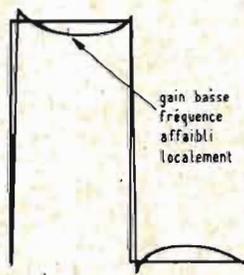


Fig. 12. - Sous compensation des fréquences très basses.

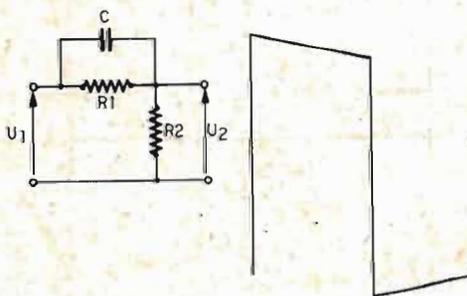


Fig. 13. - Action d'une cellule « avance » de phase.

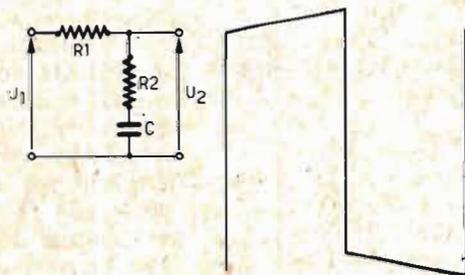


Fig. 14. - Action d'une cellule « retard » de phase.

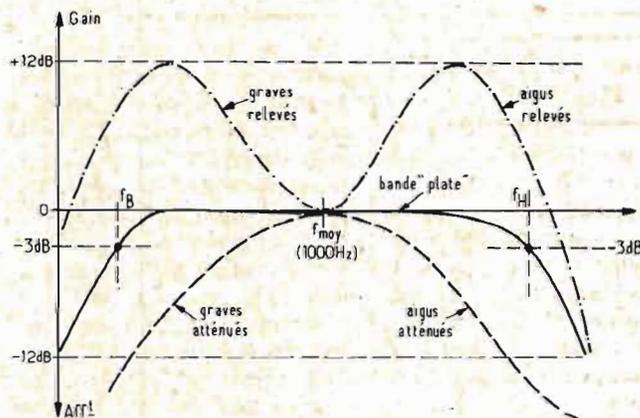


Fig. 15. - Action des correcteurs de tonalité d'un amplificateur AF.

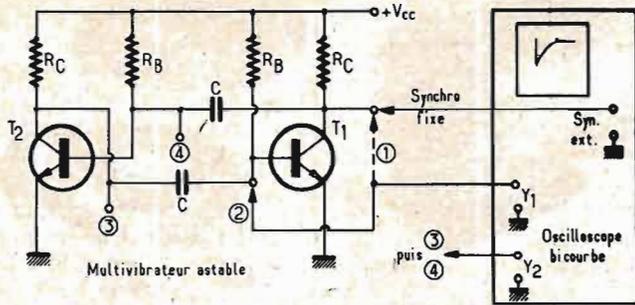


Fig. 16. - Exemple de relevé d'oscillogrammes avec une référence de temps commune (synchro-extérieure).

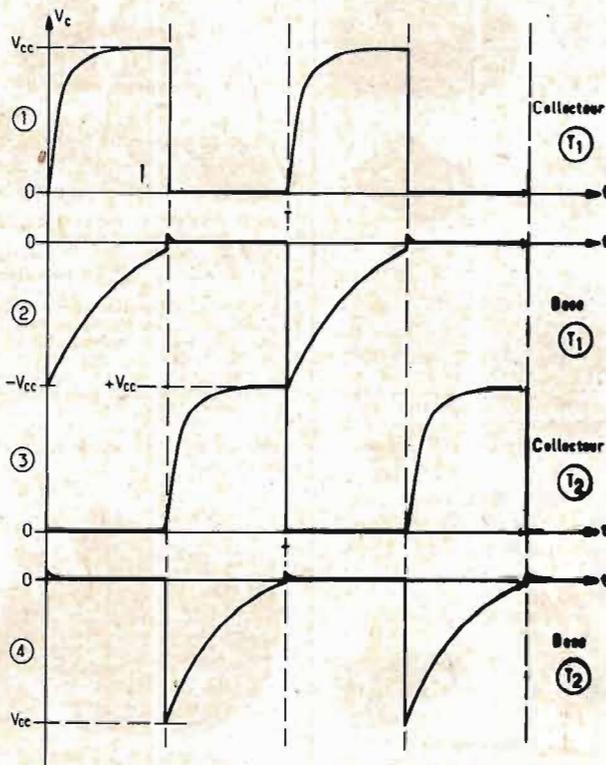


Fig. 17. - Mode de représentation des signaux rectangulaires avec une référence de temps analogue pour tous (cas d'un multivibrateur astable).

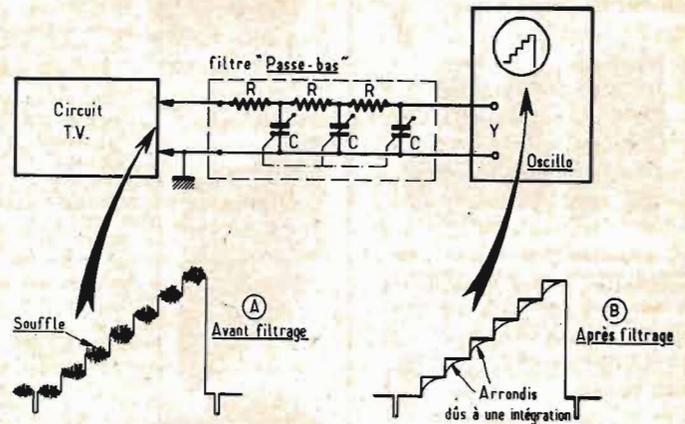


Fig. 18. - Adjonction d'un filtre RC simple pour supprimer le souffle sur un signal.

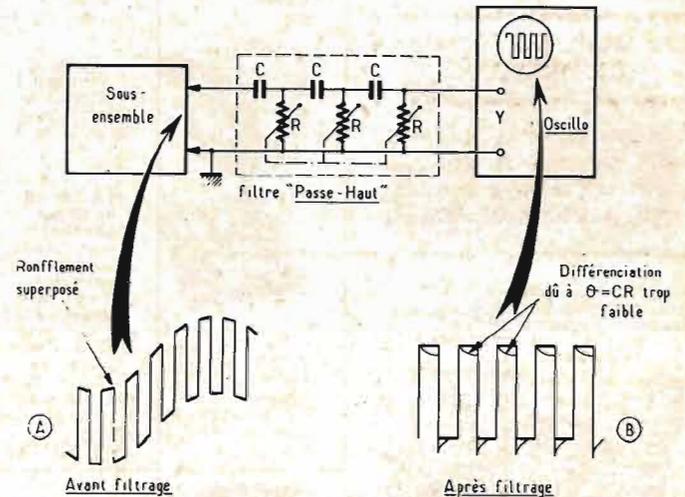


Fig. 19. - Réduction d'un ronflement par un filtre passe haut.

## SIGNAUX SPÉCIAUX - FILTRAGE

Il n'est pas toujours obligatoire d'observer l'ensemble des signaux apparaissant en un point précis d'un sous-ensemble. Parfois le signal - qu'on qualifiera d'« utile » - est mélangé avec des signaux parasites. C'est le cas d'une information issue d'un système à large bande qui génère un bruit propre.

On a donc parfois la tentation de supprimer le défaut au moyen d'un filtre qui l'élimine sans perturber le signal à conserver. Tou-

tefois, ce filtre ne doit plus comporter une réponse entrant dans la zone de travail du signal à observer et la transition de la zone de réjection à la zone de transmission doit être très brève. C'est la raison pour laquelle les filtres proposés, pour ce travail, sont si coûteux qu'on hésite souvent à s'en procurer.

Donnons deux exemples concrets. Soit, tout d'abord, le cas d'un signal « T.V. » mélangé avec du souffle (figure 18 A). On peut intercaler entre l'oscilloscope et le circuit à tester un filtre qui supprime dans une certaine mesure la perturbation (l'herbe...)

mais la structure R.C., trop simple, peut entraîner une intégration des paliers (figure 18 B) si la constante de temps R.C. est trop forte.

Ce genre de défaut sous-entend un compromis d'où un ajustement de la valeur des condensateurs ; de telle sorte que l'herbe disparaisse (ou presque), sans entraîner l'effet d'intégration évoqué.

Soit, ensuite, le cas d'un filtrage de ronflement superposé à un train d'ondes carrées (figure 19 A). On intercale ici un filtre R.C. « passe-haut » et la constante de temps est choisie de

telle sorte que la période parasite soit éliminée. On réduit, pour ce faire, la constante de temps  $\theta = RC$  jusqu'à ce que l'ondulation superposée disparaisse.

Toutefois, là encore, on ne doit pas exagérer le filtrage car il peut arriver que le train d'ondes carrées soit lui-même différencié (figure 19 B). Le compromis est évident : il suffit d'arrêter la réduction des résistances au moment où les paliers commencent à fléchir.

Roger Ch. HOUZE  
Professeur à l'E.C.E.

# DESCRIPTION DU MODULE DE PUISSANCE TDA 1420 SGS - ATEs

## PRÉSENTATION

L'ÉPOQUE étant liée, désormais, à l'intégration intensive des circuits, il fallait s'attendre à ce que les constructeurs de semiconducteurs intègrent aussi les transistors de puissance.

Or, c'est chose faite avec le TDA 1420, présenté récemment par la SGS-ATES. Ce micro-circuit se compose, en fait, de 4 transistors, de 5 diodes et de 2 résistances : voir figure 1.

Il s'agit d'un circuit intégré monolithique de puissance monté dans un boîtier « R.P.-entawatt » dont les dimensions et le brochage sont donnés figure 2.

Il consiste en deux montages « Darlington », complémentaires (NPN-PNP) par les transistors drivers, associés au moyen d'un système de polarisation à diodes  $D_3$  à  $D_5$ .

Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  permettent de fixer le potentiel de base des transistors de puissance et de maintenir sensiblement constante la résistance d'entrée

dans les transistors drivers. Ceux-ci, par le fait de leur complémentarité PNP/NPN, apportent l'auto-déphasage nécessaire à l'attaque des transistors de puissance.

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$ , branchées entre collecteur et émetteur, ont pour fonction essentielle de protéger les jonctions contre l'effet selfique des charges branchées en 4. En effet, le constructeur ne limite pas la finalité du TDA 1420 à l'audio-fréquence, mais le destine aussi à la télévision comme étage de puissance « trame » et

dans des servomécanismes pour alimenter des petits moteurs continus.

Il est alors normal de prévoir une protection des jonctions « collecteur-émetteur » car en débranchant, par exemple, l'induit d'un moteur, on coupe brutalement un courant fort dans une inductance élevée. Il s'ensuit un courant d'extra-rupture répondant à la loi de Lenz qui charge les capacités parallèles et provoque une oscillation à très fortes pointes de tension. Si elles existent, les alternances négatives

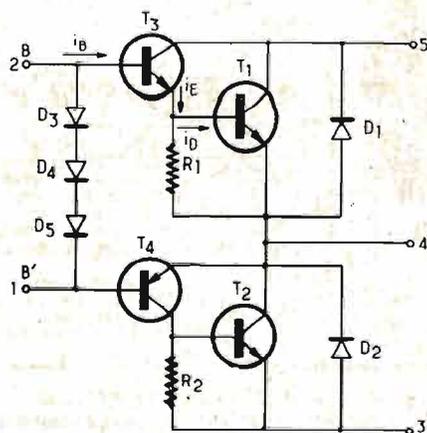


Fig. 1. - Schéma interne du T.D.A. 1420.

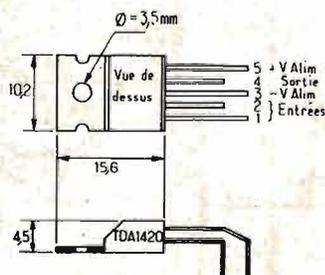


Fig. 2. - Brochage et dimensions approximatives du TDA1420.

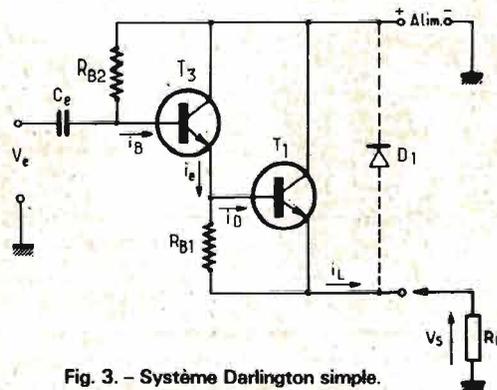


Fig. 3. - Système Darlington simple.

détruiraient, en inverse, lesdites jonctions. Grâce à  $D_1$  et à  $D_2$  ces oscillations sont étouffées et les jonctions sont protégées.

Cette protection joue aussi avec les haut-parleurs car ceux-ci sont aussi selfiques, à un degré moindre, bien entendu...

### MONTAGE DARLINGTON

Afin de bien comprendre le fonctionnement d'un montage « Darlington » considérons l'extrait de schéma de la figure 3.

La source vient en positif sur le collecteur de  $T_1$ , la diode  $D_1$  est donc bloquée.

La base de  $T_3$  étant alimentée par l'intermédiaire de  $RB_2$ , le courant de repos dans la charge  $RL$  dépend de cette résistance. Nous verrons que l'association de cet étage avec celui complémentaire  $T_2/T_4$  permet la classe B. Dans ce cas, le courant de repos est quasiment nul ; ce sont les alternances positives du signal qui débloquent le montage.

Pris isolément, le montage de la figure 3 fonctionne de telle sorte que :

$$i_L = (1 + h_{21T1}) i_D$$

$$i_e = (1 + h_{21T3}) i_B$$

Si  $R_{B1}$  est suffisamment grand devant  $h_{11T1}$ , on peut admettre que  $i_D \neq i_e$ .

Dans ce cas, on a :

$$i_L = (1 + h_{21T1})(1 + h_{21T3}) i_B$$

Le gain courant de cette structure série est considérable.

Il en découle une résistance d'entrée très élevée puisque l'on « voit » déjà :

$$R_{e1} = \frac{h_{11T1} R_{B1}}{R_{B1} + h_{11T1}} + (1 + h_{21T1}) R_L$$

Sur la base de  $T_1$  et sur la base de  $T_3$ , une résistance  $R_{e2}$  énorme :

$R_{e3} = h_{11T3} + (1 + h_{21T3}) R_{e1}$  puisque l'on peut simplifier de la façon suivante :

$$R_{e3} \neq h_{21T1} \cdot h_{21T3} \cdot R_L$$

**Exemple :** Si l'on prend  $h_{21T1} = 30$  ce qui n'est pas invraisemblable pour un transistor de puissance et  $h_{21T3} = 80$  pour le transistor driver on obtient, avec ces estimations minimales :

$R_{e3} \neq 30 \times 80 \times 8 \neq 20\,000 \Omega$  pour un haut-parleur de  $8 \Omega$  ; notons, en passant, que le gain en courant s'élève, ici, à 2 400 !

On voit l'intérêt du système !...

Si le gain en courant est élevé, un tel montage n'amplifie pas en tension : le rapport  $V_s / V_e$  est sensiblement égal à 1.

Un raisonnement semblable peut être pratiqué sur l'autre moitié du micro-circuit TDA 1420, hormis qu'il inverse la phase puisque  $T_4$  est complémentaire de  $T_3$ .

En réalité, il faut admettre une légère chute due au fait que les tensions « de coude » des transistors ne sont pas négligeables. Comme ce sont des transistors au silicium, il faut admettre une différence de potentiel de  $2 \times 0,5$  à  $0,6$  V entre la charge  $R_L$  et la base de  $T_3$ .

Par conséquent, si l'on ne prévoit pas de dispositif de polarisation initiale, le signal d'attaque ne pourra faire débiter les transistors que s'il dépasse 1 à 1,2 V. C'est la raison pour laquelle on dispose entre les bases de  $T_3$  et  $T_4$  des diodes qui fixent la différence de potentiel global entre bases.

### POLARISATION DES BASES

Pour attaquer le système complet, il faut prévoir un étage driver qui fixe au repos la différence de potentiel entre les bases de  $T_3$  et  $T_4$ .

En supposant une caractéristique  $I_D/V_D$  de diode analogue à celle de la figure 4, il faut  $I_D = 5$  mA pour obtenir  $V_D = 0,733$  V et, pour les 3 diodes  $D_3$  à  $D_5$  placées en série :  $V_{BB} \neq 2,2$  V.

Pour obtenir ce courant continu de 5 mA et pour attaquer, en même temps en alternatif, les transistors  $T_3$  et  $T_4$ , on peut utiliser le montage de la figure 5 ; avec  $3,3$  k $\Omega$  dans le collecteur,  $T_3$  a une droite de charge qui évolue de 33 V à 10 mA (croquis en annexe de la figure 5), ce qui donne 5 mA comme courant de repos et, environ, 16 V comme tension  $V_{CE}$ . Le courant de 5 mA traverse les diodes  $D_3$  à  $D_5$  et procure les 2,2 V nécessaires à la polarisation des bases  $T_3$  et  $T_4$ . Par ailleurs, la charge  $R_c$  reproduit, amplifié, le signal appliqué à l'entrée  $V_e$ , les points B et B' étant soumis aux mêmes variations alternatives.

$T_1$  et  $T_3$  s'intéressent aux alternances positives.  $T_2$  et  $T_4$  amplifient les alternances négatives. La charge  $R_c$  « voit » évidemment en parallèle, tantôt l'impédance d'entrée du Darlington  $T_1/T_3$  tantôt celle du Darlington  $T_2/T_4$ . Comme nous avons vu ci-dessus que celle-ci avoisine 20 k $\Omega$ , la consommation en courant des entrées s'avère faible.

### EXCURSION D'ATTAQUE

En considérant une perte de 10 % environ à la modulation de la tension d'alimentation sur  $V_s$ , le haut-parleur de  $8 \Omega$  peut théoriquement recevoir un signal de :

$$\frac{33 - 3,3}{2\sqrt{2}} \neq 10 V_{eff}$$

Cela conduit, en principe, à une puissance de :

$$P_s = \frac{10 \cdot 10}{8} \neq 12,5 W$$

Cette puissance double pour  $R_{HP} = 4 \Omega$ . Ces limites de puissance sont définies évidemment à distorsion faible.

Pour moduler en fond le TDA 1420 il faut prévoir un  $\pm \Delta I_B$  qui dépend du gain en courant du Darlington et de la propre excursion en courant du H.P. Pour  $\pm V_{Smax} = \pm 16$  V il faut admettre :

$$\pm I_{HP} \neq \frac{\pm V_{max}}{R_{HP}} \neq \pm 2 A$$

Ce n'est pas négligeable !...

Si l'on reprend la valeur approximative du gain en courant (à savoir 2400) la variation de courant base s'élève à :

$$\pm \Delta I_B = \frac{\pm 2 A}{2400} \neq \pm 0,833 mA$$

Cette modulation d'intensité étant prélevée sur un courant de repos de 5 mA, l'attaque de l'étage pourra s'effectuer sans problème avec le transistor  $T_5$ .

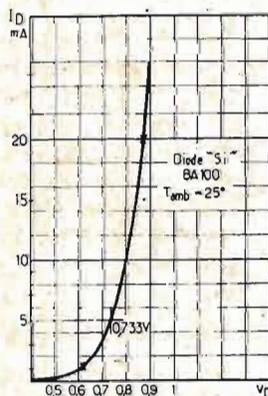


Fig. 4. - Exemple de caractéristique  $I_D/V_D$  d'une diode silicium.

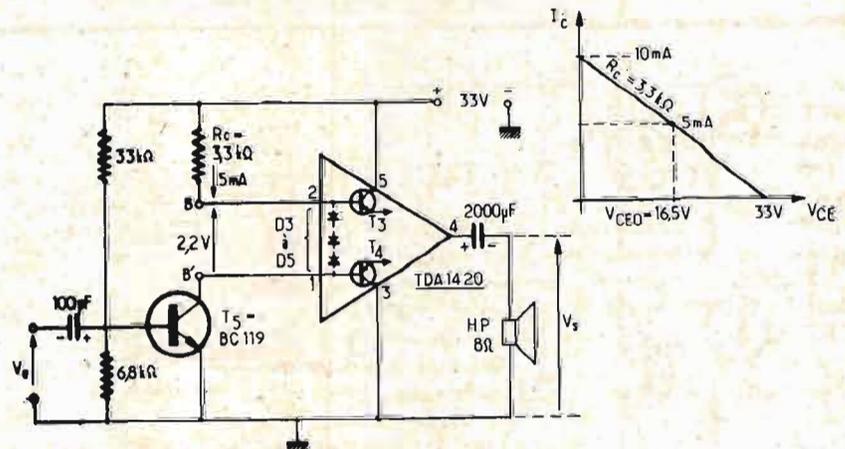


Fig. 5. - Exemple d'attaque du TDA 1420.

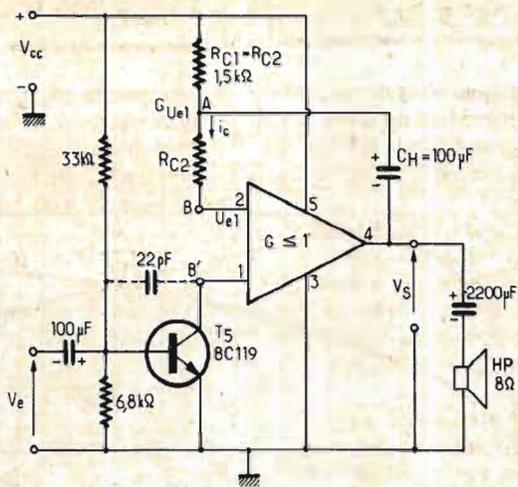
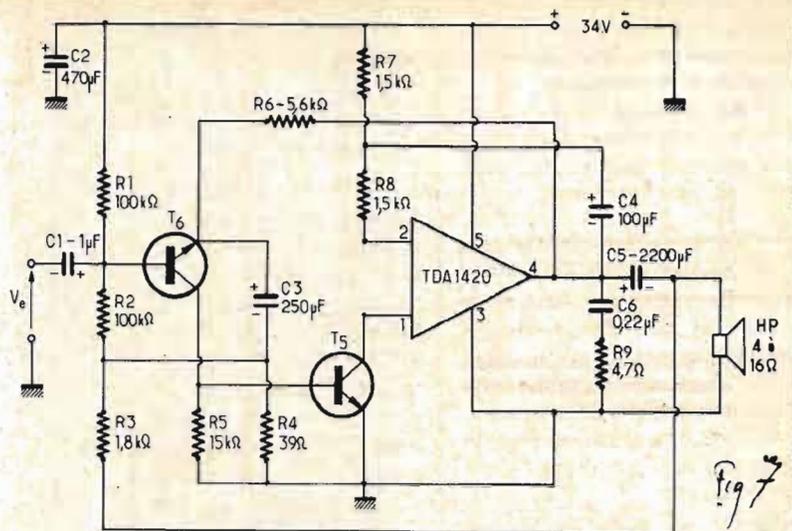
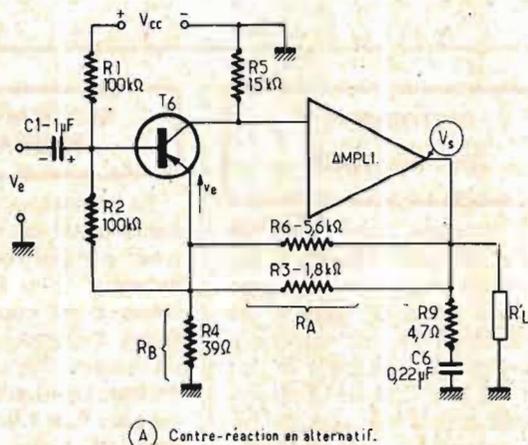


Fig. 6. - Montage « Boot-strap ».

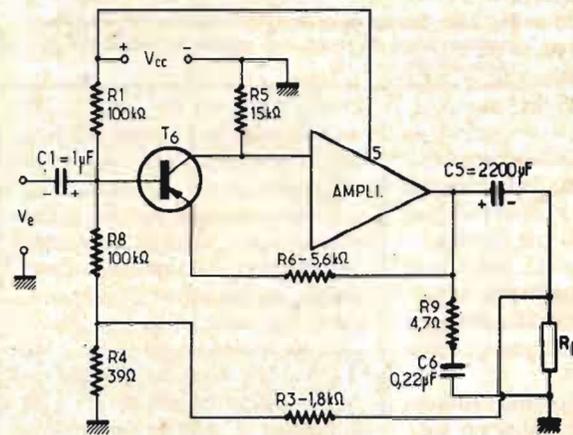


T<sub>5</sub> = BC 107, BC 119, BC 140  
T<sub>6</sub> = BC 154, BC 177 (à faible bruit)  
ou BC 160, BC 204 (usage général)

Fig. 7. - Schéma complet du bloc amplificateur.



(A) Contre-réaction en alternatif.



(B) Contre-réaction en continu.

Fig. 8. - Schémas équivalents aux CR utilisées dans le montage proposé.

## MONTAGE BOOT-STRAP

Avec un montage dont le gain en tension est légèrement inférieur à 1 et qui n'inverse pas la phase on peut réaliser une réaction de forme série appelée « boot-strap » (fig. 6).

La charge de T<sub>5</sub> est partagée en deux résistances de 1 500 Ω, l'une d'entrée, est découplée par un condensateur C<sub>H</sub> qui revient sur la sortie. R<sub>C2</sub> est donc ramenée sur la sortie de telle sorte (C<sub>H</sub> étant fort) que le point A soit au potentiel de V<sub>S</sub> :

$$V_a = V_s = G V_B = G V_{e1}$$

La résistance est alors parcourue par un courant i<sub>c</sub> répondant à la loi d'ohm.

Soit :

$$i_c = \frac{V_A - V_B}{R_{C2}} = - \frac{U_{e1} (1 - G)}{R_{C2}}$$

Tout se passe comme si la charge du transistor T<sub>5</sub> était égale à :

$$R_{\text{équi}} = \frac{R_{C2}}{1 - G}$$

Si G tend vers 1, la charge devient très élevée ce qui donne à T<sub>5</sub> un gain très grand, condition essentielle pour favoriser une bonne contre-réaction globale. CR qui sera appliquée sur le préamplificateur précédent T<sub>5</sub>.

**Nota :** Le signe « - » précédent la formule de i<sub>c</sub> montre que la différence de potentiel V<sub>e1</sub> vient se retrancher à la source d'alimentation V<sub>ec</sub>, ce signe ne signifie pas qu'il y a une résistance négative !

## PRINCIPE DE LA DOUBLE CONTRE-RÉACTION

Pour stabiliser tout l'ensemble, il faut prévoir une contre-réaction continue englobant toute la chaîne.

Comme le H.P. est isolé par un condensateur de 2 200 µF il faut prévoir une deuxième contre-réaction de type alternatif partant du diffuseur. Ceci se justifie également par le fait que les taux de contre-réaction en continu et en alternatif ne sont pas toujours les mêmes.

Considérons le montage complet de la figure 7. Nous retrouvons les circuits précédemment étudiés, avec, en plus, un étage supplémentaire soumis à deux types de contre-réaction.

Si nous nous plaçons en alternatif, de telle sorte que les capacités soient équivalentes à des court-circuits, on aboutit à un schéma équivalent de la figure 8A. T<sub>6</sub> est alimenté par la tension continue apparaissant sur la broche 4 du TDA 1420, mais, en simplifiant, on considère qu'il revient sur la charge R<sub>L</sub>.

En matière de CR, on obtient un pont diviseur RA/RB qui définit également le gain de la boucle fermée :

$$G_V = \sim \frac{R_A}{R_B}$$

puisque le gain de l'ensemble des étages suivants est très élevé grâce au montage boot-strap. On a donc :

$$G_V = \sim \frac{1365}{39} \# 35$$

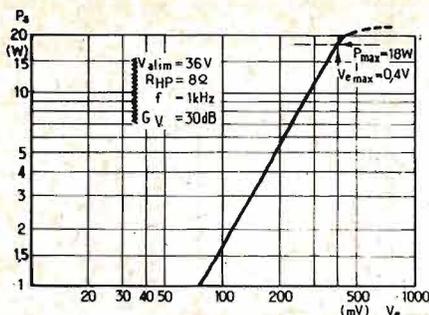


Fig. 9. - Courbe de la sensibilité en puissance du module amplificateur TDA 1420.

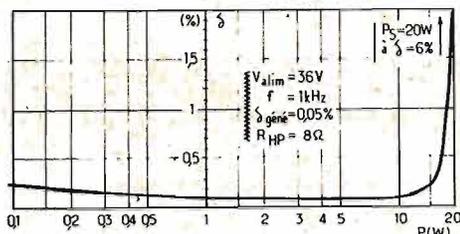


Fig. 10. - Courbe de la distorsion minimale obtenue au meilleur point de repos des étages de puissance du micro-circuit.

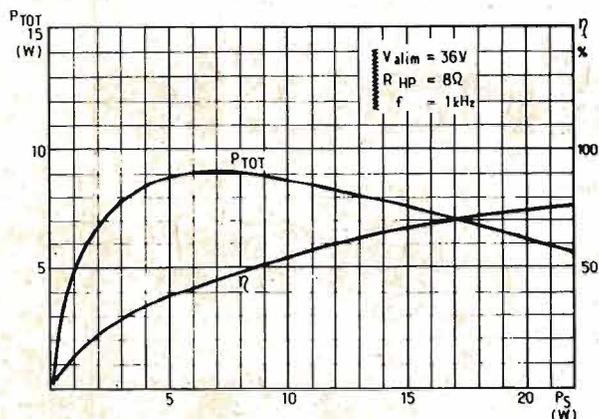


Fig. 11. - Analyse du rendement en puissance,  $V_{alim} = 36\text{ V}$  ;  $R_{HP} = 8\ \Omega$  ;  $f = 1\text{ kHz}$ .

En fait, il faut tenir compte de la résistance de sortie «  $r_e$  » d'émetteur de  $T_6$  qui vient en parallèle sur la  $39\ \Omega$ . Toutefois, on ne peut définir de façon précise la résistance du générateur d'attaque en  $V_e$  ; au repos il apparaît une résistance  $r_e$  assez élevée ce qui justifie sensiblement le gain ci-dessus.

Si l'on admet comme ci-dessus une tension de  $10\ V_{eff}$  sur  $8\ \Omega$ , pour avoir une puissance maximale, la sensibilité sera approximativement égale à :

$$S_e \# \frac{10}{35} \# 0,285\ V_{eff}$$

Nous verrons dans les mesures qui vont suivre que cela correspond à la réalité.

Pour stabiliser le fonctionnement en continu la résistance d'émetteur  $R_6$  de  $T_6$  revient non pas au  $+V_{CC}$  mais à la sortie 4 du TDA 1420. En effet, au repos, c'est-à-dire sans attaque, la tension continue s'élève à la moitié de la tension d'alimentation globale,  $V_{CC}$  ; ceci s'explique par le fait que l'étage de puissance est alimenté en asymétrique alors que sa structure est symétrique.

Si la tension en 4 du TDA 1420 vient à dériver,  $T_6$  modifie son courant de repos et la tension d'entrée du micro-circuit s'élève ou s'abaisse de telle façon que la dérive initiale disparaisse. Cette contre-réaction s'explique de la façon suivante :

Supposons que la tension conti-

nue de la sortie 4 vienne à décroître, le transistor  $T_6$  voit sa tension d'alimentation diminuer. Le potentiel existant sur  $R_5$  baisse aussi, ce qui diminue le courant de base de  $T_5$  ; il s'ensuit évidemment une réduction de son courant collecteur, d'où une élévation du potentiel en 1 et 2 du TDA 1420. Comme l'amplificateur possède un gain de +1, cela contribue à relever le niveau continu en 4 alors qu'il avait tendance à décroître au début. On assiste bien à une contre-réaction qui stabilise effectivement le point de repos de tout le système.

Les autres composants, ajoutés figure 8B, n'agissent qu'en alternatif.

#### SENSIBILITÉ DE L'AMPLIFICATEUR COMPLET

Le montage de la figure 7 constitue un module de puissance capable de fournir une puissance de 20 W avec une distorsion inférieure à 10 %.

La sensibilité d'attaque est donnée figure 9. Pour une tension d'alimentation de 36 V, il faut 400 mV pour obtenir 18 W, puissance n'entraînant qu'un minimum de distorsion ( $\delta \leq 1\%$ ).

La saturation s'opère après 20 W. La courbe paraît parfaitement droite, gage d'une bonne linéarité (absence de transmodulation).

#### DISTORSION HARMONIQUE

Le système étant constitué d'un « push-pull » classe B, la distorsion dépendra du sérieux avec lequel le point de repos a été choisi. En effet il faut maîtriser la distorsion de croisement si l'on veut que la courbe de distorsion ne remonte pas trop pour les faibles puissances. Ceci est conditionné par les résistances de  $1,5\ k\Omega$  ( $R_7$  et  $R_8$ ) qui peuvent éventuellement être ajustées pour caler au mieux le point de repos sur le coude des caractéristiques  $I_B/V_B$  de  $T_1$  et  $T_2$ .

Avec une tension d'alimentation totale de 36 V on obtient bien une distorsion minimale pour  $R_7 = R_8 = 1,5\ k\Omega$  ; voir figure 10. La courbe reste au voisinage de 0,1 % de 0,5 W à 10 W.

Pour  $\delta \leq 0,5\%$  la puissance disponible s'étend de 0,05 W à 17 W.

Le générateur, filtré, possède une distorsion propre de 0,05 %. Si les résistances  $R_7$  et  $R_8$  ne sont pas bien adaptées au micro-circuit et malgré les précautions prises par les contre-réactions, la courbe obtenue figure 10 peut légèrement remonter. L'expérience montre que l'on ne dépasse pas 0,5 %.

#### RENDEMENT EN PUISSANCE

La puissance dissipée par le micro-circuit est maximum pour une puissance de sortie moyenne : c'est le propre de la classe B. Il importe, de toute façon, d'adapter au micro-circuit un radiateur thermique de bonnes dimensions ( $6 \times 8\text{ cm}$  à ailettes) car pour  $P_s = 7\text{ W}$ , la capsule dissipe 9 W. Après ce maximum la courbe décroît doucement (figure 11). Le rendement augmente lui, jusqu'à 78 % pour la puissance de crête (22 W).

#### LIMITES SUPÉRIEURES

Signalons, pour finir, que la puissance disponible augmente sensiblement pour  $R_{AP} = 4\ \Omega$ .

La dissipation croît toutefois assez dangereusement pour le micro-circuit si l'on maintient une tension d'alimentation de 36 V. Notons, ci-après, les limites suivantes pour le TDA 1420 :  
**VALEURS MAXIMALES :**  
 $V_{CEo} = 44\text{ V}$   
 $V_{CBo} = 55\text{ V}$   
 $I_{crête} = 3,5\text{ A}$   
 $I_{co} = 3\text{ A}$   
 $P_{tot} = 30\text{ W}$  ( $T_j = 60^\circ\text{C}$ ).

Roger Ch. HOUZE  
 Professeur à l'E.C.E.

# circuits électroniques expérimentaux

## ALIMENTATION SANS TRANSFORMATEUR À CAPACITÉ-SÉRIE

**L**ES appareils à transistors étant le plus souvent alimentés en basse tension, il est possible de les brancher sur des piles, mais à la longue, ce mode d'alimentation s'avère onéreux, surtout lorsqu'on dépasse 6 V, ce qui est le cas très souvent.

On pense évidemment à l'alimentation sur secteur, mais alors se pose le problème du transformateur que l'on ne trouve pas toujours dans le commerce, aux caractéristiques exactes requises. Vient alors l'idée d'utiliser directement la tension du secteur en la réduisant à l'aide d'un composant résistif ou réactif. Avec une résistance c'est facile, mais une grande partie de la puissance consommée se perd sous forme de chaleur.

Reste la solution de la capacité-série. La solution est excellente mais il faut savoir déterminer la valeur de la capacité en fonction des données des problèmes.

Rappelons que la réactance d'un condensateur est :

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}$$

avec  $X_c$  en ohms,  $f$  en hertz et  $C$  en farads, ou encore  $X_c$  en ohms,  $f$  en mégahertz et  $C$  en microfarads.

Lorsqu'on réalise un montage comme celui de la figure 1 (A), on voit que le courant alternatif traverse aussi bien  $C$  que  $R$  et sa valeur est la même dans ces deux composants.

On a :  $E = iZ$  où  $Z$  est l'impédance du circuit série composé de  $R$  et de  $C$ .

La valeur de  $Z$  est obtenue en prenant la racine carrée de  $X_c^2 + R^2$ .

Exemple :

$$f = 50 \text{ Hz}, C = 100 \mu\text{F}$$

On a :

$$X_c = \frac{10^6}{6,28 \cdot 50 \cdot 100} \text{ ohms}$$

ce qui donne  $31,84 \Omega$ .

La valeur de  $Z$  est alors :

$$Z^2 = 31,84^2 + 100^2 = 11004 \text{ ohms au carré,}$$

$$\text{ou } Z = 104,9 \Omega \approx 105 \Omega.$$

Réalisons maintenant un montage d'alimentation comme celui de la figure 1 (B) qui est d'ailleurs analogue au précédent.

Ici, le générateur est le secteur que l'on suppose de résistance

nulle ou négligeable par rapport  $X_c$  et  $R$ .

$R$  est la résistance équivalente de charge, autrement dit, une résistance remplaçant l'appareil à alimenter sous une tension alternative (avant redressement) de  $e_1$  volts sous  $i$  ampères. Cela donne :

$$R = \frac{e_1}{i} \text{ ohms}$$

Connaissant  $R$  et la tension du secteur de fréquence  $f$ , on pourra calculer aisément  $C$ .

Exemple. La consommation d'un appareil précédé d'un système redresseur est de 40 V efficaces, sous 2 A alternatif.

On a, dans ces conditions :

$$R = \frac{40}{2} = 20 \Omega$$

Le secteur alternatif dont on dispose est de 110 V par exemple, donc  $e = 110$  V efficaces

On a les relations :

$$i = e/Z$$

$$V_c = i X_c$$

où  $V_c$  est la tension aux bornes de  $C$

$$V_R = iR$$

ou  $V_R$  est la tension aux bornes de  $R$

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$Z^2 = X_c^2 + R^2$$

Comme  $e$  et  $i$  sont connus, on a aussi :

$$Z = e/i$$

De ce fait on a :

$$X_c^2 = Z^2 - R^2 \text{ d'où } X_c$$

Connaissant  $X_c$  et  $f$ , on en déduit  $C$  par la relation :

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} \text{ farads}$$

avec  $f$  en hertz et  $X_c$  en ohms ou, encore,

$$C = \frac{10^6}{2\pi f X_c} \mu\text{F}$$

avec  $f$  en hertz et  $X_c$  en ohms.

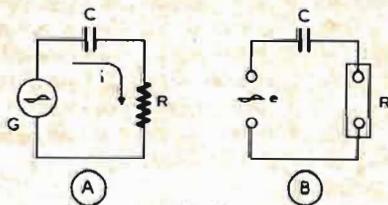


Fig. 1

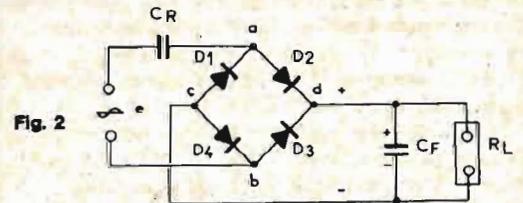


Fig. 2

Exemple  $e = 110 \text{ V}$ ,  $R = 20 \Omega$ ,  $i = 2 \text{ A}$  d'où  $Z = 110/2 = 55 \Omega$ .

on a  $X_c^2 = 55^2 - 20^2 = 2625$

$$X_c = 51,2 \Omega$$

d'où l'on déduit :

$$C = \frac{10^6}{6,28 \cdot 50 \cdot 51,2} = 390 \mu\text{F}$$

Remarquons que les tensions sur C et R sont :

sur C :  $X_c i = 51,2 \cdot 2 = 102,4 \text{ V}$

sur R :  $R i = 20 \cdot 2 = 40 \text{ V}$

De ce fait, on doit trouver, pour ces deux tensions en quadrature :

$$110^2 = 102,4^2 + 40^2$$

ce qui est parfaitement vérifié.

On arrive maintenant à l'étape suivante où l'on fait intervenir le système redresseur.

Considérons le schéma de la figure 2. On ne peut pas déterminer avec précision la tension alternative entre a et c du pont, nécessaire pour obtenir une tension continue E donnée aux bornes du condensateur de filtrage.

Si  $e_{ab}$  est la tension alternative efficace entre les points a et b et E, la tension continue aux bornes de  $C_F$ , on prendra  $e_{ab} = 1,3 E$  à  $1,5 E$ .

Ainsi, si la tension de sortie est de 20 V, celle à appliquer au pont sera de 26 à 30 V alternatif efficace, le courant passant par  $C_R$  étant le même que celui continu passant par  $R_L$ .

Un problème important est le choix de  $C_R$ . Il ne doit pas être polarisé. Actuellement, on trouve aisément des condensateurs de ce genre. Les pertes doivent être faibles, sinon elles donneront lieu à une dissipation de chaleur.

Pratiquement, le dispositif de la figure 2 sera réservé à un appareil d'alimentation **rapidement réalisable et provisoire**, en attendant le transformateur abaisseur convenable. On se limitera à des courants faibles, ce qui permettra d'utiliser des condensateurs non électrochimiques de faible valeur.

Soit par exemple, le cas d'une alimentation de 15 V, sous 0,1 A et adoptons le schéma de la figure 3.

On a  $R_L = 15/0,1 = 150 \Omega$ , avec  $i = 0,1 \text{ A}$  et  $E = 15 \text{ V}$ .

Dans ces conditions, prenons  $e_{ab} = 20 \text{ V}$  efficaces, par exemple. Si le secteur est de 110 V on a,  $e = 110 \text{ V}$ ,  $Z = 110/0,1 = 1100 \Omega$ . D'autre part, dans le schéma de la figure 1 (B), on prendra  $R > R_L$  et ces deux résistances seront proportionnelles aux tensions, ce qui donne,  $R = 1,3 R_L$  à  $1,5 R_L$ . Prenons :

$$R = \frac{20}{15} R_L = 1,33 R_L = 200 \Omega$$

Dès lors, le calcul approximatif de  $C_R$  est facile. On a :

$$X_c^2 = Z^2 - R^2$$

ce qui donne  $X_c^2 = 1100^2 - 200^2$  ou  $X_c^2 = 1170\,000 \text{ ohms au carré}$ ,

$$X_c = 1081 \Omega = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$\text{d'où } C = \frac{1}{2\pi f \cdot 1081} \text{ farads}$$

ce qui donne, en microfarads :

$$C = \frac{10^6}{6,28 \cdot 50 \cdot 1081} = 2,94 \mu\text{F}$$

soit, 3  $\mu\text{F}$ , valeur qui peut se trouver aisément en modèle en papier ou autre, en petites dimensions.

La tension de service sera d'au moins, quatre fois supérieure à celle du secteur, soit 500 V alternatif service. (Secteur de 110 V).

Comme mise au point, on procédera de la manière suivante : si la tension de sortie est trop faible, augmenter  $C_R$ , si elle est trop élevée, monter une résistance en série avec  $C_R$ . Remarquons que si la charge  $R_L$  était modifiée, ce qui est rarement le cas avec une « utilisation » déterminée, la valeur de  $C_R$  devrait être modifiée.

Dans un autre article, on a traité du même problème mais avec une résistance à la place de  $C_R$ . L'emploi d'une résistance est intéressant lorsque la chute de tension est faible.

Valeurs des réactances :

$$X_c = \frac{10^6}{2\pi f C}$$

TABLEAU I

C ( $\mu\text{F}$ )	$X_c (\Omega)$	$X_c^2 (\Omega^2)$
1	3 184	10 137 856
2	1 592	2 534 464
4	795	632 025
8	398	158 404
16	199	39 601
35	127	16 129
32	99,5	9 900
50	63,69	4 056
100	32,84	1 013
1 000	3,18	10,1124
10 000	0,318	0,101124

avec  $X_c$  en ohms et C en microfarads, voici quelques valeurs de  $X_c$  et les valeurs correspondantes de C (voir tableau 1).

On a utilisé la formule pratique, valable pour  $f = 50 \text{ Hz}$

$$X_c = \frac{3184}{C} \text{ ohms}$$

avec C en  $\mu\text{F}$ .

### UN MONTAGE À CARACTÉRISTIQUES VARIABLES

En se basant sur les données précédentes, il est possible d'établir une alimentation comme celle de la figure 3, dans laquelle on a introduit deux dispositifs :

- 1) une résistance variable  $R_v$  ;
- 2) un commutateur  $I_1$  à cinq positions (ou tout autre nombre) mettant en circuit des capacités différentes  $C_1, C_2 \dots C_5$  de valeurs croissantes, par exemple de 2 en 2 fois plus grandes.

Les valeurs des éléments se détermineront d'après les données du problème. Par exemple, si  $R_L = 150 \Omega$  avec une tension de sortie de 15 V et un courant de sortie de 0,1 A, on a vu plus haut que  $C_R = 3 \mu\text{F}$  environ si la tension du secteur est de 110 V. En partant de ces données, on pourra prendre  $R_v = X_c$ , donc  $R_v =$

1 000  $\Omega$ . Ce sera un potentiomètre ou une résistance variable laissant passer un courant élevé, par exemple 0,2 A, ce qui implique une puissance :

$$P = R i^2 = 1\,000 \cdot 0,04 = 40 \text{ W}$$

Plus simplement, on pourra aussi prévoir plusieurs résistances fixes de 4 W en série et un commutateur, par exemple 5 résistances de 200  $\Omega$  dont l'une sera variable. La puissance sera alors de 4 W pour la résistance variable, ce qui est plus économique.

Cette variante est indiquée à la figure 4. Remarquons ce commutateur  $I_2$ .

Aucune commutation ne se fera lorsque l'appareil sera sous tension.

Les capacités seront, par exemple : 6  $\mu\text{F}$ , 3  $\mu\text{F}$ , 2  $\mu\text{F}$ , 1  $\mu\text{F}$ , 0,5  $\mu\text{F}$ . Des alimentations de ce genre sur 220 V ne sont pas recommandées. Voici maintenant des analyses d'autres montages électroniques. Nous allons étudier quelques applications de transistors unijonctions (UJT).

### APPLICATIONS DU 2N 2646

Le 2N 2646 est fabriqué par la General Electric et on le trouve aisément en France.

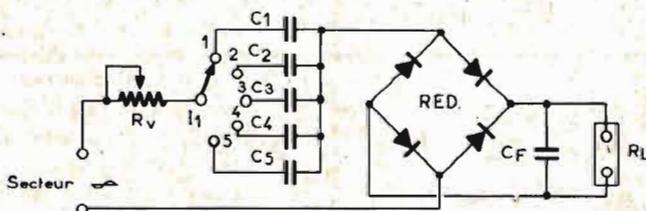


Fig. 3

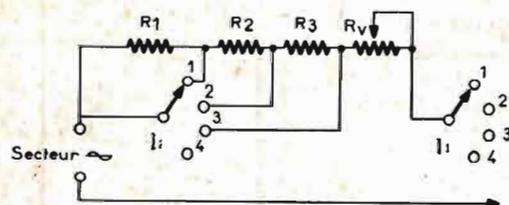


Fig. 4

On peut l'alimenter sous une tension pouvant atteindre 12 V et de « bonnes valeurs » sont 9 et 12 V.

La dissipation de puissance est, au maximum de 300 mW. Il se branche comme l'indique la figure 5. La base B<sub>2</sub> est connectée électriquement au boîtier.

Voici à la figure 6 un schéma de générateur de signaux rectangulaires, utilisant Q<sub>1</sub> = 2N 2646 UJT et Q<sub>2</sub> = Q<sub>3</sub> = 2N 2926 transistors NPN.

Les transistors Q<sub>2</sub> et Q<sub>3</sub> constituent, avec les éléments R et C associés, un multivibrateur bistable, donc restant indéfiniment dans un des deux états possibles à moins qu'il ne reçoive pas une impulsion extérieure.

Cette impulsion est reçue sur les émetteurs réunis de ces deux NPN, provenant du 2N 2646 UJT dont le montage en oscillateur est classique : base I, B<sub>1</sub>, à la masse par R<sub>4</sub>, B<sub>2</sub> au + par R<sub>3</sub>, émetteur E au + par R<sub>1</sub> (variable) et R<sub>2</sub> fixe, avec C<sub>1</sub> comme condensateur de charge et décharge. Le signal est pris sur la base I pour être transmis au bista-

ble. De ce fait, à chaque période du signal de l'UJT, correspondra une demi-période du signal de sortie du bista-

ble. On disposera de deux signaux rectangulaires sur les collecteurs, l'un inversé par rapport à l'autre.

Les condensateurs C<sub>2</sub> et C<sub>3</sub> seront égaux et leur valeur sera environ C<sub>1</sub>/100, par exemple, si C<sub>1</sub> = 1 μF, C<sub>2</sub> = C<sub>3</sub> = 10 nF.

Le minimum de C<sub>2</sub> et C<sub>3</sub> est de 100 pF environ.

On déterminera la fréquence par le choix de C<sub>1</sub> (à partir de 10 nF minimum) et du réglage de R<sub>1</sub>.

Pour connaître la fréquence, on utilisera la relation :

$$f = \frac{10^6}{RC} \text{ Hz}$$

avec R en ohms et C en microfarads.

Par exemple, si C = 2 μF et R = 100 kΩ, on trouve :

$$f = \frac{1\,000\,000}{2 \cdot 100\,000} = 5 \text{ Hz}$$

Si C = 10 nF et R = 3 kΩ, on a :

$$f = \frac{1\,000\,000}{0,01 \cdot 3\,000} = 33\,333 \text{ Hz}$$

Dans ces expressions, R = R<sub>1</sub> + R<sub>2</sub>, ou R<sub>1</sub> a la valeur sur laquelle on l'a réglée.

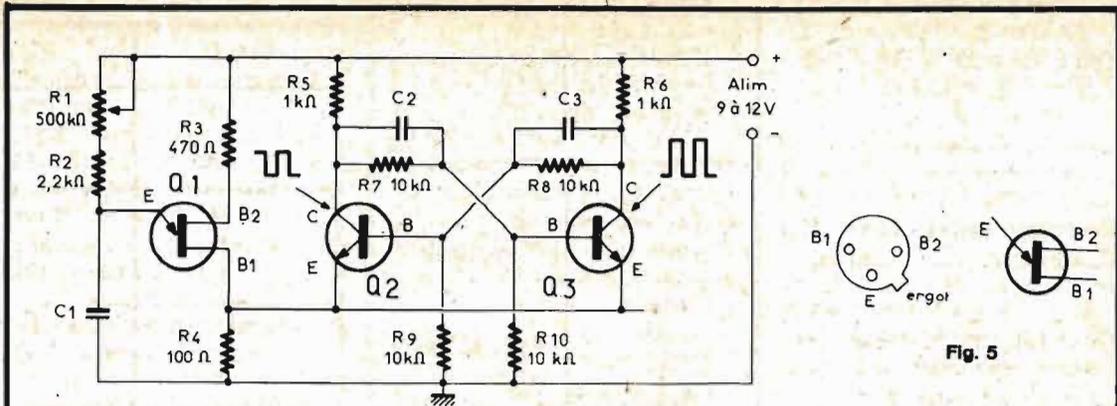


Fig. 6

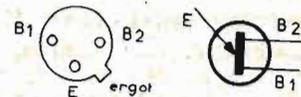


Fig. 5

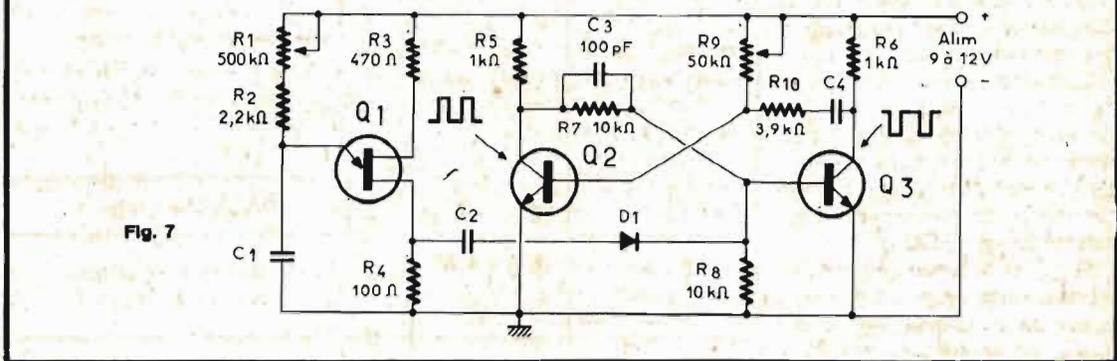


Fig. 7

Un dispositif plus perfectionné peut être établi en remplaçant C<sub>1</sub> par un commutateur à plusieurs positions, mettant en circuit des

capacités de différentes valeurs, par exemple, 10 nF, 0.1 μF, 1 μF, 10 μF, 100 μF.

Il est évident que les signaux

rectangulaires auront une fréquence moitié de celle de l'oscillateur à UJT.

### GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

Avec le montage de la figure 7, on pourra réaliser un générateur d'impulsions positives et négatives.

On utilisera comme précédemment, Q<sub>1</sub> = 2N 2646, Q<sub>2</sub> = Q<sub>3</sub> = 2N 2926 NPN.

Le montage de l'UJT est inchangé. Le signal engendré par l'UJT, à la fréquence f, est transmis par C<sub>2</sub> et D<sub>1</sub> (diode quelconque au germanium, par exemple 'A 95 de la RTC) à la base de Q<sub>3</sub>.

Le multivibrateur Q<sub>2</sub> - Q<sub>3</sub> est du type monostable. De ce fait, les signaux de sortie (sur les collecteurs) sont inversés, de même forme et de fréquence f également.

On pourra obtenir par le réglage de R<sub>1</sub>, une variation de fréquence de 100 fois, entre 10 et 1 000 Hz, avec des durées des impulsions de 50 à 500 μs.

Les impulsions dépendent des valeurs de R<sub>9</sub>, R<sub>10</sub> et sont déclenchées par des impulsions positives du signal engendré par l'UJT, transmises par C<sub>2</sub> et D<sub>1</sub>.

La fréquence dépend, comme précédemment, de R<sub>1</sub> et du choix de C<sub>1</sub>. Prendre, par exemple C<sub>2</sub> = C<sub>4</sub> = C<sub>1</sub>.

RÉGULATEURS DE TENSION...

**Dynatra**

SURVOLTEURS DÉVOLTEURS ÉLECTRONIQUES

**Dynatra**

TRANSFORMATEURS...

toujours... **Dynatra**

41, rue des Bois - 75019 PARIS - FRANCE  
Tél. : 607.32.48 - Télex 21 342 F

**R.A.M.**

131, BD DIDEROT, PARIS (12<sup>e</sup>) - Métro NATION

TEL. : 307-62-45

**SERA FERME EN AOUT**

**Hâtez-vous pour commander !**

On pourra utiliser l'un des signaux de sortie ou tous les deux selon l'application requise.

### GÉNÉRATEUR DE « O » ET « F » VARIABLES INDÉPENDAMMENT

Par F et O, on entend les périodes de conduction et de blocage d'un multivibrateur.

Le montage de la figure 8 présente des analogies avec les précédents. On voit qu'il y a deux circuits différents pour la charge de  $C_1$ , l'un avec  $R_1-R_2$  et l'autre avec  $R_3-R_4$ .

Le multivibrateur  $Q_2-Q_3$  bistable, « choisit » le circuit CR qui doit servir grâce à la connexion effectuée par la diode  $D_2$  entre  $D_1$  et le collecteur de  $Q_3$ . Voici comment fonctionne ce montage.

L'alimentation étant branchée, supposons  $Q_2$  conducteur et  $Q_3$  bloqué. Dans ces conditions, le collecteur de  $Q_2$  est à zéro volt (donc au potentiel de la masse) et  $D_4$  est polarisé en direct (anode positive par rapport à la cathode) tandis que  $D_3$  est polarisé à l'inverse.

Il s'ensuit que  $C_1$  ne reçoit aucun courant de charge provenant de  $R_3-R_4$ .

D'autre part, au même moment, le collecteur de  $Q_3$ , est au potentiel positif le plus élevé puisque ce transistor est bloqué. De ce fait,  $D_2$  est polarisée à l'inverse. Comme  $D_1$  est polarisée en direct, le courant de charge de  $C_1$  passe par  $R_1-R_2$  seulement.

A la fin du cycle, l'UJT est déclenché et à son tour, il déclenche le multivibrateur bistable. Il en résulte que  $Q_2$  passe au blocage et  $Q_3$  à la conduction. Les états des diodes sont alors inversés et c'est  $R_3-R_4$  qui transmettent le courant de charge de  $C_1$ .

Les diodes  $D_2$  et  $D_4$  seront au germanium, par exemple des OA 90. Les diodes  $D_1$  et  $D_3$  seront au silicium par exemple de 1N914.

Prendre  $C_3 = C_2 = C_1/100$ , avec  $C_1 > 10$  nF, donc  $C_2$  et  $C_3 > 100$  pF. Adopter  $Q_1 = 2N 2646$ ,  $Q_2 = Q_3 = 2N 2926$ .

Lorsque  $C_1 = 0,1 \mu F$  par exemple, on pourra régler séparément les durées des états des deux impulsions de sortie, avec  $R_1$  et  $R_3$ , entre  $500 \mu s$  et  $50$  ms.

### GÉNÉRATEURS À FRÉQUENCE ET RAPPORT CYCLIQUE VARIABLES

A la figure 9, on donne le schéma d'un générateur permettant d'obtenir des impulsions à fréquence variable et périodes partielles variables.

Il utilise un UJT,  $Q_1 = 2N 2646$  et quatre transistors PNP,  $Q_2$  à  $Q_5$  du type 2N 3702.

L'alimentation de 9 à 12 V, doit être régulée. Le rapport cyclique étant par exemple de 9 à 1, la fréquence  $f$  pourra être modifiée dans la gamme 10 à 1 000 Hz sans que le rapport cyclique soit modifié.

D'autre part, si par exemple  $f = 100$  Hz, le rapport cyclique pourra être modifié de 100 à 1 sans que  $f$  varie.

On pourra aussi modifier ces deux grandeurs considérées sépa-

rément sans qu'il y ait interaction entre elles.

Dans le montage de la figure 9,  $Q_2$  et  $Q_3$  constituent une paire « Darlington » dite aussi super-alpha, à sortie sur l'émetteur de  $Q_3$ . Cette sortie fournit sur faible impédance, un signal en dent de scie, qui passe par la chaîne  $R_6-R_7-R_8$  sans que la fréquence de l'UJT en soit affectée.

Le signal est transmis par  $R_9$  au trigger de Schmitt composé de  $Q_4$  et  $Q_5$ .

En réglant  $R_7$ , on fera varier le rapport cyclique. Les résistances variables  $R_6$  et  $R_8$  limitent la variation permise avec  $R_7$ .

Avec l'UJT, on pourra obtenir, en agissant sur  $R_1$  et  $C_1$ , diverses fréquences.

### BASE DE TEMPS

Pour terminer cette revue des applications de l'UJT, voici à la

figure 10, le schéma d'une base de temps, utilisant un UJT et un transistor PNP 2N 3702.

Le signal engendré par  $Q_1$ , apparaît sur l'émetteur d'où il est transmis à la base de  $Q_2$  et donne sur le collecteur, une tension en dent de scie positive.

On obtiendra avec la variation de  $R_1$  et le choix de  $C_1$ , des fréquences de 20 à 3 000 Hz, avec  $C_1 = 0,1 \mu F$ . Si l'on prend  $C_1 = 1 \mu F$ , la variation de fréquence s'effectuera entre 2 et 300 Hz.

Pour limiter cette variation, réduire  $R_1$ . Le minimum de fréquence est 0,017 Hz (moins de 1 cycle par minute).

Les montages à UJT ont été proposés par R.-M. Marston dans Radio Electronics - Vol. XXXIX, N° 6.

G. BLAISE

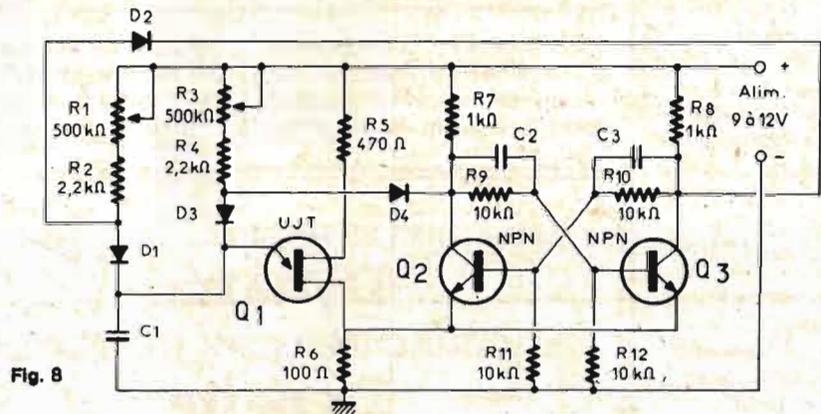


Fig. 8

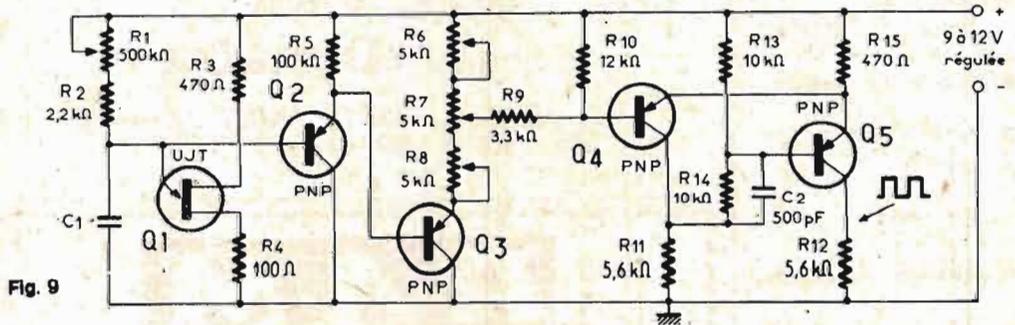


Fig. 9

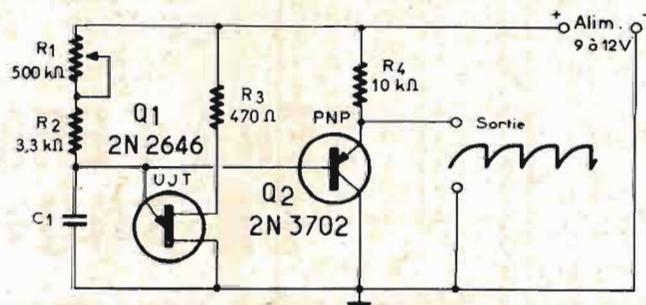
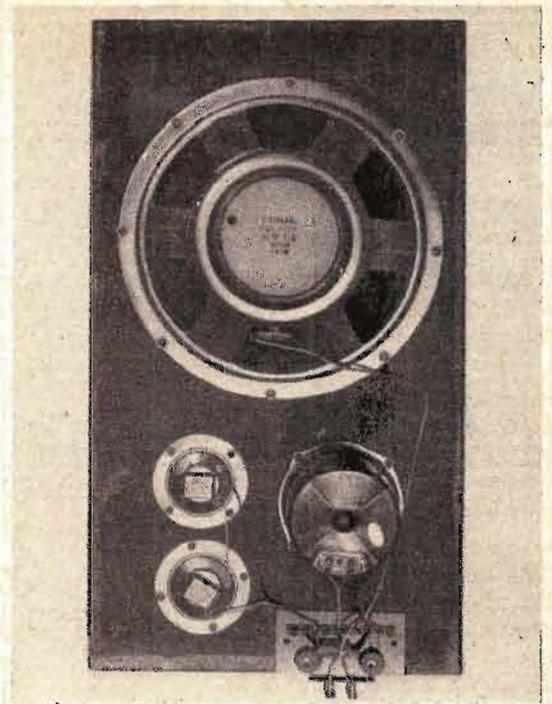


Fig. 10

# LES ENCEINTES ACOUSTIQUES EN KIT CORAL ~ IMD



**L**E marché du kit se développe de jour en jour en France. Beaucoup d'ensembles ou appareils électroniques sont proposés sous cette forme de commercialisation, depuis le montage d'initiation jusqu'aux enceintes acoustiques en passant bien entendu par tous les préamplificateurs et amplificateurs.

Il était en conséquence normal

pour les personnes qui s'intéressent aux problèmes de sonorisation, que l'on retrouve en kit l'essentiel d'une chaîne HI-FI. L'avantage du kit repose sur le fait qu'outre avoir le plaisir d'assembler soi-même les éléments constitutifs de l'ensemble qu'on a projeté de monter, on réalise une substantielle économie.

Les établissements IMD, déjà

connus pour leur matériel d'importation et leurs kits pour débutants viennent de compléter leur catalogue de l'importation de trois enceintes acoustiques en kit, proposées à des prix avantageux.

Il s'agit des modèles et références suivantes :

**8 SA1 :** 3 haut-parleurs, 3 voies, puissance 35 W.

**10 SA1 :** 3 haut-parleurs, 3 voies, puissance 50 W.

**12 SA1 :** 4 haut-parleurs, 3 voies, puissance 60 W.

Parmi ces trois modèles de base, nous avons choisi le type 8 SA1 comme exemple de montage bien que notre photographie de présentation soit celle du kit 12 SA1.

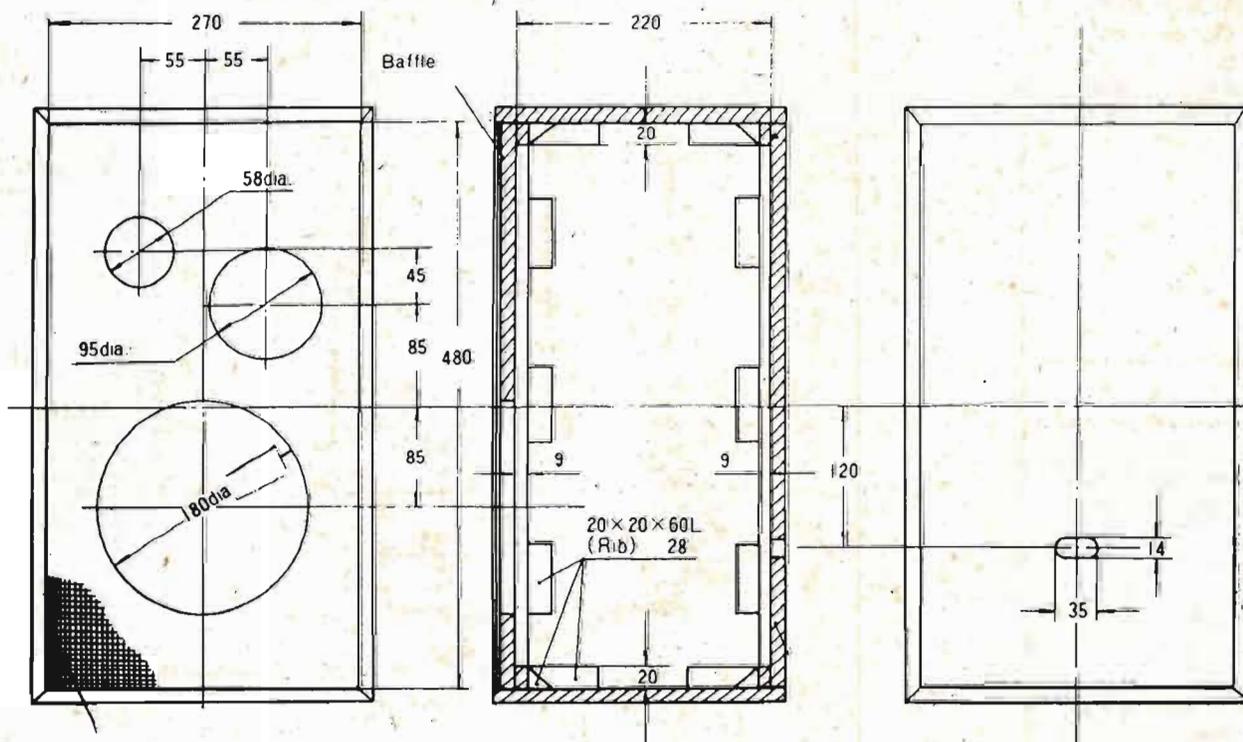
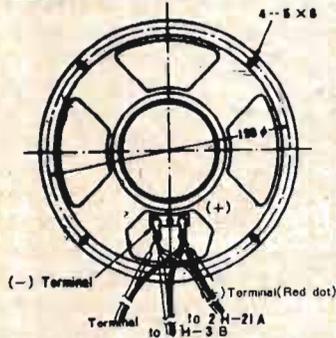
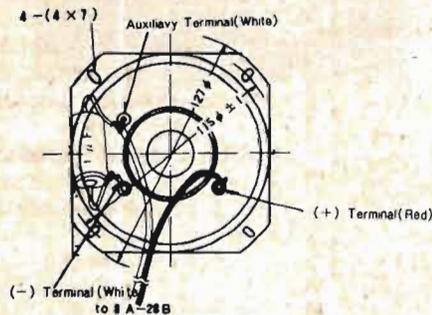


Fig. 1

### Woofer 8A-28B



### Mid-range 4H-3B



### Tweeter 2H-21A

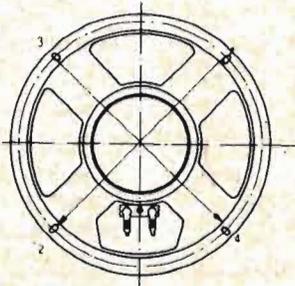
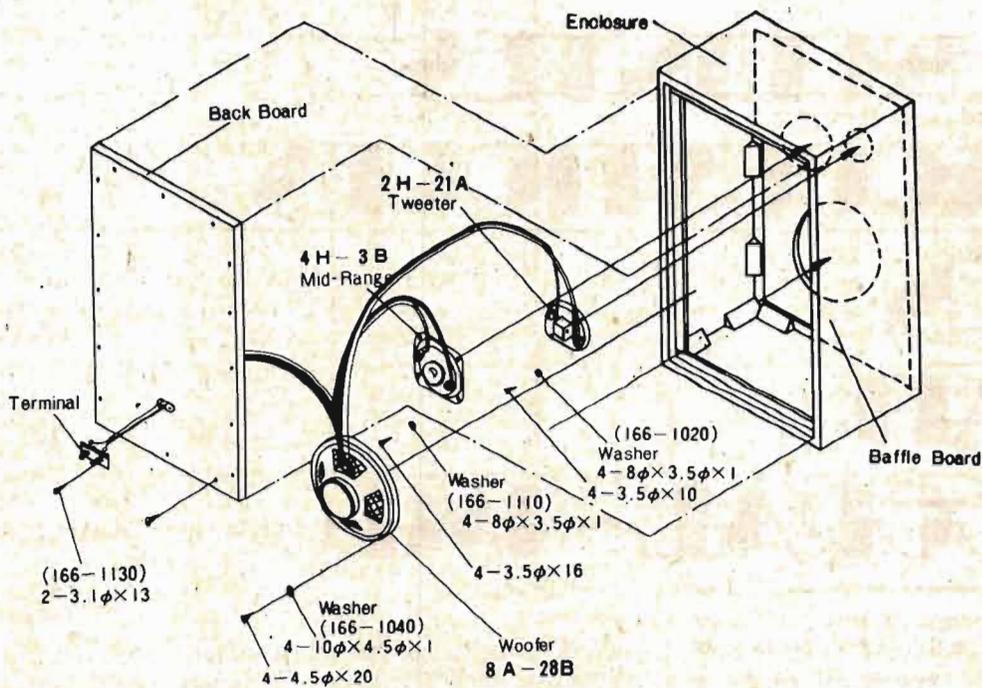
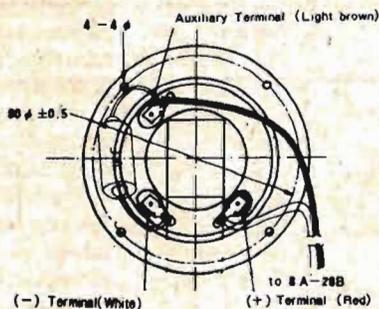


Fig. 2 et 3

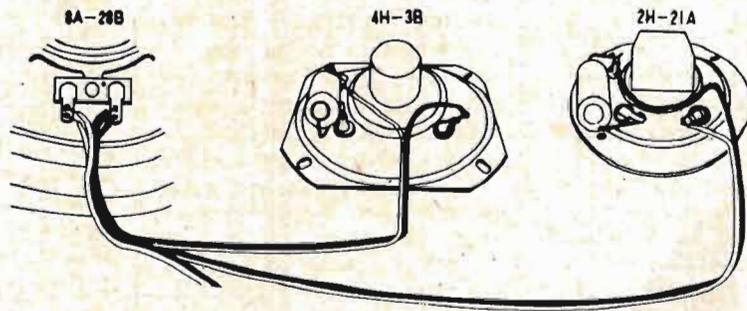
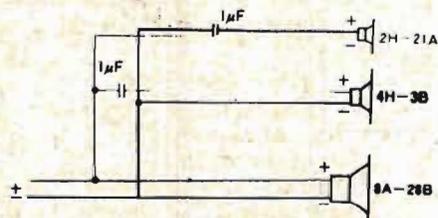


Fig. 4

## PRÉSENTATION

Le kit se compose essentiellement d'un livret de montage, d'une notice ou traduction, des différents haut-parleurs et de tous les accessoires nécessaires aux liaisons et assemblages mécaniques.

Dans ces conditions, il ne reste plus à l'amateur qu'à réaliser lui-même l'enceinte, c'est-à-dire tailler le panneau frontal et le baffle en suivant les croquis cotés.

## CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES DES HAUT-PARLEURS

TYPE	WOOFER (8 A 28 B)	MEDIUM (4 H 3 B)	TWEETER (2 H 21 A)
Impédance d'entrée	8 ohms	8 ohms	8 ohms
Fréquence de résonance	65 Hz	—	—
Sensibilité du H.P. mesurée à 1 m du H.P. pour une puissance de 1 watt	94 dB	92 dB	92 dB
Courbe de réponse	70 à 10 000 Hz	4 000 Hz 10 000 Hz	5 000 Hz 20 000 Hz
Densité du flux	10 000 Gauss	6 500 Gauss	10 000 Gauss
Flux magnétique total	60 000 Maxwell	9 100 Maxwell	14 000 Maxwell
Poids	820 g	100 g	100 g

### COMMENT MONTER L'ENCEINTE

Comme l'ébénisterie n'est pas fournie, il conviendra de faire soi-même l'enceinte en utilisant du contre-plaqué d'au moins 15 mm d'épaisseur.

La notice de montage, précise, par ailleurs d'employer pour l'assemblage exclusivement des colles chimiques spéciales pour le travail du bois.

Le croquis de la figure 1 précise

### CARACTÉRISTIQUES DE L'ENSEMBLE UNE FOIS MONTÉ

Type d'ébénisterie .....	Fermé
Système .....	3 voies 3 H.P.
Impédance totale d'entrée .....	8 ohms
Fréquence de coupure .....	4 000, 9 000 Hz
Courbe de fréquence .....	70 à 20 000 Hz
Sensibilité .....	93 dB
Puissance .....	35 watts

les diverses dimensions de l'enceinte, qu'il faudra bien entendu respecter pour tirer le meilleur parti du kit.

Quelques recommandations sont en outre faites au niveau de la finition et de l'emploi du tissu protecteur du panneau frontal et

## BIBLIOGRAPHIES

### LES MODULES ÉLECTRONIQUES D'INITIATION B. FIGHIERA

**L'**INITIATION par la pratique, tel pourrait s'intituler cet ouvrage. En effet, fort de l'expérience acquise au cours des précédents ouvrages, l'auteur a pu suivre une trame, un fil conducteur 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 », car c'est seulement le montage ou module terminé que l'amateur sera conduit au jeu naturel du savoir « comment ça marche ».

Principaux chapitres :

- Sachez reconnaître les composants.
- Comparez les différentes méthodes de réalisation.
- Réalisez-vous mêmes (les modules).

— Où trouvez les composants. Réalisations très détaillées (schéma de principe, tracé de circuit imprimé, implantation des éléments, liste des composants, photographie pour chaque montage).

— Ce qu'on peut faire sans source d'alimentation — pour mesurer les capacités — Un amplificateur BF simplifié — Un indicateur de direction — Un détecteur universel — Un émetteur AM — Une sirène à effet sonore et lumineux — Une touche sensitive — Une unité de vibrato — Un grillon électronique — Un thermomètre sonore — Un casse-tête électronique — Une chouette électronique — Un simple pile ou face — Un récepteur pour l'écoute des stations mondiales OC — Un cadenceur à relais — Un tambour électronique.

En d'autres termes un ouvrage de plus en plus accessible de plus en plus pratique.

Avec en encart un code des résistances et condensateurs tout en couleur et pelliculé.

### LES ORGUES ÉLECTRONIQUES ULTRA-MODERNES PAR F. JUSTER

**C**E livre a été écrit pour tous ceux qui s'intéressent à la musique et à l'électronique.

Les non-électriciens trouveront des nombreux renseignements sur les possibilités prodigieuses offertes par les orgues électroniques et cela, pour des prix de revient de 10 à 100 fois moindres que ceux des orgues à tuyaux.

Ces lecteurs pourront, en pleine connaissance de cause, choisir l'instrument qui leur conviendra, chez les constructeurs spécialistes, ou en chargeant un électronicien compétent de monter l'orgue avec un ensemble de composants nommé « kit » qu'il trouvera en France et dans tous les pays voisins.

Les électroniciens amateurs de musique pourront, eux aussi, devenir possesseurs d'un orgue électronique en le construisant eux-mêmes. La lecture de ce livre les conduira au meilleur choix du

de la laine de verre ou feutre destinés à absorber les résonances.

Pour le montage des haut-parleurs, le constructeur précise l'ordre suivant woofer, médium et tweeter. Ces derniers seront fixés à l'aide de vis à bois et rondelles sur le panneau frontal comme l'exprime le croquis de montage. Le croquis de la figure 3 précise la façon d'orienter les haut-parleurs.

Le montage « mécanique » terminé, il suffira de procéder au câblage général des éléments associés aux haut-parleurs à savoir les deux condensateurs de 1  $\mu$ F chacun en suivant les croquis.

Des fils de couleurs permettront de respecter les polarités de chaque haut-parleur, afin de pouvoir disposer sur la borne terminale d'un sens de branchement destiné à la mise en phase des enceintes dans le cas d'une installation stéréophonique.

L'assemblage se terminera par la fixation de la plaque arrière au corps de l'enceinte à l'aide de vis à bois.

montage mais nous leur conseillons de demander à un spécialiste des kits, de composer pour eux, l'ensemble qui correspond le mieux à l'instrument désiré.

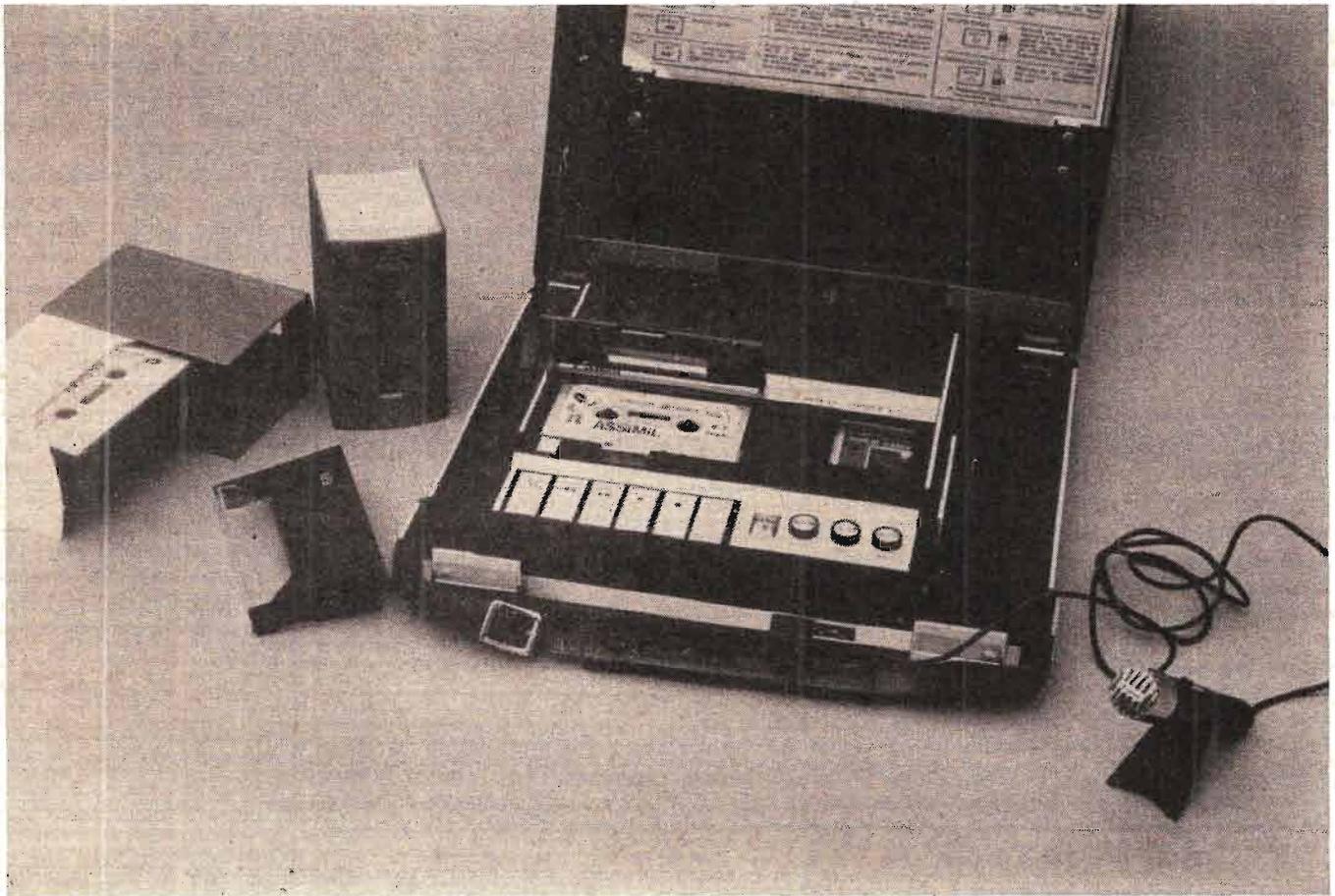
Bien entendu, les lecteurs de ce livre y trouveront des renseignements sur tous les composants nouveaux, leur mode de fonctionnement et leurs montages d'application dans des orgues ultra-modernes à accord unique.

Nous avons limité nos exposés aux orgues électroniques. Tout ce qui concerne la musique électronique (synthétiseurs, générateurs de mélodies et d'accords et tous autres appareils pour compositeurs) sera traité dans un autre ouvrage en préparation.

Les lecteurs non familiarisés avec le montage des appareils électroniques pourront s'y initier rapidement en lisant notre ouvrage : « Construction des appareils électroniques du débutant », en vente chez l'éditeur du présent ouvrage.

En vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

# le laboratoire de langue



## CANON REPEAT CORDER L

**L**E magnétophone Canon Repeat Corder L est très différent de tous les magnétophones que l'on peut rencontrer sur le marché. Il est spécialisé dans l'étude des langues et pour cela a été équipé de dispositifs très particuliers permettant une répétition sans fin, et une écoute comparative maître/élève sans pour cela intervenir sur la cassette maître utilisée, donc sans dégradation de cette dernière.

### CARACTÉRISTIQUES

Alimentation : 220/240 V. 50/60 Hz ou 9 V par 6 piles de 1,5 V.  
Consommation : alternatif 5 W, continu 4,5 W.

Puissance de sortie : 1 W.  
Semiconducteurs : 22 transistors, 17 diodes.  
Système d'enregistrement : polarisation alternative haute fréquence 40 kHz.  
Supports magnétiques : cassette « compact » et bande sans fin.  
Type : master : mono, deux pistes, répétition : deux voies, deux pistes.  
Vitesses de défilement : master : 4,75 cm/s, répétition : 9,5 cm/s.  
Réponse en fréquence 50-10000 Hz.  
Jack d'entrée : micro : - 84 dB, auxiliaire : - 26 dB, commandes de mise en route à distance, radio, tourne-disques, magnétophone.  
Jack de sortie : 200 mV (maximum) pour casque, ou écouteur.  
Haut parleur : elliptique 70x100 mm.

Dimensions : 270x315x80 mm.  
Poids : 4,2 kg, avec piles et accessoires.  
Accessoires : microphone avec interrupteur et support, écouteur, cassette de répétition (6 secondes), cordon secteur, cassette de démonstration, 6 piles.  
**Sur option** : cassettes de 5, 10, 12, 15, 17, 20, 25, 30, 60 et 90 secondes. Casque L-I avec microphone incorporé et interrupteur de commande à distance. Haut-parleur externe, bandoulière.

### PRÉSENTATION

Avec sa valise noire, ce magnétophone se prend très au sérieux. Ce n'est pas une sacoche de transport, elle fait partie intégrante du magnétophone qui ne peut s'en

séparer. De part et d'autre de l'appareil, deux cases servent à recevoir, l'une trois cassettes, l'autre l'écouteur, le micro et les accessoires. Le couvercle maintenu ouvert par une sangle a été prévu pour recevoir le livret de la méthode, livret permettant l'association de l'image au texte. Aucune méthode n'est prévue pour cet appareil, donc chacun pourra la choisir à sa guise. Dans ce couvercle figure également un mode d'emploi succinct et en anglais. Si l'on ne dispose pas d'une place importante, le couvercle s'enlèvera, il est dégondable et la sangle de retenue est imperdable. Le cordon d'alimentation se branche sur la partie droite de l'appareil et permet son utilisation économique, le prix de l'autonomie étant en fait assez

élevé. Tous les raccordements des entrées se trouvent sur l'avant, très accessibles, entre les deux verrous de fermeture qui donnent un aspect « attaché case » à ce magnétophone.

Apparemment, et mis à part l'aspect valise de l'appareil, le Canon Repeat Corder L se distingue par ses deux systèmes électriquement séparés d'enregistrement et de lecture. On trouve, sur la gauche de l'appareil le mécanisme normal d'un magnétophone à cassette, qui offre toutes les fonctions classiques et, de ce fait, permettra de l'employer entre les cours pour le divertissement. A la droite de cette section, une fenêtre s'ouvre et, sur la face latérale, une ouverture sert à l'introduction d'une cassette ou plutôt d'une cartouche à bande sans fin. Cette cartouche a deux pistes, une sur laquelle on effectue le transfert du texte de la cassette, l'autre sur laquelle sera enregistré ultérieurement, à la demande, le texte de l'élève qui pourra ainsi faire une comparaison quasi instantanée.

#### PRINCIPE DU FONCTIONNEMENT

La cassette maîtresse est placée dans le compartiment de gauche. Cette cassette est bien sûr pourvue des dispositifs de sécurité destinés à éviter un effacement involontaire. Cette cassette sera lue par l'appareil et on entendra le son dans le haut-parleur ou dans l'écouteur. Pendant ce temps de lecture, la cartouche tourne et enregistre ce qu'il y a sur la bande maîtresse. Le magnétophone est pourvu d'une touche « repeat » qui arrête alors la lecture de la cassette maîtresse et place la cartouche dans les conditions de lecture. On entend alors les « X » dernières secondes ayant été écoutées sur la cassette. Cette durée « X » correspond à celle de la cartouche de répétition. Cette dernière étant une cartouche sans fin, elle est chargée d'une quantité déterminée de bande qui en fixe la durée. L'élève peut alors, ayant écouté le maître enregistrer à son tour sur la seconde piste de la cartouche, la commande étant placée sur le micro. Manœuvrant alors l'interrupteur du micro, il passera de la lecture simultanée des deux pistes à l'enregistrement. Pour utiliser ce type d'appareil, il convient donc de disposer d'une méthode ayant des « blancs » d'une durée

convenable entre chaque phrase. La durée de la cassette de répétition sera adaptée à celle des blancs et des phrases de la méthode. Ainsi, pour les débuts, où il ne s'agit que d'une répétition de mots, on prendra des cassettes de courte durée. Vers la fin de la méthode, il faudra sans doute prendre des cassettes plus longues, la durée minimale étant de 5 secondes, la durée maximale de 90 secondes.

La cartouche spéciale mesure 65 mm de long pour 77 mm de large et a une épaisseur de 17 mm environ. Une fenêtre permet de voir le défilement de la bande qui se traduit par la vision d'un index imprimé sur la bobine. L'introduction de cette cassette est excessivement simple, et comme le magnétophone tourne en permanence, il est bon, pour allonger la durée de vie de la cartouche de pouvoir la désolidariser du cabestan, ce qui se fait simplement en tirant la cartouche vers l'extérieur.

Pour se rendre compte si oui ou non la cartouche est en position, le constructeur a placé un index orange visible lorsque le système est embrayé. A ce moment, le

galet presseur contenu dans la cartouche est appliqué contre le cabestan et la bande défile. Lorsque l'index est dissimulé par le coffret, la bande ne défile pas.

Sur le plan technique, il ne s'agit en fait que de deux magnétophones dépendant l'un de l'autre. Les cabestans des deux appareils tournent lorsque le moteur est sous tension, l'embrayage de la cassette se fait par les touches traditionnelles, celui de la cartouche est manuel. La commutation des circuits, enregistrement, lecture se fait par touches pour la cassette et par l'intermédiaire de l'interrupteur du micro pour la cartouche. Il y a en fait sur cet appareil, une multiplication des circuits d'enregistrement et de lecture et un jeu de commutations.

Appareil d'une belle présentation et d'un usage facile, ce type d'appareil semble appelé à un avenir intéressant. La répétition et l'imitation sont en effet les bases des méthodes d'enseignement des langues. On pourra également trouver une utilisation de cet appareil pour la répétition de morceaux musicaux que l'on aura préalablement enregistrés soi-

même, car il ne faut pas oublier que ce magnétophone reste, malgré une apparente complexité, un magnétophone comme les autres.

E.L.

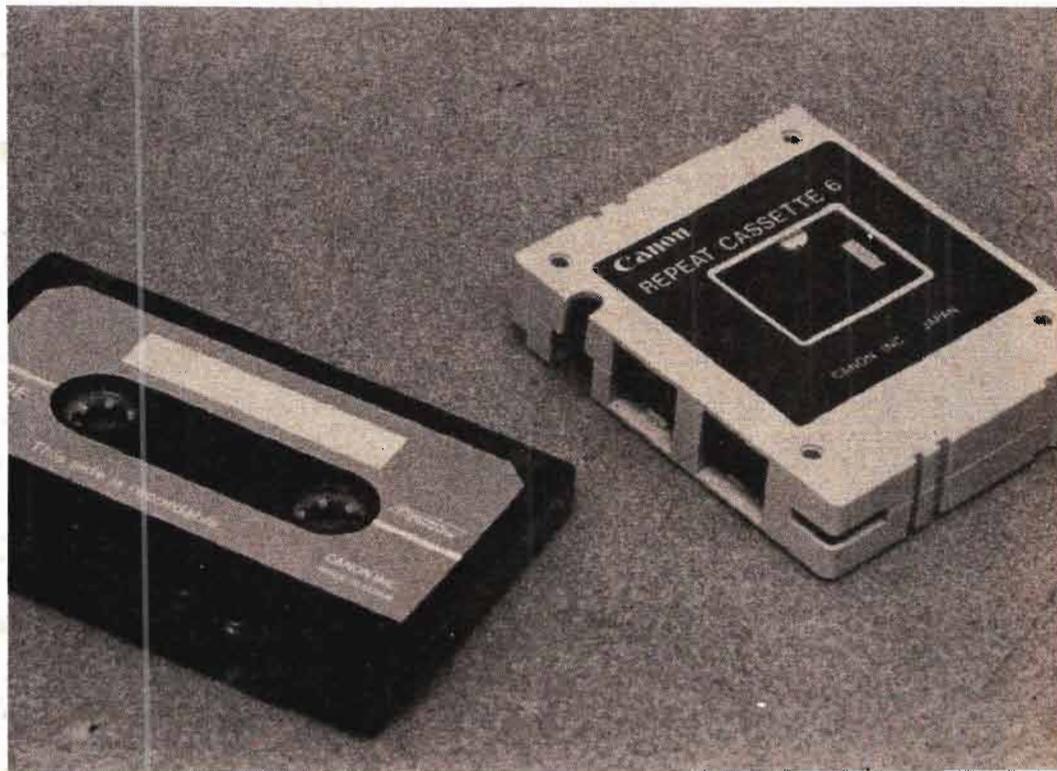


Photo 2. - Cartouche de répétition à bande sans fin. La cassette « compact » donne une échelle.

# le testeur de transistors



# ELC TE 748

UN transistor est-il bon, est-il mauvais ? C'est une question que l'on se pose souvent lors de la réalisation de montage, et particulièrement lorsque l'on est appelé à employer des transistors de récupération, provenant d'autres montages ou encore des transistors à bas prix que l'on peut trouver, sans référence, chez certains revendeurs. Ces transistors sont peut-être bons, pas tous ; ils conviennent en tout cas pour la réalisation de nombreux montages, particulièrement ceux où les semi-conducteurs travaillent en tout ou rien, en logique.

Le testeur de semi-conducteur TE 748 a été conçu dans ce but. Il ne s'agit pas ici d'effectuer des mesures sur les semi-conducteurs mais de les faire travailler, soit en régime bloqué, c'est-à-dire de vérifier si le courant de fuite n'est pas trop important (base et émet-

teur sont reliés), soit en régime saturé. Dans ce cas, la base du transistor est reliée à son collecteur.

Ce testeur de transistors et autres semi-conducteurs, se présente sous la forme d'un petit boîtier allongé, gris, sérigraphié de noir, fermé par un capot d'un bel orange. Il est autonome, alimenté sur une pile de 9 V, modèle miniature, et est prolongé par un cordon à trois fils, chacun étant terminé par un grip-fil subminiature. La face avant est équipée d'un

galvanomètre, d'un inverseur PNP, NPN de deux diodes électroluminescentes et d'un bouton poussoir de test.

L'utilisation est simple, il suffit en effet de se référer à la notice et de suivre les instructions pas à pas, comme l'exemple qui suit le montre.

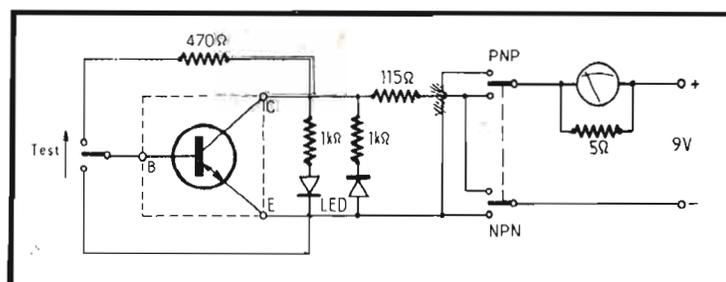
Nous avons un transistor inconnu à vérifier. La seule chose à connaître est son brochage. Comme ces derniers sont normalisés, vous n'aurez aucun problème de cet ordre, le construc-

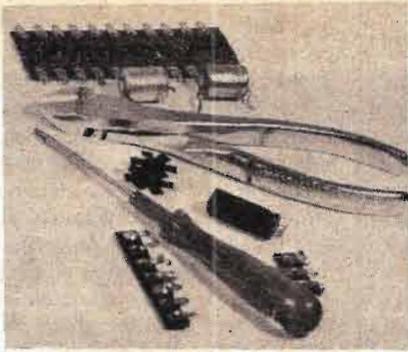
teur aurait d'ailleurs pu (il reste encore de la place sur sa notice) faire figurer une série de dessins les rappelant.

Le collecteur se branche sur le fil rouge, la base sur le bleu, l'émetteur sur le blanc. On manœuvre l'inverseur vers « NPN ». Si le transistor est bon et que c'est effectivement un NPN, le voyant placé côté NPN s'allume, dans le cas contraire, il reste éteint tandis que le galvanomètre dévie à fond. Maintenant, on appuie sur le bouton de test, à ce moment, le voyant doit s'éteindre et l'aiguille du galvanomètre dévier. Si le transistor est un PNP, l'aiguille dévie, bouton au repos et le voyant s'allume lorsque l'on appuie.

Si, une fois la polarité du transistor repérée, le voyant reste éteint, et que le galvanomètre dévie à fond, c'est que le transis-

(Suite page 194)





# ABC de L'ELECTRONIQUE

## MONTAGES ANTIPARASITES

### INTRODUCTION

L'ANTIPARASITAGE reste toujours un sujet important, car le bon fonctionnement d'un nombre considérable d'appareils électroniques dépend de son efficacité.

Rappelons qu'il y a pratiquement deux grandes catégories de dispositifs antiparasites :

a) ceux montés sur les appareils perturbateurs, ayant pour effet de les empêcher de créer des parasites ou, d'empêcher les parasites produits de se propager vers l'extérieur, d'une manière quelconque, principalement par fil ou par ondes électromagnétiques ;

b) ceux montés sur les appareils des utilisateurs et les protégeant contre l'action des parasites extérieurs. Il va de soi que la première méthode sera la plus efficace et la plus économique pour l'ensemble des utilisateurs d'appareils sensibles aux parasites.

Voici d'abord, proposé par Siemens, le grand spécialiste de l'anti-parasitage, un exposé sur une bobine VHF amortie, spécialement destinée à être placée sur un moteur à collecteur, produisant des parasites à VHF donc susceptibles de gêner des appareils TV et FM qui reçoivent des signaux VHF utiles.

### ANTI-PARASITAGE VHF (normes VDE)

Les circuits d'anti-parasitage des moteurs à collecteur, réduisant les tensions perturbatrices comprises entre 150 kHz et 30 MHz aux valeurs limites

VDE, sont souvent insuffisants pour respecter les puissances perturbatrices limites, applicables à partir de 30 MHz selon VDE 0875/7.71 et le CISPR (Comité international spécial des perturbations radio-électriques). Un anti-parasitage dans la gamme VHF impose généralement l'emploi supplémentaire de bobines VHF comme éléments longitudinaux, pour accroître l'impédance interne haute fréquence de la source perturbatrice. L'action d'anti-parasitage, que les enroulements d'excitation des moteurs présentent encore aux basses fréquences (gamme GO), n'existe pratiquement plus sur cette plage de fréquence. L'impédance des enroulements d'excitation ne dépend alors pratiquement plus que de leur capacité propre.

La tension parasite produite par de nombreuses sources per-

turbatrices - telles qu'appareils électro-ménagers ou outils à isolation de protection, mais aussi appareils à la terre - croît notablement en cas d'emploi de bobines VHF entre 1 et 30 MHz. Le degré d'anti-parasitage respecté avant l'insertion des bobines VHF (généralement N pour les appareils précités) est ainsi dépassé sur une plage de fréquence plus ou moins étendue.

### BOBINES VHF AMORTIES

L'accroissement de la tension perturbatrice par l'insertion de bobines (ou selfs) VHF de type usuel (à noyau droit) s'explique par l'action du circuit résonnant, formé par l'inductance des bobines VHF et les capacités de fuite de la source perturbatrice par rap-

port à la terre ou à la masse. Ces capacités parasites, déterminées par la conception et la constitution de la source perturbatrice, sont inévitables.

A la figure 1, on a représenté le schéma équivalent très simplifié d'un moteur anti-parasité. La capacité parasite CP est constituée par de nombreuses capacités partielles, formées notamment entre les bobines VHF, leurs connexions, les balais, le rotor et l'enroulement rotorique par rapport au potentiel de référence haute fréquence (paquet de tôles de l'enroulement d'excitation par exemple). La capacité parasite résultante est d'environ 10 à 60 pF. Elle est nettement inférieure aux capacités propres CF des enroulements d'excitation et détermine par suite la fréquence de résonance.

La figure 1b représente le

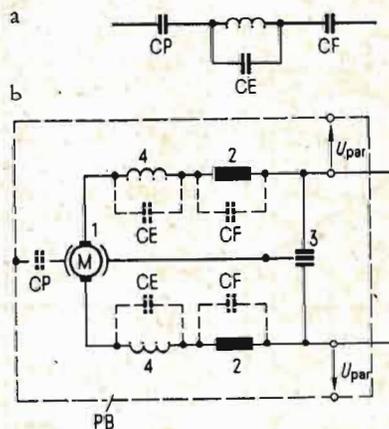


Fig. 1.

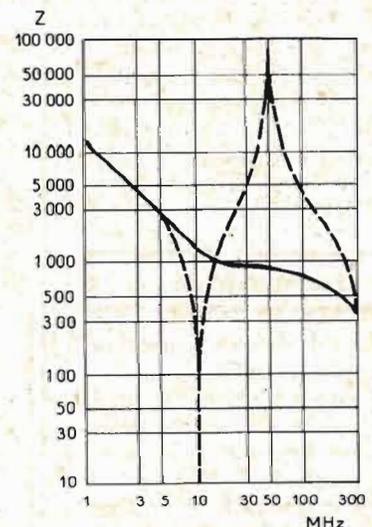


Fig. 2.

schéma simplifié du circuit résonnant, qui produit la surtension gênante de la tension perturbatrice.

La capacité propre CE de la bobine VHF est inférieure de plus d'un ordre de grandeur à la capacité parasite CP. Formant un circuit oscillant parallèle avec l'inductance de la bobine, elle ne produit aucune surtension perturbatrice à sa résonance propre.

L'accroissement gênant de la tension perturbatrice dépend du coefficient de surtension du circuit résonnant série formé par l'inductance et la capacité CP. Les pertes de la capacité parasite ne pouvant pas être suffisamment augmentées pour assurer un amortissement efficace du circuit oscillant, seules les pertes de la bobine permettent d'influencer efficacement le coefficient de surtension du circuit. Le développement visait donc une « self VHF » à pertes suffisamment élevées pour que son coefficient de surtension soit pratiquement égal à 1 sur la plage de fréquence où les capacités parasites produisent des résonances série. Il ne faut pas qu'aux BF se manifeste la résistance de pertes de la bobine.

Dans la figure 1 on a :

a) Schéma équivalent HF simplifié ;

b) Schéma simplifié d'un circuit résonnant qui accroît la tension perturbatrice.

1) Rotor du moteur, avec enroulement et balais.

2) Enroulement d'excitation.

3) Condensateur XY.

4) Selfs (ou bobines) VHF.

CP) Capacité parasite de la source perturbatrice.

CE) Capacité propre de 4.

CF) Capacité propre de 2.

$U_{par}$  Tension perturbatrice, mesurée par rapport au potentiel de référence HF, PB (paquet de tôles par exemple des appareils à la terre ou « simulation manuelle » des appareils à isolation de protection : VDE 0875/7.71).

### ELEMENTS RL

Il s'agit de bobines L amorties par des résistances R.

Des bobines d'anti-parasitage de ce genre ont pu être établies grâce à des dispositions particulières et au calcul.

La désignation RL est justifiée par le fait qu'il s'agit de bobines à pertes. Leurs dimensions sont comme celles des bobines VHF.

Il y a une grande différence entre la réponse en fréquence de l'impédance d'un circuit oscillant série-parallèle (voir fig. 1b) constitué par la bobine VHF amortie et les capacités CE et CP et celle obtenue par l'emploi d'une bobine non amortie. Cette dernière est représentée à la figure 2.

Sur celle-ci, les traits — correspondent au cas de la bobine non amortie et les traits — à la bobine amortie.

Dans chaque cas, le coefficient de self-induction est de  $25 \mu\text{H}$  à  $f = 160 \text{ kHz}$ . SR = résonance série avec  $CP = 10 \text{ pF}$ , ER = résonance propre avec  $CE = 0,6 \text{ pF}$ .

L'allure des courbes est déterminée à l'origine par l'impédance de la capacité CP.

Intervient ensuite l'impédance de résonance série. Elle est essentiellement déterminée par les pertes de la bobine. Plus cette impédance est de faible valeur, plus la tension parasite  $U_{par}$  augmente dans le circuit d'anti-parasitage représenté à la figure 1a, à la fréquence de résonance série, c'est-à-dire dans la gamme des ondes courtes et des ondes moyennes.

On a pu constater la supériorité des bobines amorties sur celles de type classique.

L'impédance de résonance est supérieure de plus d'un ordre de grandeur avec des bobines LR.

Leurs pertes agissent sur la

variation d'impédance aux fréquences supérieures à la fréquence de résonance série.

Pratiquement, l'action des deux types de bobines est aussi bonne dans la gamme VHF.

Dans la gamme de résonance propre, les perturbations à haute fréquence ne se propagent pas uniquement par le trajet passant par les balais, bobines VHF, enroulements d'excitation et conducteurs de réseau sur lequel sont branchés les moteurs mais aussi par d'autres voies.

### COMMENT ANTI-PARASITER

Voici quelques exemples d'anti-parasitage.

La réponse en fréquence de la tension perturbatrice entre 150 kHz et 30 MHz a été déterminée par simulation manuelle et celle entre 30 MHz et 300 MHz au moyen d'une pince ampèremétrique à absorption sur les conducteurs du réseau de la source perturbatrice.

L'anti-parasitage par condensateur XY se réalise avec des condensateurs fabriqués par Siemens, constitués par le montage d'un même boîtier des condensateurs X et des condensateurs Y.

Les condensateurs X sont de la

« classe X », destinés à n'être utilisés que dans le cas où un défaut ne risque pas de provoquer un danger de choc électrique.

Les condensateurs d'anti-parasitage de la classe Y, dits condensateurs Y, font partie d'une série à sécurité accrue et de capacité limitée, utilisables dans les cas où une défaillance de la protection du matériel risque de provoquer un danger de choc électrique. Le danger peut résulter d'un claquage ou d'une capacité trop élevée.

Aux figures 3a et 3b, on a représenté la réponse en fréquence des tensions perturbatrices d'une perceuse électrique à main et d'un moulin à café électrique entre 150 kHz et 30 MHz.

Les conducteurs du réseau ont été alors équipés d'un condensateur XY et on a pu ainsi réduire les tensions perturbatrices au-dessous du degré N indiqué sur les figures (courbes 2).

Il faut que la connexion de masse du condensateur, sur le paquet de tôles des enroulements d'excitation soit inférieure à 20 mm.

La courbe 1 de la figure 3a représente, à titre de comparaison, la tension perturbatrice de la perceuse à main non anti-parasitée.

Les courbes 2 des figures 3b et 4b montrent qu'un anti-parasite-

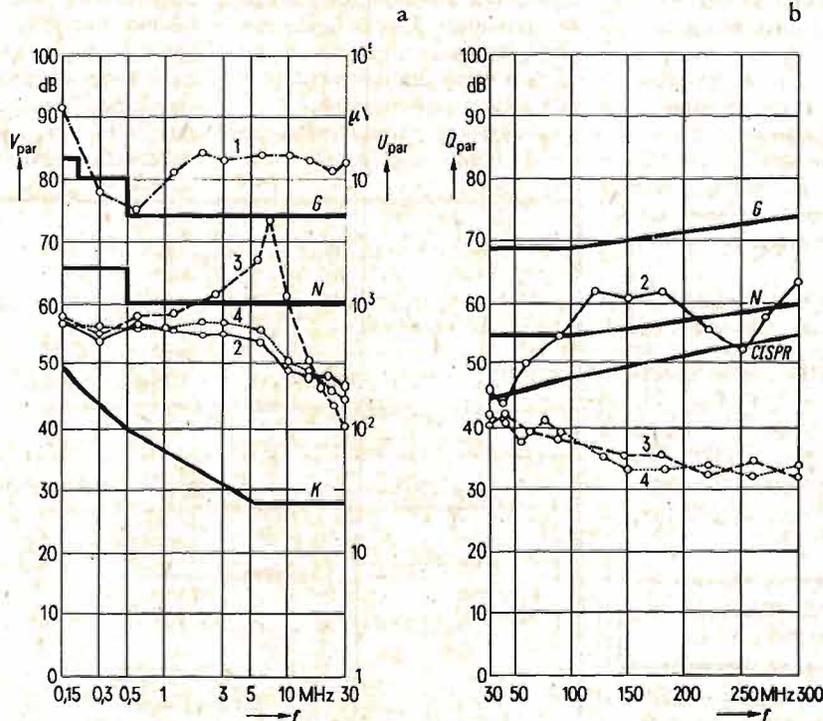


Fig. 3.

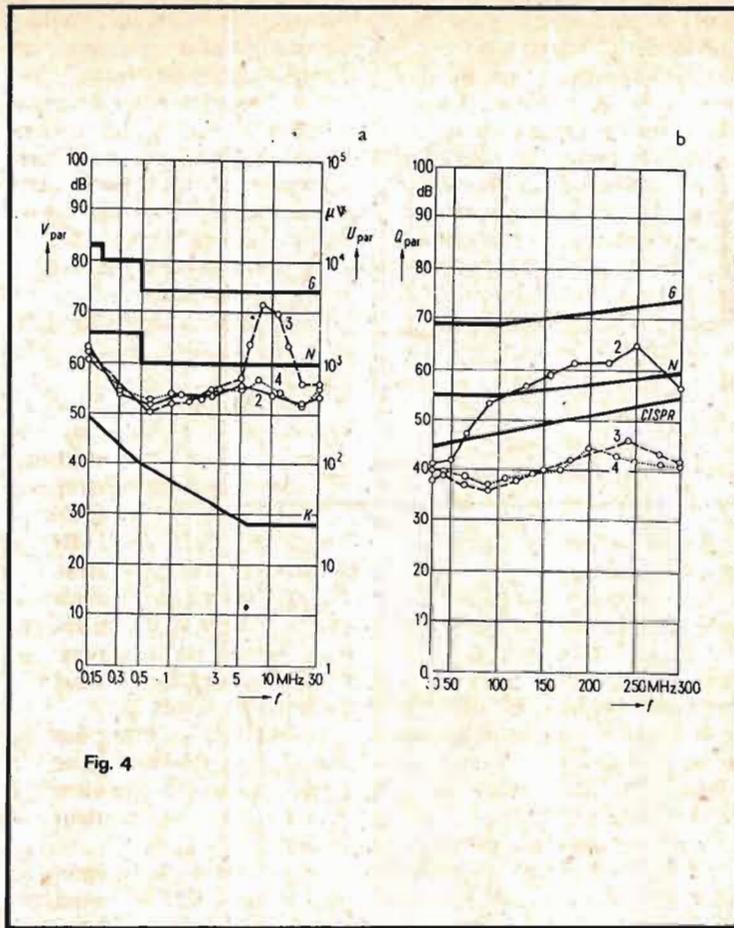


Fig. 4

tage par condensateur XY ne suffit pas pour réduire la puissance perturbatrice, entre 30 et 300 MHz, au-dessous du degré d'anti-parasitage N ou des valeurs limites des normes CISPR.

Finalement, on constate que l'emploi des condensateurs XY et celui de condensateurs de traversée non coaxiaux ne donnent pas les résultats recherchés.

### ANTI-PARASITAGE PAR CONDENSATEUR XY ET BOBINES VHF

La réduction de la puissance perturbatrice au-dessous des valeurs limites (N ou CISPR) est meilleure avec l'emploi des condensateurs XY et des bobines VHF du type LR.

On disposera les bobines, sous forme d'éléments longitudinaux entre les connexions électriques des balais et les enroulements d'excitation (fig. 1a).

Les courbes 3 des figures 3a et 4b donnent la réponse en fréquence de la puissance perturbatrice. Aux tableaux I et II, on donne des indications précises sur les composants d'anti-parasitage à utiliser et proposés par Siemens.

Dans les bobines, les fils de sortie ont un diamètre total de 0,7 mm.

Sur la figure 3 on notera les détails suivants :

- 1) Sans anti-parasitage 2, 3 et 4 anti-parasitage selon la figure 1a.
- 2) Uniquement avec condensateur XY (pas de self VHF).
- 3) Avec condensateur XY et selfs VHF de type classique (à noyau droit).
- 4) Avec condensateur XY et selfs VHF amorties.

(G, N, K) : valeurs limites de la tension perturbatrice pour les degrés d'anti-parasitage grossier, normal et faible selon VDE 0875/7.71.

(GISPR) : valeur limite de la puissance perturbatrice.

Tableau I  
Composants d'anti-parasitage

Appareil	Condensateur XY	Bobine VHF amortie
Perceuse électrique	X = 0,1 µF Y = 2 fois 2500 pF, type B 81 311 - B - B 6	12 µH à 160 kHz 2 A type B 82 121 - A 2123 A 411
Moulin à café	X = 0,025 µF Y = 2 fois 2500 pF, type B 8 1311 - A B 31	25 µH à 160 kHz 1 A type B 82 121 - A 1253 A 3111

Sur la figure 4, on indique la tension perturbatrice U par (niveau de tension perturbatrice V par supérieur à 1 µV) (a) et niveau de puissance perturbatrice Q par supérieur à 1 pW (b) d'un moulin à café électrique entre 0,15 et 30 MHz ou 30 et 300 MHz 2, 3, 4 G, N, K, CISPR : cf, figure 3.

Les puissances perturbatrices indiquées sur les courbes des figures 3b et 4b sont valables dans le cas de l'emploi d'un condensateur XY et de bobines VHF. Les valeurs limites sont parfaitement respectées.

Ce circuit exerce par contre une influence néfaste sur la courbe de tension perturbatrice, quand on utilise des selfs VHF de type classique (à noyau droit) (courbe 3 des fig. 3a et 4a).

La formation d'un circuit résonnant série par l'inductance de la bobine VHF et la capacité parasite CP produit un accroissement marqué de la tension perturbatrice à la fréquence de résonance correspondante. Le degré d'anti-parasite est ainsi dépassé sur une large plage de fréquence.

Il en va autrement avec des selfs VHF amorties. Les tensions perturbatrices n'augmentent pas (courbes 4 des fig. 3a et 4a) et les puissances perturbatrices ne diffèrent guère de celles obtenues avec des selfs VHF non amorties (courbe 4 des figures 3b et 4b).

Les nouvelles selfs VHF amorties permettent ainsi de bien respecter, avec une sécurité suffisante, les valeurs limites de la tension et de la puissance perturbatrices selon les normes VDE et les recommandations CISPR.

Le tableau I présente les composants utilisés pour l'anti-parasitage de la perceuse électrique et du moulin à café électrique. Le tableau II indique les types disponibles de selfs VHF amorties.

### ANTI-PARASITAGE DES APPAREILS A THYRISTORS

Pour ces appareils, Siemens, propose des bobines à tore qui conviennent aussi bien pour les appareils à triacs.

Comme circuit d'anti-parasitage, on propose toujours des ensembles RC.

Les résultats optima sont obtenus avec des bobines de la série B82603 et B82623 dont les propriétés ont été adaptées aux sources de perturbation.

Lorsque les condensateurs seuls ne suffisent pas pour un anti-parasitage suffisant, on leur adjoint des bobines, solution adoptée également dans d'autres applications.

La figure 5 donne l'aspect des bobines à tore proposées.

Elles conviennent pour le pas-

Tableau II : Bobines LR - Gamme des types

I <sub>N</sub>	L <sub>N</sub> (µH)	Sans enrobage		Avec enrobage	
		référence B82121	dimensions en mm d x l	référence B82121	dimensions d x l
Courant nominal	valeur nominale				
0,5	10	A 0103 - A 211	3 x 14	A0103 - A 231	5 x 21
1	25	A 1253 - A 311	5,8 x 18,2	A 1253 - A 331	7 x 25
1,5	15	A 1153 - A 311	6 x 18,2	A 1153 - A 331	7,2 x 25
2	12	A 2123 - A 411	6,2 x 25	A 2123 - A 431	7,5 x 32
3	7	-	-	A 4702 - A 431	7,8 x 32
4	7	A 4702 - A 411	6,6 x 25	-	-

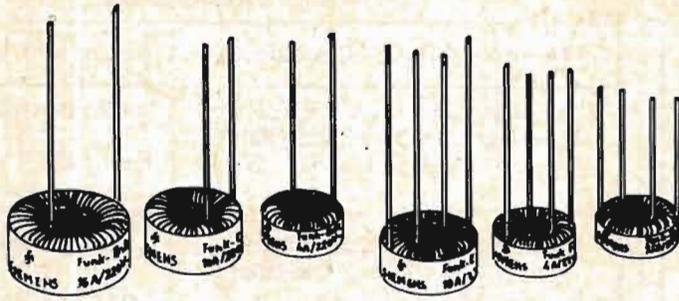


Fig. 5

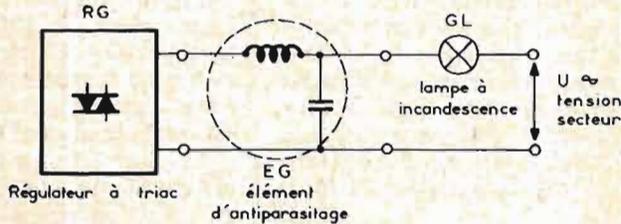


Fig. 6

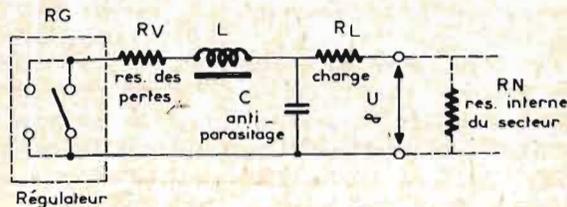
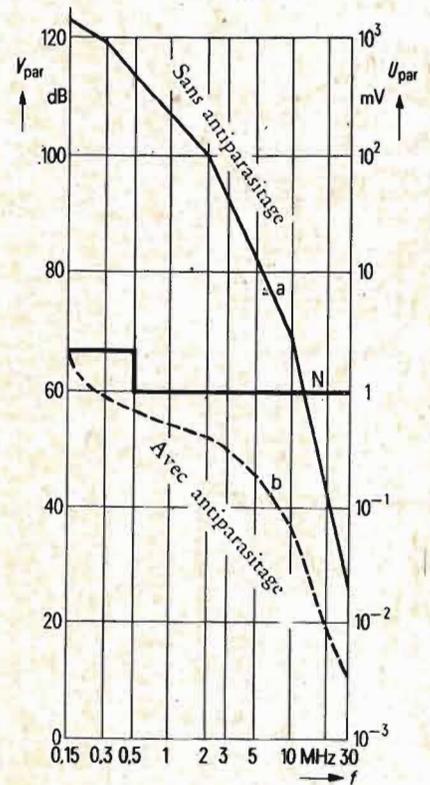


Fig. 8



N Limite selon VDE 0875/7.71 pour degré d'antiparasitage normal

Fig. 7

sage de courant jusqu'à 16A sous 220 V avec départ à partir de 1,8 A.

Les propriétés de ces bobines sont différentes de celles à noyau rectiligne.

### COMMANDE PAR DÉPHASAGE : SOURCE PERTURBATRICE

Pendant le temps extrêmement court - 0,1 à 1  $\mu$ s - de passage des semi-conducteurs de l'électronique de puissance d'un état dans l'autre, il apparaît sur les fils raccordés une discontinuité de tension, dont le spectre d'harmoniques produit des perturbations importantes dans les gammes d'ondes de radio-diffusion.

L'amplitude et la largeur du spectre perturbateur, rapportées aux appareils et méthodes de mesure des tensions perturbatrices selon VDE 0876 et 0877, dépendent des propriétés dyna-

miques du semi-conducteur, de la valeur de la tension et du courant commutés, de la fréquence de commutation et des caractéristiques électriques du circuit de charge raccordé. La tension perturbatrice peut se calculer par une série de Fourier ; compte tenu des propriétés de l'appareil de mesure, elle coïncide pratiquement avec les valeurs mesurées. La figure 6 donne le schéma de principe d'une commande par déphasage bidirectionnelle avec élément d'anti-parasitage. La figure 7 donne le spectre de perturbations d'un régulateur de luminosité, isolé de la terre et chargé par lampes à incandescence, avec et sans anti-parasitage. Le régulateur non antiparasité produit une tension perturbatrice de 150 kHz entre 1 et 2 V. Ce maximum apparaît pour un déphasage de commande d'environ 90°. A 150 kHz, les propriétés haute fréquence du câblage de l'appareil ou de la constitution

n'exercent encore qu'une faible influence et les propriétés dynamiques des thyristors ou triacs diffèrent peu ; la tension perturbatrice à 150 kHz d'une commande par déphasage doit donc être réduite d'au moins 50 dB.

La résistance interne de la source perturbatrice est très faible. Les mesures d'anti-parasitage correspondent donc pour l'essentiel à celles d'un contact. Elles impliquent toutefois une intervention dans le circuit électronique, susceptible d'en modifier le fonctionnement.

### INFLUENCE DE L'ANTI-PARASITAGE SUR LE CIRCUIT ELECTRONIQUE

Une réaction apparaît dans le circuit quand la phase de branchement du courant circulant dans le semi-conducteur dépend plus de phénomènes transitoires du circuit d'anti-parasitage que du cou-

rant de charge même. La figure 8, sur laquelle le semi-conducteur est représenté sous forme d'un interrupteur, illustre ce phénomène. La tension aux bornes du condensateur d'anti-parasitage varie comme la tension du secteur quand le semi-conducteur est coupé.

Le filtre d'anti-parasitage devient un circuit accordé parallèle lorsque le thyristor est amorcé, d'où création d'un phénomène transitoire à oscillations dont l'amplitude décroît progressivement.

La fréquence de ces oscillations se situe entre 8 et 10 kHz et est déterminée par les caractéristiques électriques des composants du circuit d'anti-parasitage.

L'amortissement est dû à la résistance des pertes RV de la bobine L et l'existence en série de la résistance de charge RL et de RN, résistance interne du secteur, en parallèle avec C, dans le circuit oscillant LC.

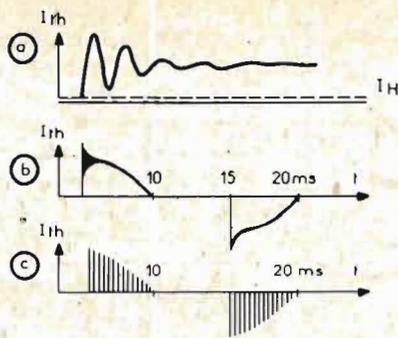


Fig. 9

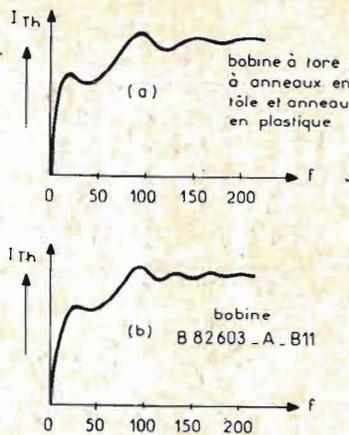


Fig. 11

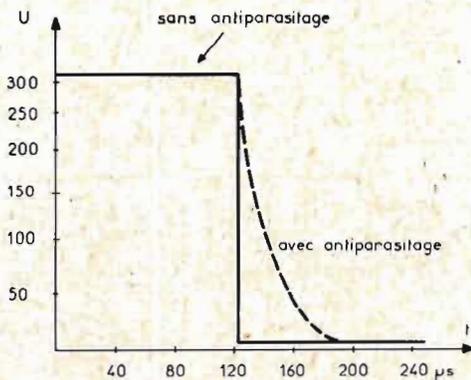


Fig. 10

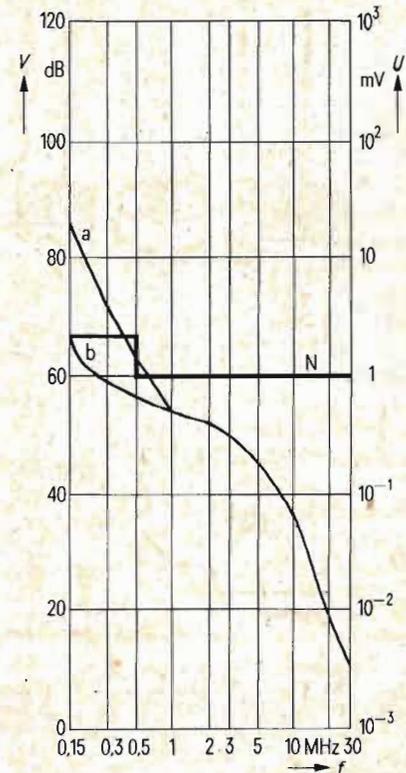


Fig. 12

Si l'amortissement est réduit, le courant de charge sur lequel se superposent les oscillations, peut se réduire jusqu'à un niveau situé au-dessous du courant de maintien du thyristor. Celui-ci passe alors à l'état de blocage et son attaque s'amorce à nouveau.

Ce phénomène se répète d'une manière permanente, ce qui a pour effet l'« oscillation » du montage.

A la figure 9 on montre :

En (a) le phénomène transitoire avec échelle des temps dilatée ;

En (b) le courant du thyristor pendant une période (à 50 Hz). Le fonctionnement du régulateur est encore stable ;

En (c) le courant du thyristor pendant une période ; le fonctionnement n'est plus stable.

mande par déphasage bipolaire se limite aux phases de branchement. Les perturbations produites par rétablissement de la tension inverse, lors du passage de la tension par zéro, sont négligeables par suite de leur faible niveau ; aucune perturbation radio-électrique n'est produite pendant les temps de conduction et de blocage. Il en résulte les conditions suivantes pour les selfs d'anti-parasitage.

(a) La self doit augmenter la résistance interne de la source perturbatrice, pendant la discontinuité de tension sur le semi-conducteur, afin de permettre au condensateur d'anti-parasitage de réduire d'une manière suffisante la tension perturbatrice.

(b) Pendant le temps de branchement, les pertes de la bobine doivent être assez grandes pour que le courant de maintien du semi-conducteur ne soit pas dépassé vers le bas. Pendant ce phénomène transitoire d'anti-parasitage, la stabilité du régulateur doit être indépendante du courant de charge dans de larges limites.

**SELS  
D'ANTI-PARASITAGE  
D'APPAREILS  
A THYRISTORS  
EN MONTAGE  
DIVISEUR DE TENSION  
AVEC CONDENSATEURS  
D'ANTI-PARASITAGE**

Des « selfs simples » (un enroulement) de la série B82603... et un condensateur, de classe X suffisent pour maintenir le degré d'anti-parasitage N d'appareils à isolement de protection (voir tabl. III).

Les appareils à terre de protection exigent par contre l'emploi de « selfs doubles » (deux enroulements insérés chacun dans un conducteur parcouru par le courant) de la série B82623... et d'un condensateur de classe XY.

Une valeur de  $2 \times 2500$  pF suffit généralement pour le condensateur de classe Y. Les capacités indiquées sur le tableau sont valables notamment pour l'anti-parasitage de circuits électroniques servant à la régulation d'une

charge active. L'emploi d'un condensateur de capacité supérieure augmente la division de tension. La charge minimum réglable augmente alors aussi, car l'amplitude de la seconde alternance du phénomène transitoire croît avec la charge du condensateur d'anti-parasitage (fig. 5a). Par suite des propriétés non-linéaires des selfs, la formule de calcul de la division de tension à part des composants linéaires est :

$$a = \frac{U_{st1}}{U_{st2}} = \frac{\omega L}{1/\omega C} = \omega^2 LC \quad (1)$$

( $L\omega$   $1/C$ ,  $\omega U_{st1}$  = tension perturbatrice du côté source,  $U_{st2}$  = tension perturbatrice réduite) n'est applicable que de façon très limitée, l'indication de l'inductance de selfs non linéaires exigeant une définition précise des conditions de service particulières.

La division de tension à mesurer permet certes de calculer une « inductance effective »  $L_{ws}$  des selfs non-linéaires, mais cette valeur n'est applicable qu'à l'action de la self avec le condensateur utilisé dans le montage de

**CONDITIONS IMPOSEES  
AUX BOBINES  
ANTI-PARASITES  
DES APPAREILS  
A THYRISTORS**

La production de perturbations radio-électriques par une com-

mesure. La division de tension croît certes avec la capacité d'anti-parasitage, mais une relation suffisamment linéaire n'existe que sur une plage limitée.  $L_{ws}$  n'est donc pas indiquée sur les fiches techniques Siemens.

Un second élément LC est nécessaire pour les anti-parasitages de degré K. Il faut alors utiliser une self linéaire, c'est-à-dire un noyau droit (2).

Les selfs composites sont également utilisables pour l'anti-parasitage d'appareils électroniques servant à la régulation de vitesse de moteurs. L'accroissement de courant pendant la phase de branchement de ces appareils étant déterminé par les propriétés du moteur considéré, l'emploi d'un élément RC supplémentaire peut s'imposer pour la régulation de moteurs n'ayant qu'une faible consommation.

**CAPACITE  
DES CONDENSATEURS  
DE CLASSE X DANS  
LES CIRCUITS DIVISEURS  
DE TENSION POUR  
ANTI-PARASITAGE  
DE DEGRE N, AVEC SELFS  
A NOYAU COMPOSITE  
POUR CHARGE ACTIVE**

Intensité nominale de la self	Valeur indicative du condensateur d'anti-parasitage	Charge minimum réglable
1,8 et 2,5 A	0,15 $\mu$ F (X)	25 W
4 et 6 A	0,2 $\mu$ F (X)	25 W
10 A	0,3 $\mu$ F (X)	25 W
16 A	0,4 $\mu$ F (X)	25 W

Voici des détails concernant les courbes de la figure 12. Celle-ci donne la tension perturbatrice  $U_{st}$  (niveau  $V_{st}$  de la tension perturbatrice) d'un régulateur de luminosité isolé (charge par lampe à incandescence de 450 W ; condensateur de classe X, 0,15  $\mu$ F).

a : self à tore ; anneaux de tôle et anneau plastique ;

b : self à tore ; anneaux de tôle et anneau de ferrite ;

N : limite selon VDE 0875/7.71.

F. JUSTER

Références : « Revue « Les composants électroniques », éditée par Siemens.

## LE TESTEUR DE TRANSISTORS ELC TE748

(Suite de la page 188)

tor est en court-circuit. Si, au contraire, le voyant reste allumé en permanence, quelle que soit la position du poussoir, c'est que l'élément semi-conducteur a une connexion, ou une jonction coupée. Dans le cas de transistors douteux, l'aiguille ne déviara pas à fond tandis que le voyant restera faiblement illuminé.

Outre les transistors, le testeur TE 748 peut essayer les diodes : comme le galvanomètre mesure le courant qui traverse la jonction collecteur émetteur, si on branche une diode entre les fils de collecteur et d'émetteur, on aura, dans le sens direct, une déviation du galvanomètre et une extinction du voyant, dans le sens inverse, l'allumage du voyant tandis que l'aiguille du galvanomètre restera au voisinage de zéro.

Pour les thyristors et les triacs, la manipulation est identique, on agira comme avec un transistor NPN, la cathode correspondant à l'émetteur, la gachette à la base et l'anode au collecteur. Si on appuie sur le bouton test, on envoie un courant dans la gachette, il y a amorçage, le voyant reste éteint après que le bouton de test ait été relâché. Pour les triacs, on vérifiera le fonctionnement dans les

deux sens en passant le commutateur NPN/PNP dans les deux positions. Les transistors à effet de champ peuvent également être essayés, ainsi que les diodes électroluminescentes pour lesquelles il sera aisé de repérer cathode et anode, souvent peu visibles ou dont on connaît mal le repérage.

Dernière application, la sonnette, ce contrôleur, détectant les court-circuits et les ouvertures de circuits, pourra donc détecter des coupures de fils ou des résistances nulles ou faibles.

Le schéma de principe est représenté figure (1). On notera la simplicité du montage. Le galvanomètre est directement placé en série avec la ligne d'alimentation, si bien que l'on a jamais à changer sa polarité. L'inverseur est placé en aval du galvanomètre, il change la polarité d'alimentation des bornes pour s'adapter au type du semi-conducteur, PNP ou NPN. Une résistance de 115 Ohms limite l'intensité dans le semi-conducteur. Les diodes LED sont montées tête-bêche aux bornes du transistor, lorsque le transistor est isolant (bloqué) l'une des diodes s'allume, lorsque le transistor est conducteur, ou qu'il y a un court-circuit, la diode

s'éteint. Le bouton poussoir test polarise la base du transistor. On notera que pour faire un essai de transistor, base ouverte, c'est-à-dire si l'on veut mesurer son  $I_{CEO}$ , il faudra enlever la connexion d'émetteur.

Pratique, peu encombrant, ce testeur sera particulièrement intéressant pour ceux qui aiment fouiner dans les boutiques de surplus à la recherche du transistor à vingt centimes...

E.L.

**5 points de vente pour :** ★

**10 millions de semi-conducteurs** ★

*3000 types disponibles* ★

**Liste-tarif contre 2,50 F en timbres**

<b>PARIS 11°</b>	6, allée Verte	355.61.42	★
	24, bd des Filles-du-Calvaire	805.22.76	
<b>PARIS 20°</b>	296, rue Belleville	636.40.48	
<b>PARIS 10°</b>	5, rue de l'Aqueduc	607.05.15	★
<b>PARIS 9°</b>	9, rue de Budapest	874.14.14	

# L'HORLOGE

# ELECTRONIQUE

## OK 17

### INTRODUCTION

IL y a encore peu de temps, la réalisation d'une horloge électronique à affichage numérique, demandait l'utilisation de circuits nombreux, et très souvent complexes. Grâce à l'évolution de la technologie, et à l'apparition des circuits intégrés MOS, de nouvelles perspectives sont offertes à l'amateur. Dans un seul boîtier, sont regroupées les fonctions différentes de comptage, oscillateur, décodeur, etc. Ceci permet d'utiliser très peu de composants extérieurs, rendant ainsi la construction facile à réaliser.

L'horloge digitale permet la lecture directe et immédiate des heures, minutes et secondes. La précision, établie par le réseau EDF est de l'ordre de  $10^{-3}$  seconde. L'affichage est donné par 6 afficheurs à 7 segments, à diodes électroluminescentes, d'une hauteur de chiffre de 8 mm. Le circuit utilisé est le MOS MM5314N de National Semiconductor.

Réalisée par l'Office du kit, cette horloge peut être fournie en

kit, c'est-à-dire en pièces détachées, avec les 5 afficheurs numériques, le transformateur et le circuit imprimé en verre époxy percé et étamé.

### SCHEMA SYNOPTIQUE

L'examen de ce schéma donné en **figure 1** nous montre la constitution du circuit horloge MM5314N. Pour passer de 50 Hz (fréquence du secteur) à 1 Hz (fréquence donnant 1 seconde), on utilise un diviseur par 50, dénommé « diviseur d'entrée ». Le signal issu du secteur est appliqué à l'entrée du trigger de Schmitt, pour une mise en forme, puis attaque ce diviseur d'entrée.

La remise à l'heure, peut être obtenue rapidement ou lentement, suivant le contact établi sur la porte A. En sortant, le signal de fréquence 1 Hz ainsi divisé, est dirigé vers l'affichage des secondes, des minutes, et des heures, établis par les compteurs.

Ce comptage étant assuré, il ne reste plus que l'affichage. Les 6 afficheurs sont attaqués par un circuit complexe. Le traitement des informations est assuré par

un multiplexeur. Ce dernier est basé sur un principe simple, consistant, en un temps donné, de distribuer successivement des informations à un grand nombre de portes. Les tensions nécessaires à l'allumage des 7 segments sont distribuées d'abord aux secondes, minutes puis aux heures. Dans ce système, il n'y a jamais qu'un seul poste en service à la fois. Ce qui réduit ainsi à 7 le nombre des sorties d'affichage.

La répartition étant très rapide, c'est-à-dire 143 distributions par seconde, l'affichage est uniforme, quels que soient les chiffres illuminés.

La cadence est donnée par un oscillateur de « multiplexage » dont la fréquence est :  $143 \times 7 \approx 1\,000$  Hz, 7 étant le nombre total de distribution pour chaque rotation. Tous les segments (a, b, c, d, e, f.) reliés entre eux sont donc sollicités simultanément. Pour que l'affichage se produise il faut que les anodes soient reliées au pôle positif de l'alimentation. La distribution est alors faite au niveau des anodes, par 6 sorties pour le déclenchement des matrices. Au total nous aurons  $7 + 6 = 13$  sorties pour l'affichage pro-

prement dit. Une alimentation 12 V assure l'énergie nécessaire pour le circuit intégré et les 6 afficheurs.

### SCHEMA PRATIQUE

Le schéma pratique de ce montage nous est proposé à la **figure 2**. A part le circuit horloge MM5314, qui est le cœur même de cette réalisation, nous avons l'alimentation, et le système d'affichage complet.

L'alimentation, du type classique, utilise un transformateur avec une tension au secondaire de 12 V. Celle-ci est redressée par un pont de 4 diodes  $D_1$  à  $D_4$ , puis filtrée par le condensateur de forte valeur  $C_3$ .

Le circuit  $R_2C_2$  pilote l'oscillateur de multiplexage. Le circuit  $R_1C_1$  permet de transmettre le signal secteur 50 Hz exempt de transitoire, grâce à la diode de commutation  $D_5$ . Les transistors  $T_1$  à  $T_6$  assurent l'interface entre les anodes des afficheurs et les sorties de déclenchement du circuit horloge. Notons que ces transistors sont du types PNP,  $T_1$  à  $T_6$ . Comme les 7 sorties du mul-



segments allumés d'après le nombre à former.

## RÉALISATION PRATIQUE

Tous les éléments y compris les 6 afficheurs numériques sont montés sur un circuit imprimé en verre époxy de 130 mm x 95 mm dont la figure 5 donne la face cuivrée et la figure 6 l'implantation des composants sur l'autre face. On procède au câblage en se reportant à la figure 6 pour avoir toutes les indications. Il est indispensable de bien veiller à l'orientation du circuit intégré horloge, des transistors, des diodes. La même précaution doit être observée pour le montage des afficheurs, le repère M devant se situer en haut du circuit. Les opérations de soudure devront être faites avec soin pour ne pas risquer d'endommager les composants. Il ne faudra pas non plus oublier les strappes. Seul le transformateur d'alimentation et les 3 boutons poussoirs de remise à l'heure seront disposés à l'extérieur du circuit imprimé. Avant la mise sous tension de l'appareil, on fera un dernier contrôle de toutes les opérations effectuées précédemment. Aucune mise au point, ni réglage n'est nécessaire au bon fonctionnement de cette réalisation. Il suffit maintenant de brancher l'horloge sur le secteur, et de la mettre à l'heure une bonne fois pour toutes.

## LISTE DES COMPOSANTS

- 1 transformateur 220 V/12 V 500 mA,
- 1 circuit imprimé OK 17,
- 6 afficheurs 7 segments,
- 1 circuit intégré MM5314,
- 4 diodes 1N4004 ( $D_1$  à  $D_4$ ),
- 1 diode 1N914 ( $D_5$ ),
- $T_1$  à  $T_6$  : 2N2907 transistors,
- $T_7$  à  $T_{13}$  : BC 317 transistors,
- $C_3$  : 470  $\mu$ F 25 V,
- $C_1$  : 10 nF 250 V,
- $C_2$  : 22 nF 250 V,
- $R_1, R_2$  : 100 k $\Omega$  1/2 W,
- $R_3$  x 7 : 2,2 k $\Omega$  1/2 W,
- $R_4$  x 7 : 10 k $\Omega$  1/2 W,
- $R_5$  x 7 : 270  $\Omega$  1/2 W,
- 3 boutons poussoirs.

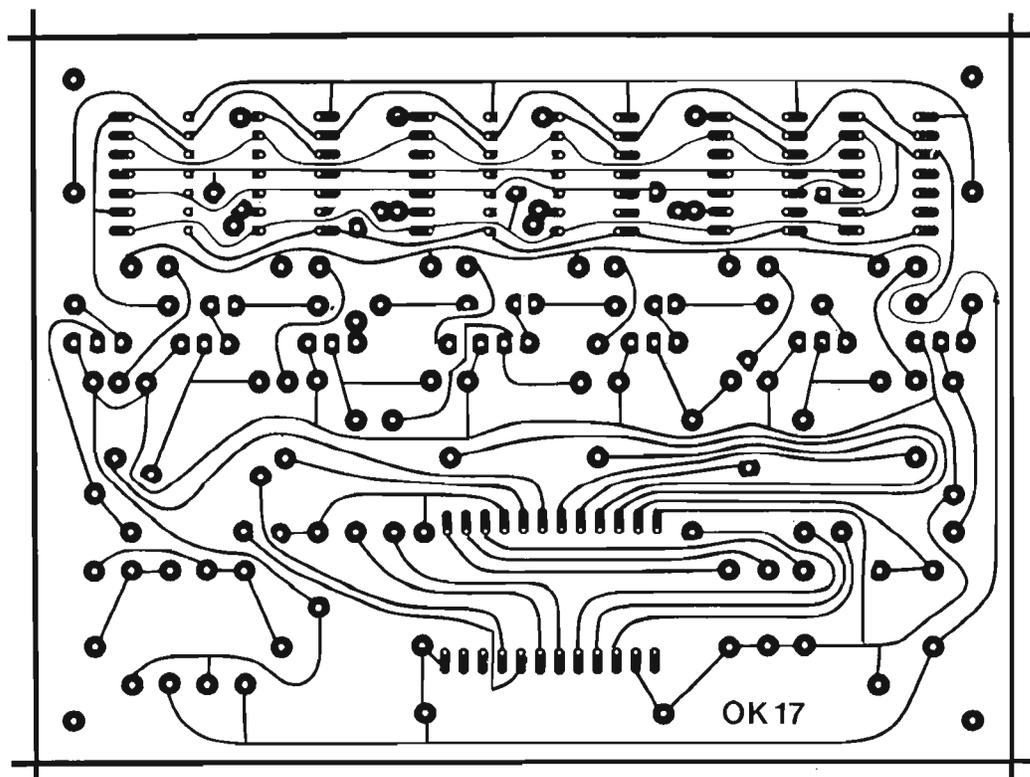


Fig. 5

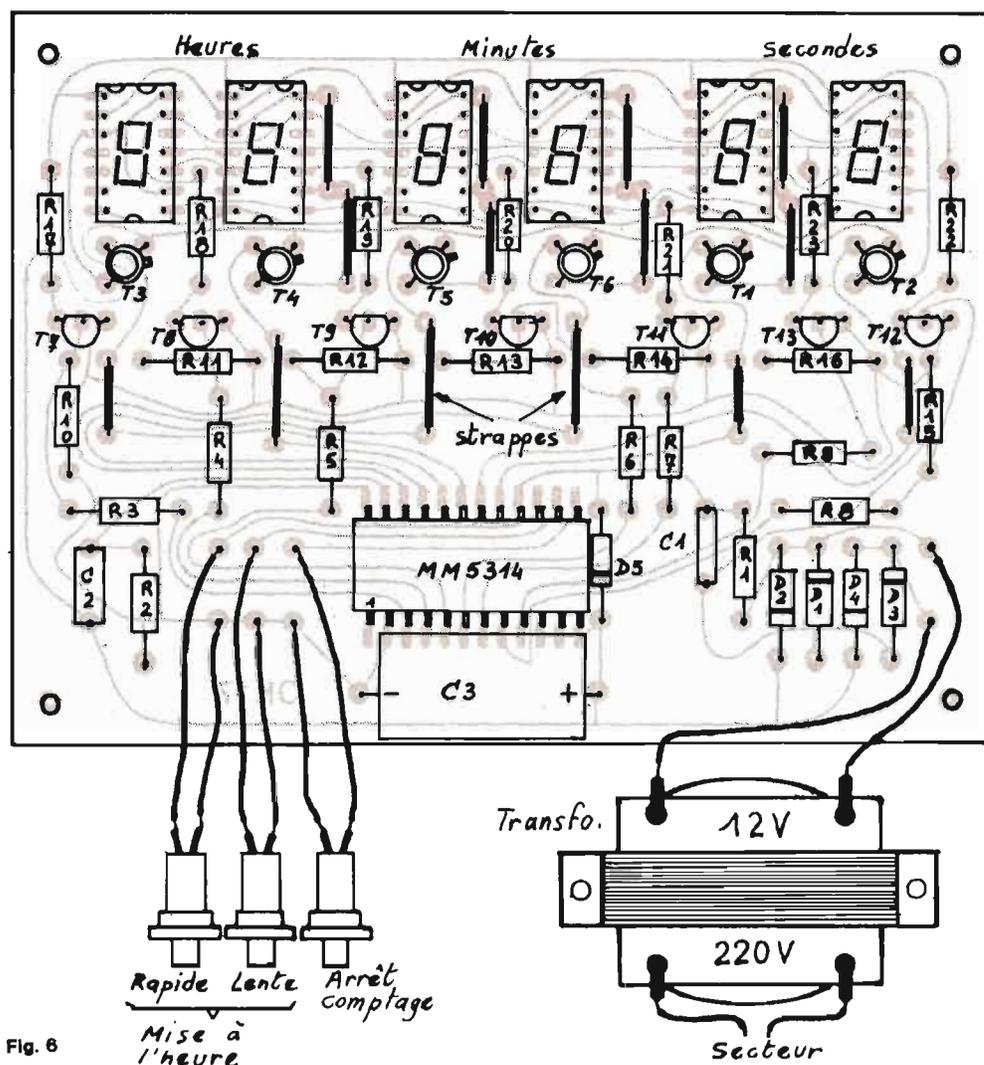
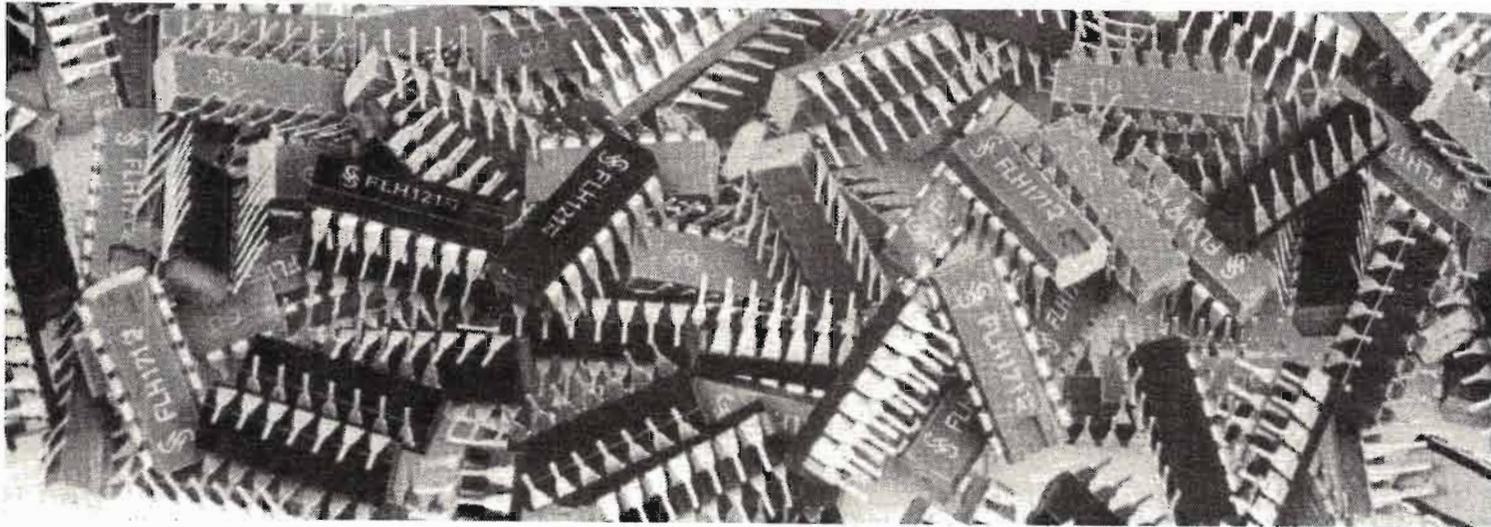


Fig. 6

# LE CIRCUIT INTÉGRÉ

## POURQUOI PAS ?



### UN PRÉAMPLIFICATEUR RIAA

**L**E préamplificateur RIAA est un montage que l'on rencontre chaque fois que l'on est en présence d'un tourne-disques haute fidélité qui est équipé d'un phonocapteur magnétique. Ce type de phonocapteur délivre une tension, très faible que l'on est obligé d'amplifier, de plus, sa réponse est telle qu'elle nécessite une correction de courbe de réponse. Plusieurs fabricants de circuits intégrés ont à leur catalogue des préamplificateurs spécialisés pour ce type d'application. Le circuit que nous avons choisi ici est sans doute celui qui nécessite le moins d'éléments extérieurs, c'est là où le circuit intégré sera le plus intéressant. Il permet de réaliser un préampli-correcteur de très faibles dimensions pouvant même être installé à l'intérieur du socle d'un tourne-disques, c'est d'ailleurs dans ce cas qu'il sera particulièrement utile, comme nous le verrons par la suite.

#### LE CIRCUIT INTÉGRÉ

Pour faire un préamplificateur RIAA, il faut d'abord un amplifi-

icateur. Cet amplificateur peut être un ampli-opérationnel, amplificateur à entrées différentielles, grand gain, impédance d'entrée élevée, mais dont le bruit de fond est tout à fait imprévisible. On peut tomber sur des amplis ops à faible bruit comme sur d'autres qui seront parfaits pour l'amplification de faibles signaux. Certains constructeurs utilisent d'ailleurs pour des préamplificateurs RIAA des circuits intégrés qui ont été sélectionnés. L'amplificateur pour phonocapteur n'a pas besoin d'une entrée différentielle, mais il doit avoir un bruit de fond réduit. Son impédance d'entrée n'a pas besoin d'être aussi grande que celle d'un ampli opérationnel, par contre sa bande passante devra être plus large. Toutes ces raisons font qu'il est intéressant parfois de faire appel à des circuits intégrés pour l'amplification à bas niveau.

Le circuit intégré que nous avons pris ici est un circuit fabriqué par plusieurs constructeurs : il s'agit du MC 1339 P fabriqué par Motorola et qui a pour équivalent les PA 239 de Signetics et de General Electric, ainsi que l'ULN

2126 A de Sprague, ce dernier étant sans doute plus difficile à se procurer.

Il comporte, dans un même boîtier deux amplificateurs d'un gain de 68 dB, alimentés à partir d'une source unique, stabilisée, dont la tension est de 7,5 V. Si bien que ce circuit intégré peut recevoir une tension externe dont la valeur pourra être comprise entre 9 et 16 V, sans que les performances du montage soient modifiées. Cette limitation de tension est également un inconvénient, car elle limite l'amplitude des signaux de sortie. Il faudra donc adapter le gain du préamplificateur aux conditions d'emploi (sensibilité de la cellule). La consommation du circuit est de l'ordre de 16 à 20 mA, quelle que soit la tension d'alimentation. L'impédance d'entrée est de 100 à 250 k $\Omega$ , celle de sortie de 100 ohms ; l'amplitude du signal de sortie est de 1,5 V sur charge élevée et de 1 V sur 3 k $\Omega$ . La séparation des voies est de 70 dB à 1 000 Hz. Le bruit de fond est, ramené à l'entrée, de 0,7 à 3  $\mu$ V, sur la bande de 100 Hz à 10 kHz.

#### LE PRÉAMPLIFICATEUR RIAA TRADITIONNEL

Le correcteur RIAA que l'on rencontre dans la plupart des préamplis comporte deux transistors, il en faut donc quatre pour réaliser un préamplificateur stéréophonique. La figure 1 représente le schéma d'un de ces préamplificateurs. Il comporte par voie, une douzaine de résistances, 7 condensateurs, deux transistors. Certains schémas sont plus simples, mais comportent toujours au moins deux transistors, le maximum étant de quatre par voie, avec bien entendu toujours un nombre important de composants externes. L'avantage du montage à transistors discrets réside dans l'amplitude de signal de sortie qui est fonction de la tension d'alimentation. Avec une tension d'alimentation de 24 V, ce préamplificateur pourra délivrer une tension de 6 à 7 V efficaces donc pourra admettre des signaux d'entrée de forte amplitude. Ce type de préamplificateur fonctionne parfaitement

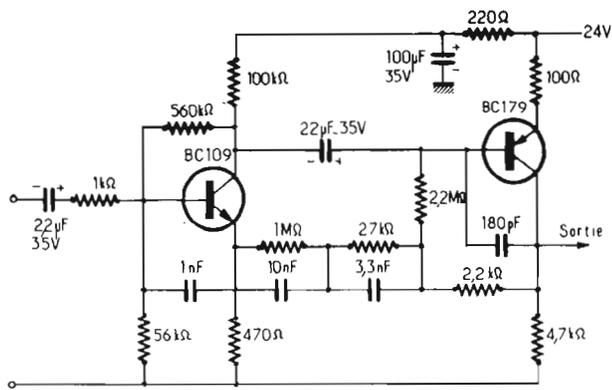


Fig. 1. - Schéma de principe d'un préamplificateur RIAA à transistor pour lecture de disques. Il n'y a qu'une seule voie de représentée.

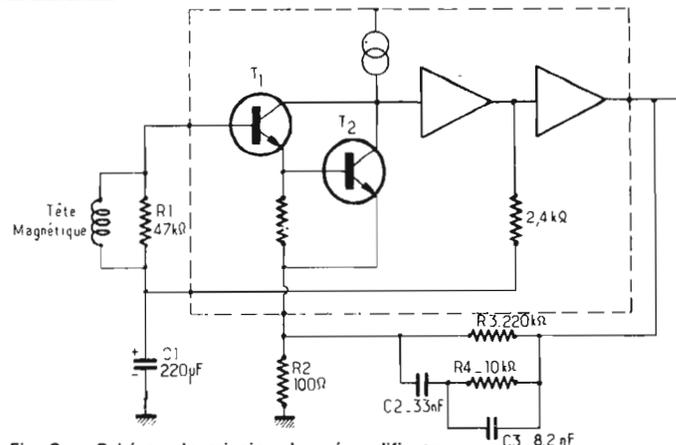


Fig. 2. - Schéma de principe du préamplificateur RIAA à circuit intégré. Dans l'encadré, nous avons représenté une partie de la structure interne du circuit. Les seuls éléments à ajouter sont ceux représentés à l'extérieur. La résistance R1 est facultative.

sa réalisation exige une surface de circuit imprimé supérieure à celle nécessitée par son homologue à circuit intégré.

### LE PRÉAMPLI RIAA À CIRCUIT INTÉGRÉ

La figure 2 représente le schéma du préamplificateur. Nous n'avons représenté qu'une seule voie, et une partie de l'intérieur du circuit intégré. Cette section interne montre comment sont obtenues d'une part la polarisation, d'autre part les contre-réactions responsables de la correction de courbe RIAA.

La tête de lecture est branchée directement à l'entrée du circuit intégré. Cette disposition n'est pas toujours possible, elle dépend en fait de la configuration du branchement du bras et de la table de lecture. Il est possible de réaliser un autre branchement, si l'on ne peut accéder aux quatre fils du phonocapteur, c'est cette raison qui fait que ce préamplificateur est particulièrement intéressant si on veut l'installer dans le socle du tourne-disques. Il sera alors branché à l'ampli sur les entrées haut niveau.

### RÔLE DES COMPOSANTS

Le condensateur C1 est un condensateur de découplage de la tension de polarisation de base de T1. Il y a ici en fait un réseau de contre réaction constitué de la résistance de 2 400  $\Omega$  et du condensateur C1. Pour que le découplage soit efficace, il faut que l'impédance du condensateur C1 soit faible devant celle de la résistance de 2 400  $\Omega$ . A 20 Hz,

l'impédance du condensateur C1 de 220  $\mu$ F est de 36  $\Omega$  environ, impédance faible devant les 2 400  $\Omega$  de la résistance de polarisation. Il est possible de diminuer la valeur du condensateur C1, afin de suivre la partie fréquences basses de la courbe RIAA. Il faudrait pour cela réduire fortement la valeur de C1. Les essais que nous avons effectués ont montré qu'à ce moment, la stabilité du montage devenait problématique (oscillations à très basses fréquences).

La courbe RIAA théorique est représentée figure 3. Ce sont les

éléments C2, C3, R3, R4 et R2 qui déterminent cette courbe. A 1 000 Hz, le gain est déterminé par R2 le pont de résistances R2, R4 ; il est ici de 40 dB. Aux fréquences basses, C2 intervient, en courant continu, c'est R3 et R2 qui déterminent la réponse. Aux fréquences hautes, l'impédance de C2 est très faible, et c'est alors C3 qui shunte la résistance R4. Nous n'entrerons pas ici dans les détails du calcul.

La résistance R1, de 47 k $\Omega$ , constitue la charge du phonocapteur. Elle peut être omise, on notera alors une légère variation

de la courbe de réponse du phonocapteur.

La courbe de réponse de ce préamplificateur, mesurée sur le prototype est représentée sur la figure donnant la courbe théorique. Cette courbe théorique ne peut évidemment pas être obtenue pratiquement, tous les éléments réactifs du montage condensateur ayant une impédance variant progressivement avec la fréquence. Aux fréquences intermédiaires, par exemple vers 500 Hz, C3, qui détermine la réponse aux fréquences hautes joue un rôle parasite.

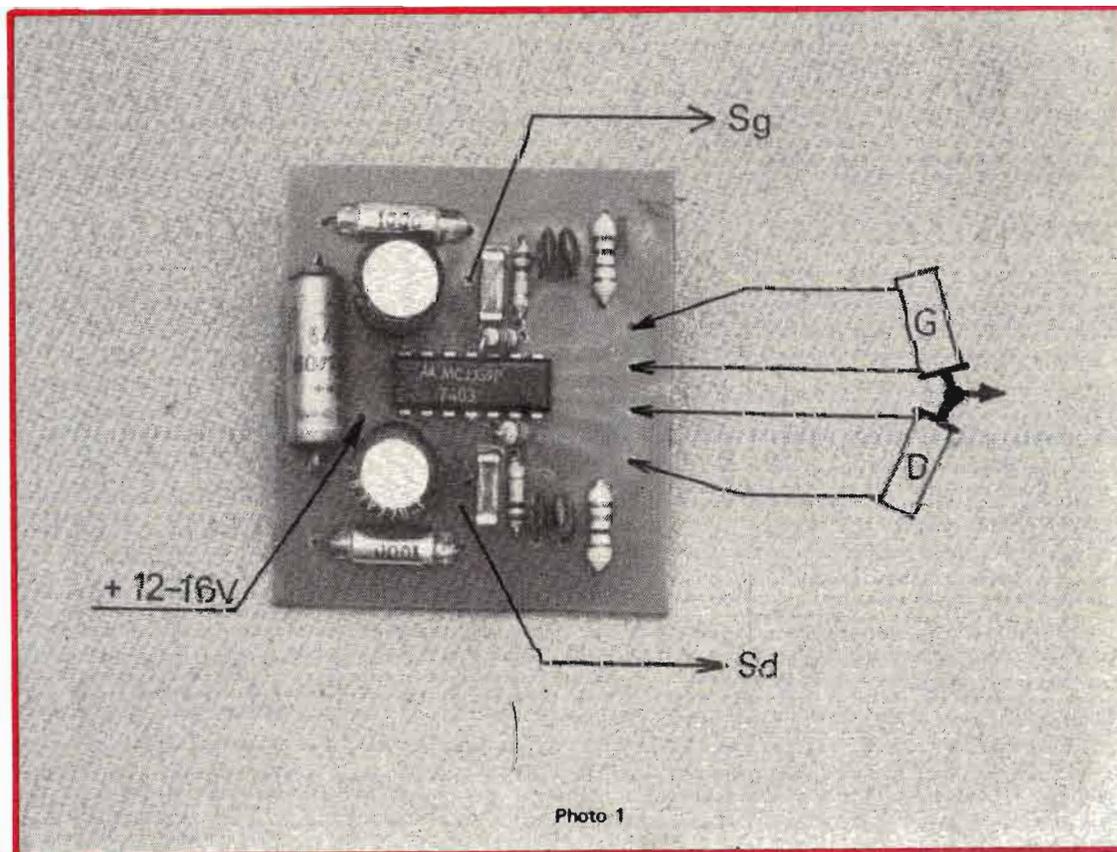


Photo 1

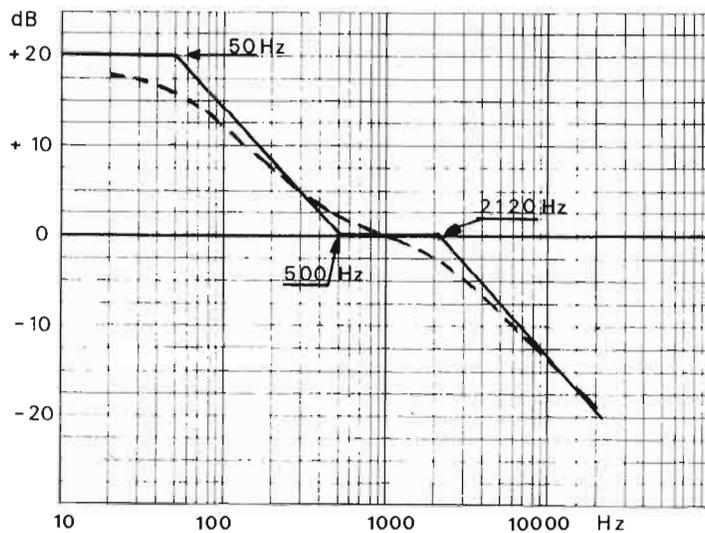


Fig. 3. - Courbe de réponse théorique (traits pleins) et celle mesurée sur la maquette (pointillé).

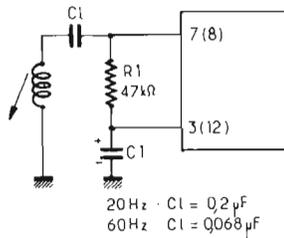


Fig. 5. - Modification du schéma nécessaire lorsque l'on ne dispose pas d'un câble de liaison à 5 fils. La résistance R1 est idi indispensable.

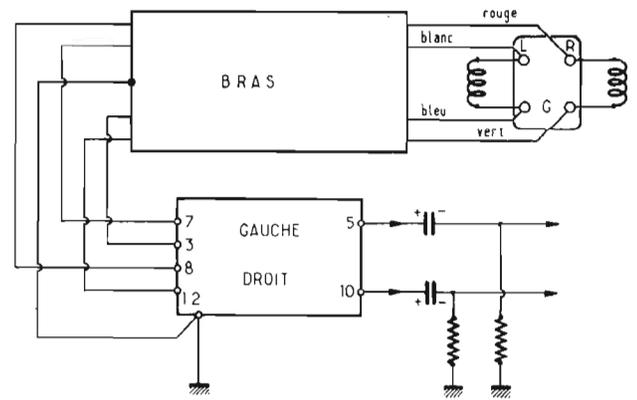


Fig. 4. - Comment il faut relier la tête de lecture (deux enroulements) au préamplificateur par l'intermédiaire du câble du bras.

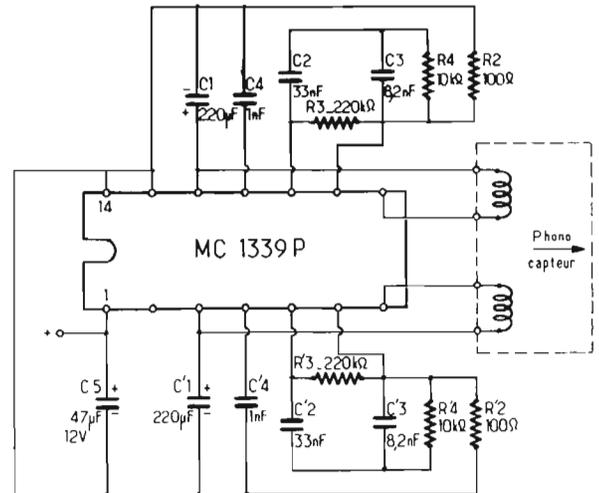


Fig. 6. - Schéma de principe complet du préamplificateur RIAA. Les résistances R1 et R'1 n'ont pas été représentées.

### BRANCHEMENT SUR UN BRAS DE LECTURE

Une tête de lecture contient deux bobines fixes qui sont les sources du signal. Chaque bobine dispose de deux sorties que l'on branchera à l'entrée du préamplificateur. La figure 4 donne la manière de brancher le phono capteur pour obtenir le minimum de ronflement parasite. La mesure du bras sera reliée au pôle négatif de l'alimentation tandis que les quatre fils de liaison seront isolés de cette masse. Attention, la borne masse du canal gauche (repérée L,G) est souvent reliée au corps du phono capteur. Si le porte cellule est conducteur, il faudra supprimer cette liaison. On vérifiera avant mise sous tension que les quatre bornes du circuit intégré 3, 7, 8, 12 ne sont pas à la masse.

Pour respecter la phase du signal, il faudra prendre soin à ne pas inverser les fils de l'une des bobines. Les points marqués G de la cellule devront aller vers les broches 3 et 12 du circuit intégré, celles marquées H ou qui ne sont pas repérées iront vers les bornes 7 et 8.

### PRÉAMPLIFICATEUR AVEC MASSE COMMUNE

Il n'est pas toujours possible de disposer des quatre fils isolés du bras. On devra donc adopter un montage un peu plus complexe si l'on désire prendre comme référence (masse) le pôle négatif de l'alimentation.

La figure 5 donne la modification du circuit d'entrée. Cette disposition offre un avantage supplémentaire. En effet, certaines tables de lecture délivrent un

bruit de fond mesurable mais non audible. C'est un phénomène particulièrement sensible avec des disques déformés à la suite d'une mauvaise manipulation ou d'un défaut de fabrication. On peut éliminer partiellement ce phénomène en introduisant dès l'entrée du circuit intégré un filtre passe-haut, constitué du condensateur de liaison C1 et de la résistance d'entrée du montage R1. Pour réaliser un filtre ayant une fréquence de coupure de 20 Hz, la valeur du condensateur sera de 0,22 μF, pour une fréquence de 60 Hz, il sera de 0,068 μF.

### RÉALISATION

Le schéma complet est représenté figure 6. Il est extrapolé de la figure 2, le circuit intégré n'est plus maintenant qu'une petite boîte à laquelle il s'agit d'ajouter

les composants périphériques. Le circuit imprimé correspondant à ce schéma est donné figure 7 et l'implantation des composants figure 8. Nous avons volontairement omis les condensateurs de liaison de sortie, ces derniers pouvant fort bien être intégrés à l'entrée de l'étage suivant. Les résistances R1 et R'1 n'ont pas non plus été prévues sur le circuit imprimé.

### RÉSULTATS DES MESURES

Le gain à 1 000 Hz du montage est d'environ 40 dB à 1 000 Hz, à 1 dB près ; le gain est identique sur les deux canaux. La courbe théorique est suivie à moins d'un décibel près, ce qui constitue une performance valable. La tension maximale de sortie est de 1,2 V environ, tension atteinte à 1 000 Hz avec un signal de 11 mV. Ce préamplificateur

pourra être utilisé avec pratiquement n'importe quelle cellule du commerce. Le rapport signal/bruit obtenu est de l'ordre de 68 dB, sans prendre de précaution particulière. Le bruit de fond est constitué d'une part importante de composants à très basse fréquence. Si l'on dispose un filtre à la sortie, filtre éliminant les fréquences au-dessous de 20 Hz par exemple, l'influence de ces tensions, inaudibles mais mesurables, sera limitée, et on obtiendra un meilleur rapport S/B. A titre indicatif, le rapport S/B du tourne-disques est de 40 dB environ. La courbe de réponse est celle donnée figure 3, en pointillé, elle est donc excellente.

### EXTENSION DU MONTAGE

Nous avons utilisé ce circuit intégré dans un but particulier, l'amplification de signaux phonographiques. Il peut être employé dans bien d'autres cas, par exemple pour amplifier le signal d'un microphone. Dans ce cas, le circuit de correction de fréquence pourra être remplacé par un autre réseau plus simple : on supprimé

les condensateurs C2, C3 et la résistance R4, on change la valeur de R3 en fonction du gain désiré, le même circuit imprimé pourra être utilisé pour plusieurs applications. En choisissant d'autres courbes de réponse, on adaptera la réponse pour la lecture d'une bance magnétique par exemple.

### CONCLUSIONS

Le circuit intégré pour un préamplificateur RIAA, pourquoi pas ? Celui que nous avons employé ici permet la réalisation rapide et surtout peu encombrante d'un tel accessoire qui se révélera particulièrement utile lorsqu'on aura besoin de commu-

ter plusieurs platines. Il est préférable en effet de véhiculer des signaux amplifiés plutôt que des signaux à faible niveau. 9 condensateurs, 6 résistances, 1 circuit intégré, voilà le matériel nécessaire, de plus, il n'y a pas de réglage à faire. Alors, laissez-vous tenter, le circuit intégré, ce n'est pas si difficile que cela.

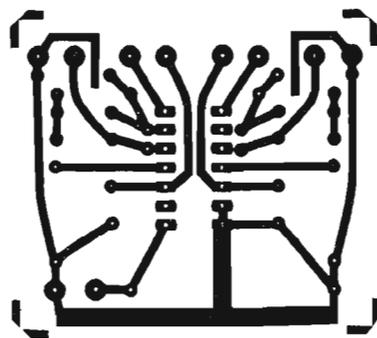


Fig. 7. - Circuit imprimé du préamplificateur RIAA.

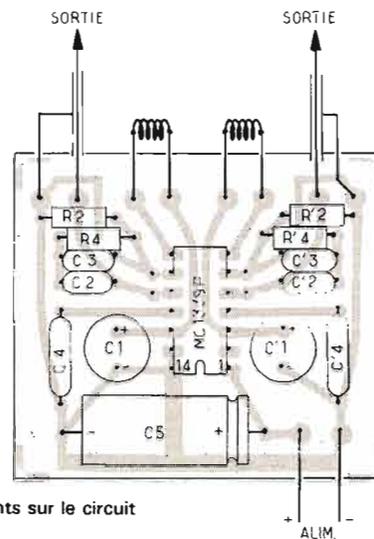


Fig. 8. - Implantation des composants sur le circuit imprimé.

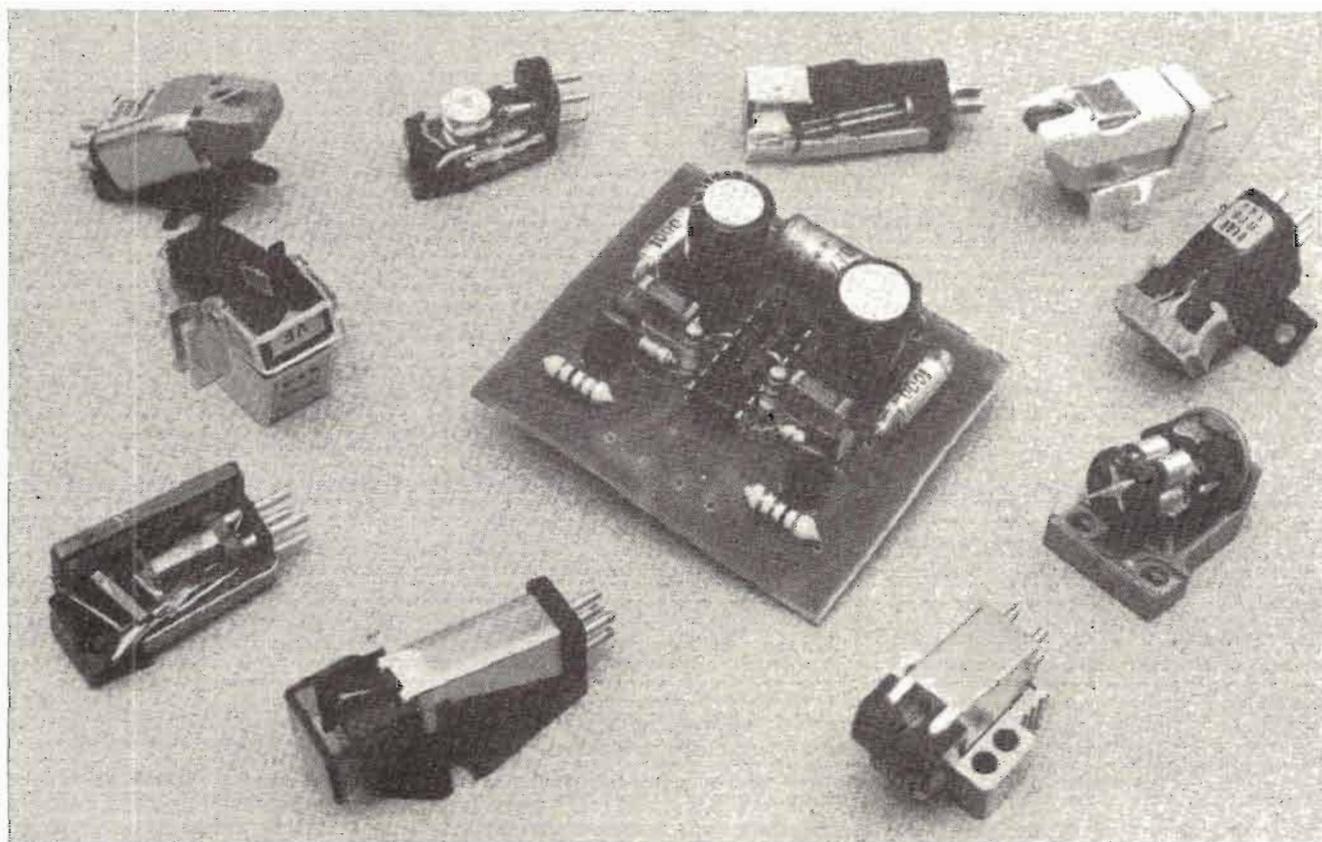
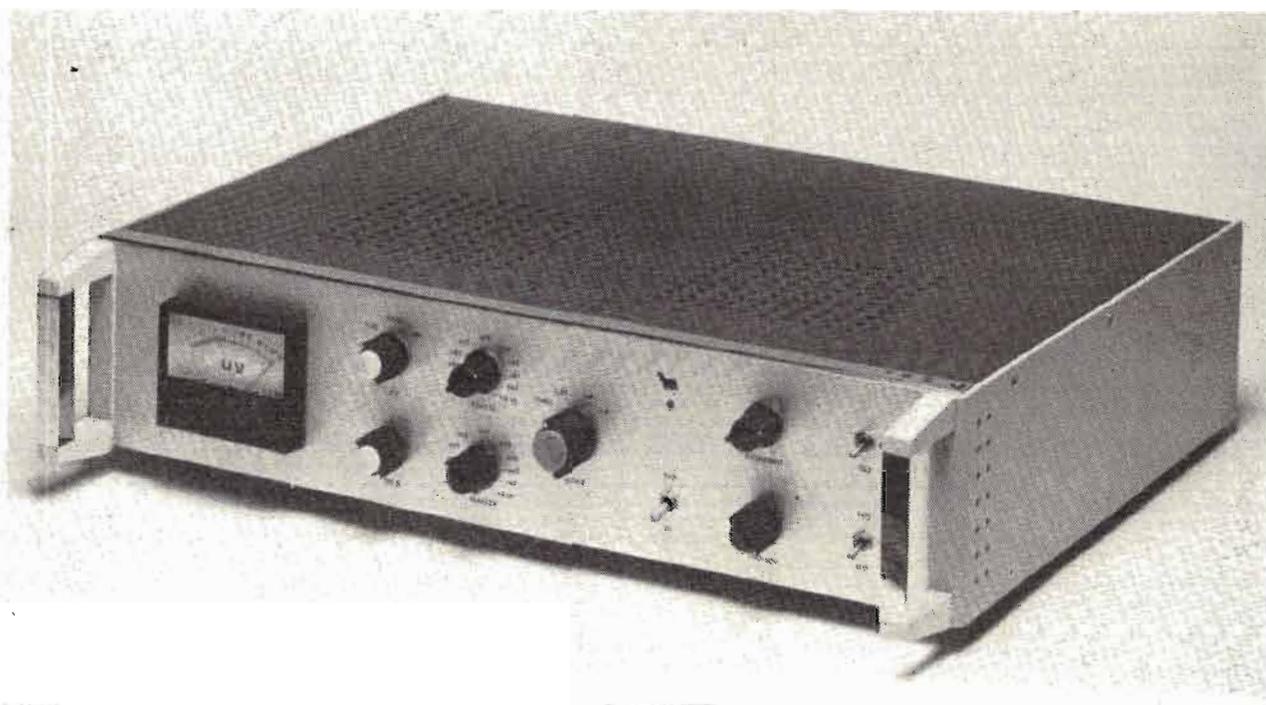


Photo 2

# ETUDE D'UN COMPRESSEUR



## MAGNETIC FRANCE

### GENERALITES

**L**A réduction de la dynamique (rapport du signal de modulation le plus fort au signal le plus faible) lors d'un enregistrement ou d'une radio-diffusion présente de nombreux avantages.

#### En prise de son :

- De protéger les circuits pré-amplis contre la saturation ou l'écrêtage au niveau d'une console d'enregistrement ou, de la bande lors d'un enregistrement sur magnétophone.
- De permettre des trucages sur certains instruments par exemple : effet de « pompe » sur piano, basse, grosse caisse, etc.
- De compenser l'effet d'éloignement ou de proximité d'un microphone dans le cas où un chanteur vient à dévier de l'axe

incident  $0^\circ$  de la pastille micro par réduction de la dynamique jusqu'à seulement une dizaine de décibels.

— De diminuer la dynamique sur la bande mère destinée à la gravure du flanc d'un disque afin d'éviter, malgré le pas variable, le chevauchement et surtout de « gagner du temps » sur le microsillon.

#### En émission :

- D'accroître le rapport signal/bruit des transmissions.
- D'étendre la portée d'un émetteur.

En effet, la réduction de dynamique ou compression de volume permet d'amener le niveau moyen du signal beaucoup plus près du niveau maximum donc à plus grande distance du bruit de fond. Cette même caractéristique peut être mise à profit lors de la modulation des émetteurs que

l'on modulera près de la profondeur maximum admissible. L'énergie des bandes latérales sera dès lors augmentée, et la portée des transmissions accrue.

A la limite, après étalonnage, le compresseur de volume permettra au preneur de son ou au chef d'émission de relâcher l'attention qu'il porte aux indicateurs de niveau (crête-mètre, modulomètre, vu-mètre, etc.).

### INTRODUCTION

La plupart des systèmes de compression peuvent être représentés par le schéma de la **figure 1** où le diviseur de tension contrôlé joue le rôle d'un atténuateur automatique.

En effet le tandem  $R_0 + R_v$  forme un pont-diviseur. Si  $R_v$  varie en valeur, la tension  $V_r$  est

une fraction plus ou moins grande de la tension  $V_{in}$  dans le rapport :

$$\frac{V_r}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{R}{R_v}}$$

On conçoit donc que, pour que  $V_{out} = G \cdot V_r$  reste constante quel que soit  $V_{in}$  il faudra que  $R_v$  diminue quand  $V_{in}$  augmentera. On aura réalisé ainsi un système tel qu'à partir d'un certain seuil choisi comme référence la tension  $V_{out}$  à la sortie de l'amplificateur restera constante malgré l'augmentation de  $V_{in}$ . C'est ce système que l'on nomme compresseur de modulation.

Les principales qualités d'un tel montage doivent être un temps de réponse ou temps de compression très court ainsi qu'une faible distorsion.

Le taux de compression (ratio)

peut être défini par l'égalité suivante :

$$C = \frac{\log(V_{in\ max}/V_{in\ min})}{\log(V_{out\ max}/V_{out\ min})}$$

La figure 2 montre la caractéristique de transfert d'un compresseur. Au-delà d'une certaine valeur  $V_{in\ max}$ , de la tension d'entrée la tension de sortie  $V_{out}$  augmente de nouveau par suite de la limite de variation atteinte dans l'élément variable.

### DIVISEUR DE TENSION CONTROLÉ

La figure 3 montre le diviseur de tension utilisé comprenant une résistance fixe  $R_0$  et une résistance variable  $R_v$  qui peut être par exemple un transistor bipolaire ou à effet de champ.

La caractéristique de transfert d'un tel diviseur est précisément celle de la figure 2 divisée par le gain de l'amplificateur  $G$ . Il est important que le semi-conducteur utilisé en résistance variable fonctionne sans tension continue d'alimentation comme indiqué à la figure 3. C'est en effet pour des petites variations de niveau autour de l'origine des caractéristiques  $I_c/V_{ce}$  ou  $I_d/V_{ds}$  que la linéarité est la meilleure. La principale caractéristique de la résistance variable est donc une bonne linéarité lorsqu'aucune tension n'est appliquée à ses bornes principales (collecteur-émetteur ou drain-source) ceci pour une grande plage de variation de la tension de réglage appliquée à sa base ou à sa porte. Le transistor à effet de champ étant beaucoup plus linéaire que les transistors bipolaires, il sera seul considéré et

retenu dans le compresseur décrit ci-dessous. L'attaque du FET doit être symétrique afin que la distorsion soit réduite au minimum, dans ce cas deux tensions alternatives et de sens contraire doivent être appliquées entre porte et source et porte et drain. Ceci est réalisé si les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont égales.

La figure 4 montre l'allure des caractéristiques  $I_d/V_{ds}$  à  $V_{gs}$  constante d'un FET tout près de l'origine des caractéristiques.

C'est une famille de courbes tendant vers des droites  $y = ax$  où  $a$  est le coefficient angulaire

$$a = \frac{\Delta y}{\Delta x}$$

varie suivant la tension  $V_{gs}$  appliquée sur la gate.

### CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DU COMPRESSEUR-LIMITEUR MAGNETIC FRANCE

Entrées : symétrique 600  $\Omega$  ou 10 k $\Omega$ , asymétrique par inter sur prise DIN près verrouillables.

Sortie : symétrique 600  $\Omega$  nominal 0 dBm, max. + 20 dBm sur prise DIN Preh verrouillable.

Bande passante : 40 Hz à 16 000 Hz à -0,5 dB ; 20 Hz à 20 000 Hz à -1 dB.

Gain : 46 dB à + ou - 1 dB.

Distorsion : moins de 0,5 % de 50 Hz à 15 000 Hz en compression pour un temps de retour de 1,5 seconde (la distorsion augmentant légèrement dans les fréquences bas-

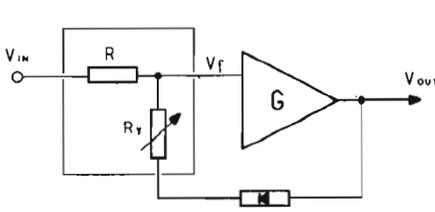


Fig. 1

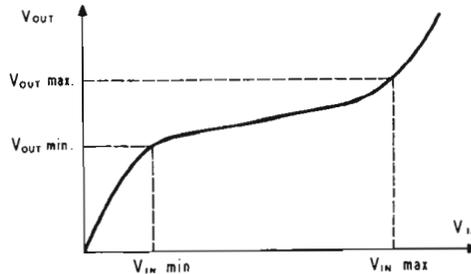


Fig. 2 : Caractéristique de transfert.

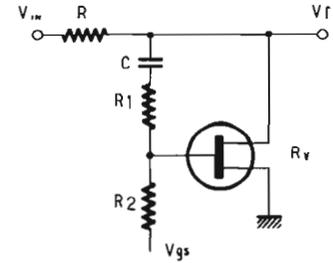


Fig. 3 : Diviseur de tension contrôlé.

Fig. 5 : Schéma synoptique du compresseur.

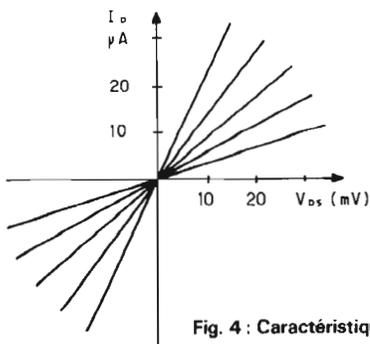
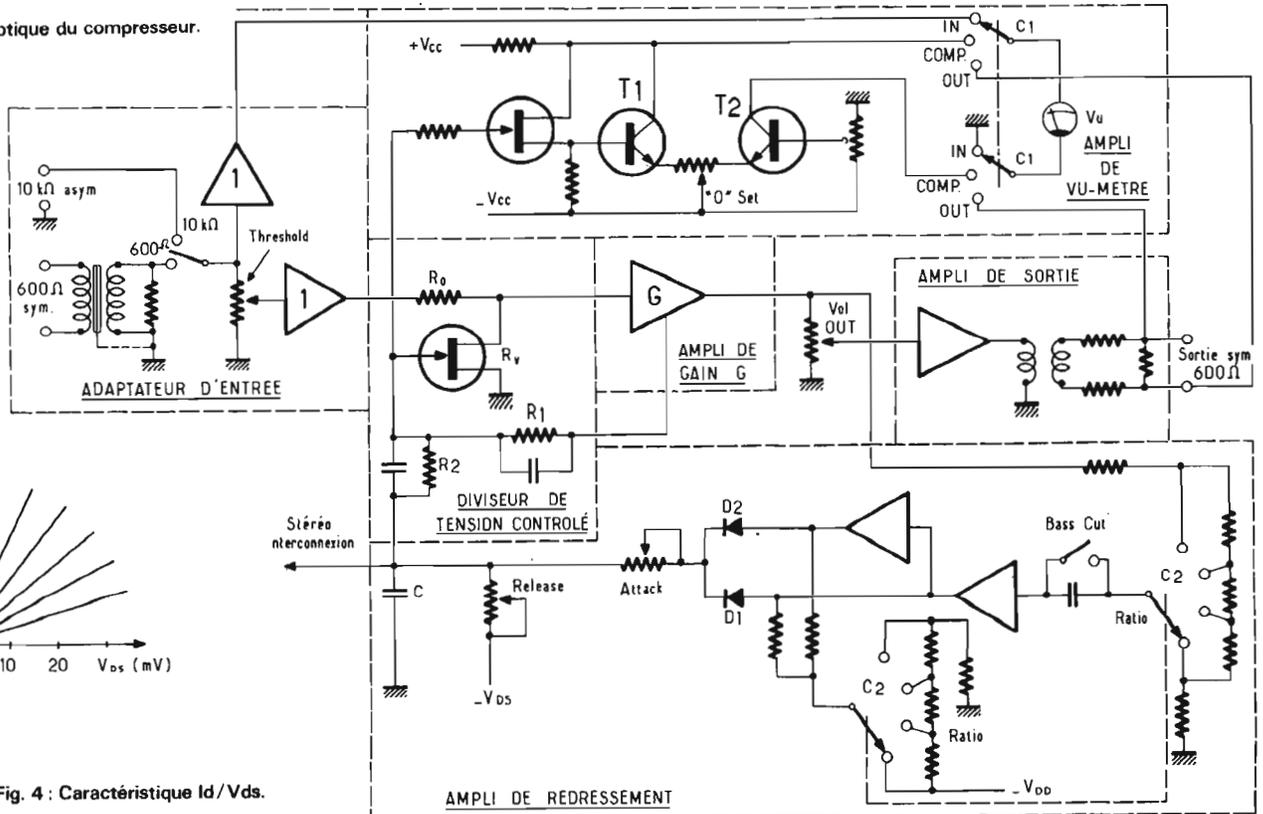


Fig. 4 : Caractéristique  $I_d/V_{ds}$ .



### AMPLI DE GAIN G (figure 8)

C'est un classique pré-ampli formé de deux transistors NPN à grand gain en liaison continue. Le premier transistor BC109C a une charge collecteur élevée (1 M $\Omega$ ) lui confèrent un courant de repos seulement quelques dizaines de micro-ampères courant optimum pour le bruit de fond minimum.

La résistance  $R_{bc}$  de 560 k $\Omega$  impose l'impédance d'entrée et procure une contre-réaction en continu. Le gain du montage en alternatif est très peu différent du rapport des résistances

$$\frac{R_{gr}}{R_c}$$

soit  $G = 35$ .

La résistance de 1 k $\Omega$  série dans la base du transistor d'entrée associée au condensateur de 27 pF en fuite à la masse empêche toute oscillation intempestive.

### AMPLI DE SORTIE (figure 9)

C'est un classique ampli de puissance ligne à symétrie complémentaire de sortie.

Le premier transistor PNP BC205B procure à l'ampli une impédance d'entrée élevée grâce à sa résistance d'émetteur bootstrappée par un 10  $\mu$ F. Le driver est un transistor BC107B neutrodyné entre base et collecteur par un 220 pF pour stabiliser le montage aux fréquences élevées. La diode 1N4148 associée à l'ajustable de 470  $\Omega$  permet de régler le courant de repos des transistors

complémentaires BC142 et BC143 de sortie et d'avoir ainsi un recoupement parfait pour les petits niveaux de modulation. Le gain de l'ensemble en alternatif est ajusté à 5 par l'intermédiaire de la résistance de 1 k $\Omega$  ajustable ( $G = 1\ 800/R_{ajut.}$ ). Le condensateur de sortie de 470  $\mu$ F conserve une impédance, pour une bonne restitution des fréquences basses, négligeable devant l'impédance 600  $\Omega$  du transformateur de rapport 1/1 qui charge l'ampli.

Au secondaire de ce dernier deux résistances de 33  $\Omega$  limitent le courant en cas de court-circuit en cas de court-circuit, et celle de 2,2 k $\Omega$  fixe une impédance non infinie si la sortie reste non connectée.

### AMPLI DE REDRESSEMENT

(Voir le schéma synoptique).

A la sortie de l'ampli de gain G un pont diviseur à plots permet de prendre une fraction plus ou moins grande de la modulation totale, cette fraction est fixée grâce au contacteur « ratio ». Elle est ensuite amplifiée par un premier étage, puis redressée par une diode  $D_1$ . D'autre part, la modulation disponible à la sortie de ce premier étage est inversé en phase puis réétalonné dans un deuxième afin d'avoir le même niveau de sortie sur les deux amplis mais hors phase. Cette deuxième tension disponible est à son tour redressée par  $D_2$  et mélangée à la précédente. Il faut remarquer que les anodes des deux diodes de redressement retournent à un potentiel plus ou

moins négatif suivant le taux de compression choisi par l'intermédiaire du contacteur « ratio ». Celles-ci sont donc bloquées et présentent une impédance inverse très grande en absence de signal. Lorsqu'une modulation apparaît en sortie de l'ampli de gain G elle est amplifiée puis mise en phase, redressée et vient se soustraire algébriquement à la tension négative sur les anodes. Lorsque la somme algébrique devient positive les diodes deviennent conductrices et chargent à travers la résistance variable (attack) le condensateur C avec la constante de temps :  $R_{attack} C$ . Le potentiel de la gate de l'effet de champ du diviseur de tension contrôlé est au repos négatif, la résistance dynamique drain-source est très grande. Donc au repos le condensateur C est chargé négativement à  $-V_{ds}$ . Du fait de la conduction des diodes  $D_1$   $D_2$  par les alternances positives de la modulation, la tension de charge à travers R attack citée plus haut, vient donc s'ajouter algébriquement à la tension de repos  $-V_{ds}$ . Le condensateur perd donc en charge négative. La résistance dynamique diminue donc et le pont-diviseur entre en action. L'ampli de gain G voit sa modulation d'entrée diminuer et par là même sa tension de sortie. On a bien le résultat recherché avec un taux de compression différent suivant la fraction de modulation appliquée à l'ampli de redressement ainsi que la tension plus ou moins négative appliquée aux anodes des diodes  $D_1$ ,  $D_2$ .

Le taux de compression est étalonné comme suit en 4 positions : 4/1, 8/1, 12/1, Limit (20/1).

En reprenant la définition du taux de compression donnée au paragraphe 2, on obtient :

$$C = \frac{\log(V_{in\ max}/V_{in\ min})}{\log(V_{out\ max}/V_{out\ min})}$$

Exemple : si  $V_{in\ max}$  augmente de 16 fois par rapport à  $V_{in\ min}$  pendant que  $V_{out\ max}$  augmente que de 2 fois par rapport à  $V_{out\ min}$ , l'expression de C devient :

$$C = \frac{\log 16}{\log 2} = \frac{1,2}{0,3} = 4$$

ou en dB

$$C\ (dB) = 4\ \text{DB/1 dB}$$

Donc pour un taux de compression de 4/1 une variation de 4 dB à l'entrée ne fait varier la sortie que de 1 dB. De même pour un taux de compression de 12/1 une variation de 12 dB à l'entrée ne fait varier la sortie que de 1 dB.

Lorsque la modulation disparaît comme nous l'avons dit plus haut les deux diodes se bloquent et le condensateur C n'a de chemin pour perdre les charges l'ayant rendu moins négatif que par la résistance R (release), avec une constante de temps égale à R release C.

### AMPLI VU-METRE

(Voir schéma synoptique).

Le vu-mètre est un modèle aux caractéristiques professionnelles de résistance interne 3 900  $\Omega$  avec système de redressement incorporé. Pour les contrôles des modulations IN et OUT il suffit

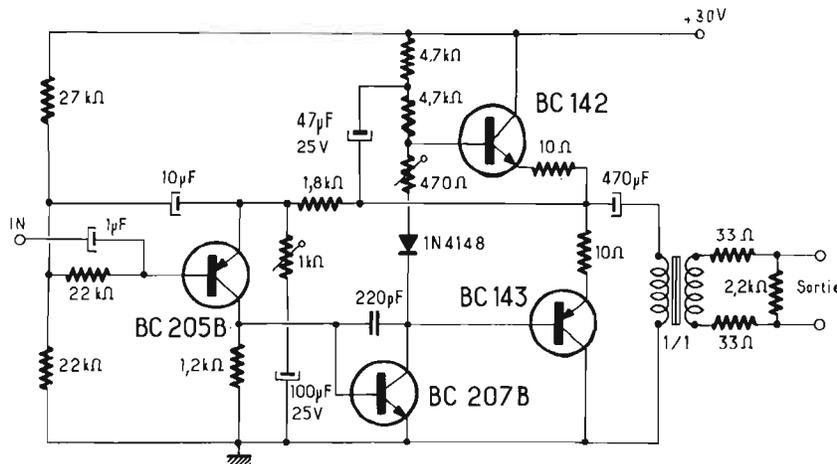


Fig. 9 : Ampli de sortie.

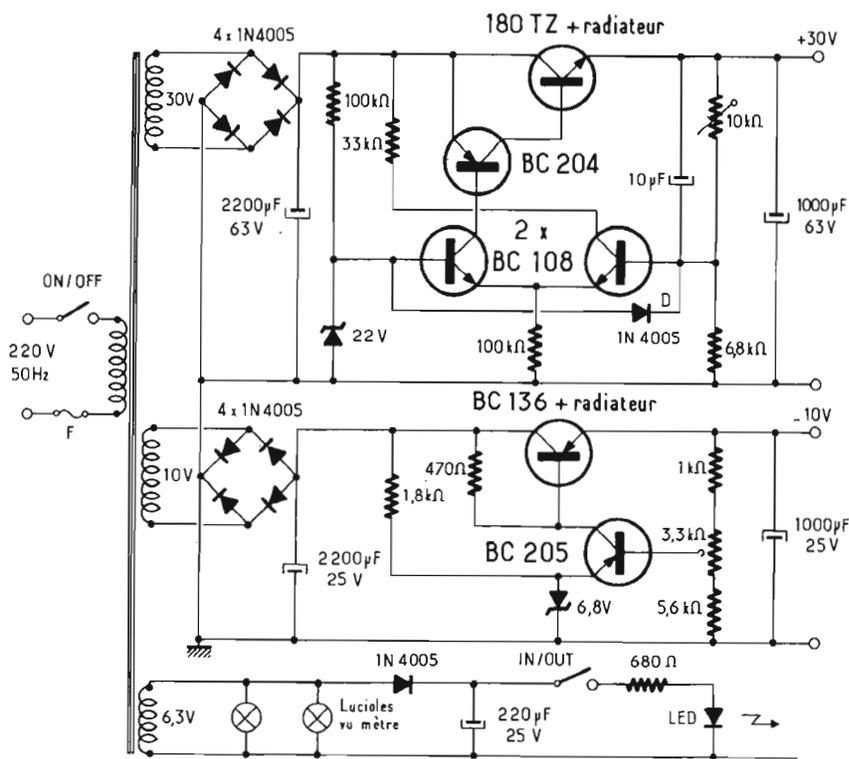


Fig. 10 : Alimentation.

de placer une résistance série de valeur adéquate pour obtenir l'étalonnage en dB souhaité (0 V<sub>u</sub> = 0 dBm ou 0 V<sub>u</sub> = + 4 dBm au choix).

Cas de l'indication compression :

Le vu-mètre sert alors de charge collecteur du transistor T<sub>2</sub> lui-même associé au transistor T<sub>1</sub> pour former un ampli différentiel. On compare la variation du potentiel de base du transistor T<sub>1</sub> à celui de T<sub>2</sub> fixé une fois pour toute. Pour ne pas perturber le circuit du FET monté en résistance variable un adaptateur d'impédance est obligatoire pour l'attaque du différentiel. Il est réalisé à l'aide d'un deuxième transistor à effet de champ monté en source suivieuse. L'impédance d'entrée présentée par un tel montage est au minimum de plusieurs dizaines de mégohms. Les émetteurs de T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> sont réunis aux extrémités du potentiomètre « 0 set » dont le curseur retourne à un potentiel négatif. Cette disposition permettant de placer l'aiguille, du vu-mètre, en position compression et sans modulation, sur la graduation 0 dB.

### ALIMENTATION (figure 10)

L'alimentation, par l'intermédiaire des trois enroulements secondaires du transformateur d'alimentation, délivre les trois tensions continues nécessaires au fonctionnement du compresseur.

1) + 30 V. Alimentation régulée, stabilisée, d'une configuration classique où l'on compare à l'aide d'un différentiel la tension de sortie à la tension de référence donnée par une diode zener de 22 V.

Seule particularité, la diode D qui protège l'alimentation en cas de court-circuit.

2) - 10 V. Alimentation stabilisée on ne peut plus classique permettant d'obtenir la tension continue négative pour la polarisation des diodes de l'ampli de redressement ainsi que celle nécessaire au diviseur de tension contrôlé.

3) Un enroulement 6,3 V permet l'éclairage du vu-mètre et un redressement mono-alternance pris sur cet enroulement réalise l'illumination de la LED rouge signalant la mise en circuit du compresseur.

### EXEMPLE D'UTILISATION

But : on veut compresser, toutes les pointes de modulation au-dessus de 0 dB.

Mise en service et étalonnage de l'appareil :

- Inter ON/OFF sur ON.
- Inter IN/OUT sur IN.
- Contacteur vu-mètre sur Comp. Amener l'aiguille du vu-mètre sur la graduation 0 dB à l'aide du bouton « 0 set ».
- Contacteur vu-mètre sur IN, injecter une modulation de 0 dB à l'entrée du compresseur en vérifiant que l'aiguille indique bien la graduation 0 dB vu-mètre.
- Contacteur vu-mètre sur Comp. Tourner le bouton Threshold dans le sens des aiguilles d'une montre jusqu'à ce que l'aiguille du vu-mètre décroisse d'un demi dB.
- Contacteur vu-mètre sur OUT. Tourner le bouton Vol. OUT jusqu'à amener l'aiguille du vu-mètre à la graduation 0 dB, si l'on veut obtenir un gain unitaire d'insertion.
- Choisir le taux de compres-

sion voulu à l'aide du contacteur ratio ainsi que les temps d'attack et de retour : release.

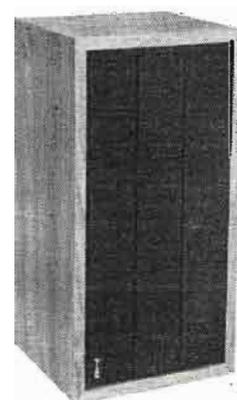
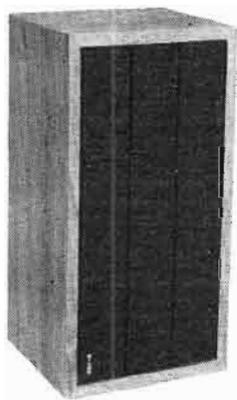
— Envoyer la modulation, toutes les pointes dépassant 0 dB seront compressées dans le rapport fixé par le taux de compression choisi précédemment.

### CONCLUSION

Après cette étude quelque peu approfondie et qui, nous l'espérons, n'aura pas été trop rébarbative, on conçoit que le compresseur est un organe quasiment indispensable que ce soit en studio ou en radio-diffusion. L'amateur lui-même pourra l'utiliser avec succès pour obtenir des enregistrements encore « supérieurs » en qualité.

Le prix en devient abordable. Il existe deux versions professionnelle et semi-professionnelle, et il ne fait aucun doute que cet appareil aura un grand succès parmi les professionnels du son et la quantité de plus en plus grande des fanatiques qui recherchent encore et toujours la qualité « pro ».

# SÉLECTION DE CHAINES HIFI



## CHAINES MARANTZ 1030 ET 1060

### Chaîne Marantz 1030

Cette chaîne comprend un amplificateur Marantz 1030, une platine CEC BD 2000, deux enceintes acoustiques Siare B3X.

### L'amplificateur Marantz 1030

Puissance : 2 x 15 W/8Ω.  
Distorsion d'intermodulation : 0,5 %  
Distorsion harmonique : 0,5 %  
Courbe de réponse : 20 à 20 000 Hz ± 1 dB  
Sensibilité des entrées : 2,1 mV/47 kΩ (phono) - 150 mV/100 kΩ (haut niveau).

### La table de lecture CEC BD 2000

Platine tourne-disques  
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn  
Système d'entraînement : courroie de transmission  
Moteur : sync rone 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 Siare B3X

Puissance nominale : 25 W  
Bande passante : 35 à 20 000 Hz  
Impédance : 4 à 8 Ω  
Enceinte à 3 voies  
Système actif-actif  
Equipement : 2 H-P de 17 cm de diamètre et un tweeter  
Dimensions : 500 x 255 x 230 mm

### Chaîne Marantz 1060

Cette chaîne comprend : un amplificateur Marantz 1060 une table de lecture CEC BD 2000, deux enceintes acoustiques KEF Chorale

### L'amplificateur Marantz 1060

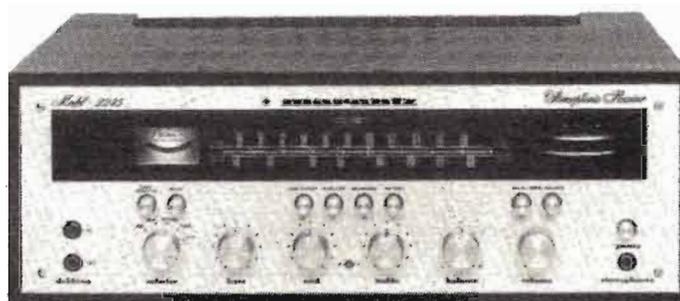
Puissance : 2 x 30 W  
Distorsion d'intermodulation : 0,5 %  
Distorsion harmonique : 0,5 %  
Courbe de réponse : 20 à 20 000 Hz ± 1 dB  
Sensibilité des entrées : Phono : 1,8 mV/47 kΩ - entrée haut niveau 180 mV/100 kΩ.

### La table de lecture CEC BD 2000

Voir chaîne Marantz 1060

### L'enceinte acoustique Kef Chorale

Puissance : 30 W  
Bande passante : 35 à 40 000 Hz  
Impédance : 8 Ω  
Equipement : 2 haut-parleurs  
Dimensions : 470 x 281 x 221 mm



## CHAINES MARANTZ 2220 ET 2245

### Chaîne Marantz 2220

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Marantz 2220, une table de lecture CEC BD 2000, deux enceintes acoustiques Siare B3X

### Le tuner amplificateur Marantz 2220 - Partie tuner :

Gammes : PO - FM  
Sensibilité FM :  $2,1 \mu\text{V}$  (à 30 dB)  
Distorsion harmonique : 0,5 % (stéréo)  
Rapport signal/bruit à  $50 \mu\text{V}$  : 60 dB  
Sélectivité : 50 dB  
Séparation stéréo : 40 dB (à 1 000 Hz)

### Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 20 W  
Distorsion d'intermodulation : 0,9 %  
Distorsion harmonique : 0,9 %  
Courbe de réponse : 20 à 20 000 Hz  $\pm 1$  dB  
Rapport signal/bruit : 93 dB (phono)

Sensibilité des entrées : Phono :  $2,1 \text{ mV}/35 \text{ k}\Omega$  - Tuner, aux. :  $180 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$

### La table de lecture CEC BD 2000

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 Siare B3X

Puissance nominale : 25 W  
Bande passante : 35 à 20 000 Hz  
Impédance : 4 à  $8 \Omega$   
Enceinte à 3 voies  
Système actif-actif  
Équipement : 2 H-P de 17 cm de diamètre et un tweeter  
Dimensions : 500 x 255 x 230 mm.

### Chaîne Marantz 2245

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Marantz 2245, une table de lecture Thorens TD 165, deux enceintes acoustiques Scott S 11

### Le tuner amplificateur Marantz 2245

Partie Tuner :  
Gammes : PO - FM  
Sensibilité FM :  $2 \mu\text{V}$   
Distorsion harmonique : 0,30 % (stéréo).  
Rapport signal/bruit : 55 dB (pour  $5 \mu\text{V}$ )  
Sélectivité : 60 dB  
Séparation stéréo : 42 dB (à 1000 Hz)

### Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 45/8  $\Omega$   
Distorsion harmonique : 0,3 %  
Distorsion d'intermodulation : 0,3 %  
Courbe de réponse : 20 Hz à 20 kHz  $\pm 0,5$  dB  
Sensibilité des entrées :  $1,8 \text{ mV}/47 \text{ k}\Omega$  et  $180 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$   
Dimensions : 425 x 127 x 360 mm

### La platine Thorens TD165

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn  
Fluctuations totales : 0,06 %  
Rapport signal/ronronnement : - 43 dB  
Moteur synchrone 16 pôles  
Entraînement du plateau par courroie  
Plateau de 300 mm de diamètre, d'un poids de 3,2 kg  
Dimensions : 440 x 140 x 340 mm

### La platine Garrard 86SB

Platine 2 vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn  
Rapport signal/bruit : - 63 dB  
Fluctuation totale : 0,12 %  
Plateau de 292 mm de diamètre  
Dimensions : 454 x 405 x 181 mm

### L'enceinte acoustique Scott S11

Enceinte 3 voies  
Bande passante : 35 à 20 000 Hz  
Impédance :  $8 \Omega$   
3 HP dont un boomer de 25 cm de diamètre.  
Dimensions : 600 x 294 x 362 mm

# Notre Courrier Technique

Par R.A. RAFFIN

**RR - 3.70 - M. Mickaël bonneville, 94 Créteil.**

1° A notre avis, les dimensions de votre enceinte acoustique sont peut-être suffisantes... mais disent bien « tout juste suffisantes » ! Une enceinte un peu plus volumineuse aurait sans doute été meilleure.

2° En ce qui concerne les composants nécessaires au montage de lumière psychédélique décrit dans le numéro 1486, page 277, veuillez vous adresser aux établissements ROBUR, 102, boulevard Beaumarchais, 75011 PARIS.

3° Il est en général possible d'ajouter un correcteur physiologique à un amplificateur BF n'en possédant pas ; il est nécessaire alors d'utiliser un potentiomètre de volume spécial (comportant une prise intermédiaire fixe). Quant aux diverses valeurs des éléments à ajouter, cela dépend du schéma et de la conception de l'amplificateur.

4° HP N° 1490, page 159.

a) Toutes les résistances dont la puissance n'est pas spécifiée sont de type 0,25 W.

b) Les condensateurs C4, C5 et C6 que l'on trouve dans le commerce sont tous des types pour 200 ou 400 V... Ils sont donc largement suffisants pour la tension d'alimentation du module ; c'est la raison pour laquelle la tension de service n'est pas indiquée. En principe, cette tension n'est généralement indiquée que pour les condensateurs électrochimiques (remarque valable pour tous les montages à semiconducteurs).

**RR - 3.71 - M. Jean-Claude MORCQ, 06 Nice.**

Considéré à distance, uniquement d'après vos explications,

nous ne pensons pas que l'emploi d'un préamplificateur d'antenne monté à l'entrée du récepteur puisse améliorer vos conditions de réception de TÈLÈ-MONTE-CARLO.

D'après les phénomènes observés, il pourrait s'agir d'un dérèglement du téléviseur.

Mais, d'autre part, comme vous nous dites fonctionner sur une **antenne collective**, il est également fort possible que les amplificateurs de ladite antenne soient « accordés » sur les chaînes françaises uniquement, et non sur Télé-Monte-Carlo.

**RR - 4.01**

Nous sommes franchement désolés, mais dans le rectificatif publié sous la référence RR - 2.12, page 346 du n° 1499, les « radicaux » ont de nouveau, et malgré tout, été omis. Cela semble être une farce, et pourtant... Décidément, l'imprimerie doit être fâchée avec le signe de l'extraction de racine carrée.

Nous pensons que cette fois-ci nos lecteurs auront rectifié d'eux-mêmes.

**RR - 4.02 - Alain BUHAGIAR, 17 La Rochelle.**

Nous vous avons répondu directement (avec l'enveloppe rédigée par vos soins) et notre courrier nous a été retourné avec la mention « inconnu à l'adresse indiquée ». Nous vous rappelons donc ici les caractéristiques et le brochage du tube cathodique 3 AP 1 ont été publiés dans le n° 1215 (page 137) de notre revue Le Haut-Parleur, numéro auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

**RR - 4.03-F**

Suite à la demande RR - 2.08 publiée dans le n° 1499, nous avons reçu de la part de M. Jean-Claude AUJAMES, 03 VICHY les renseignements essentiels suivants se rapportant au circuit intégré TCA 430 N. Nous remercions notre aimable correspondant pour sa communication.

**TCA 430 N** : circuit intégré comportant quatre oscillateurs RC et destiné à être utilisé dans la construction des orgues électroniques. L'emploi de trois TCA 430 N fournit donc douze maître-oscillateurs à fréquences élevées réparties sur une octave. Les signaux de sortie symétriques rectangulaires de ces oscillateurs conviennent parfaitement pour attaquer un circuit intégré **diviseur** du genre SAJ 110 permettant l'obtention des notes sur les octaves inférieures souhaitées.

Un effet de vibrato peut être obtenu en l'appliquant à la broche 4.

Le TCA 430 N se présente sous la forme d'un boîtier en matière plastique SOT 38 « dual in line » à 16 broches.

Le TCA 430 N est semblable au TCA 430 du point de vue caractéristiques électriques (mais les connexions aux broches 5 et 8 doivent alors être interverties).

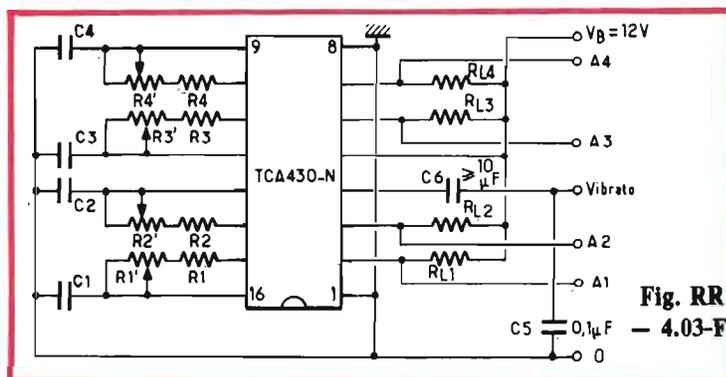
Les caractéristiques électriques et les conditions normales d'emploi du TCA 430 N sont les suivantes :

- tension d'alimentation = + 12 V ;
- résistances de sortie (RL 1, 2, 3, 4) = 3,3 kΩ ;
- courant de sortie (broches 2, 3, 6, 7) = 7,5 mA (max.) ;
- tension de vibrato (facultative) = 6 V crête à crête max. ; 1,7 V crête à crête pour 1 demiton (appliquée à la broche 4 via un condensateur C6 ; impédance d'entrée = 4 kΩ) ;
- gamme de température = - 30 à + 125 °C. Intensité d'alimentation = 22 mA ;
- résistances déterminant la fréquence d'oscillation R1, 2, 3, 4 = de 5 à 50 kΩ ;
- condensateurs déterminant la fréquence d'oscillation C1, 2, 3, 4 : moins de 1 μF ;
- formule de calcul des fréquences à partir des résistances et condensateurs ci-dessus :

$$F = \frac{865}{RC}$$

F en hertz ; R en kΩ ; C en μF ;  
- fréquence d'oscillation max. : 30 000 Hz.

La figure RR - 4.03 représente le brochage ainsi qu'un exemple d'utilisation de ce circuit intégré.



## RR — 4.04

Suite à la demande RR — 1.05 publiée dans le n° 1499, nous avons reçu des compléments d'information de la part de M. Serge POIRIER, 14 Dives-sur-Mer et de M. Jean-Pierre THARRAN, 88 Saint-Dié, ce dernier nous joignant une documentation Mazda à l'appui.

Ce que nous avons répondu à M. Henri MILLOT se trouve bien confirmé. Mais de plus, il est effectivement possible d'utiliser un tube EL 511 à la place, soit d'un EL 502, soit d'un EL 504.

Le seul point à surveiller est le suivant : sur les EL 502 et EL 504, les connexions « cathode + G 3 » correspondent aux broches 3 et 8 reliées ensemble. Par contre, sur le tube EL 511, seule la broche 3 correspond à ces connexions, et la broche 8 doit être laissée libre.

Nous remercions sincèrement nos correspondants pour leurs aimables communications.

RR — 4.05 — M. Guy DUMOULIN, 85 Fontenay-le-Comte.

Normalement, pour utiliser un microphone sur un électrophone ordinaire, il faudrait déconnecter les deux fils venant de la tête de lecture et les remplacer par les deux fils venant du microphone... Mais il y a de très grandes chances pour que le gain de l'amplificateur de l'électrophone soit insuffisant et que, en conséquence, la puissance de sortie soit assez faible.

Il faudrait faire précéder l'entrée normale « pick-up » de l'électrophone par un préamplificateur microphonique, ce dernier étant alors attaqué par le microphone. Mais le schéma de ce préamplificateur dépend de la conception de l'amplificateur (de l'électrophone) qui fait suite, ainsi que des caractéristiques du microphone employé (type, impédance, etc.).

RR — 4.06 — M. Yves ROSIER, 21 Quetigny.

Dans les condensateurs électrochimiques miniatures au tantale, le fil correspondant au pôle (+) est repéré par une petite tâche de peinture (le plus souvent blanche).

Cette marque détermine uniquement le pôle positif et n'intervient pas parmi les autres couleurs de marquage indiquant la capacité.

RR — 4.07 — M. Roland MURE, 42 Riorges.

Certes, votre projet est possible ; vous pouvez fort bien mettre en service **simultanément** votre caméra et votre magnétophone... Il suffit de prévoir (d'après votre schéma) un fil suffisamment long (le cas échéant). Mais sans dispositif synchronisateur, la synchronisation laissera toujours à désirer.

RR — 4.08 — M. Daniel CAURAT, 95 Soisy-sous-Montmorency.

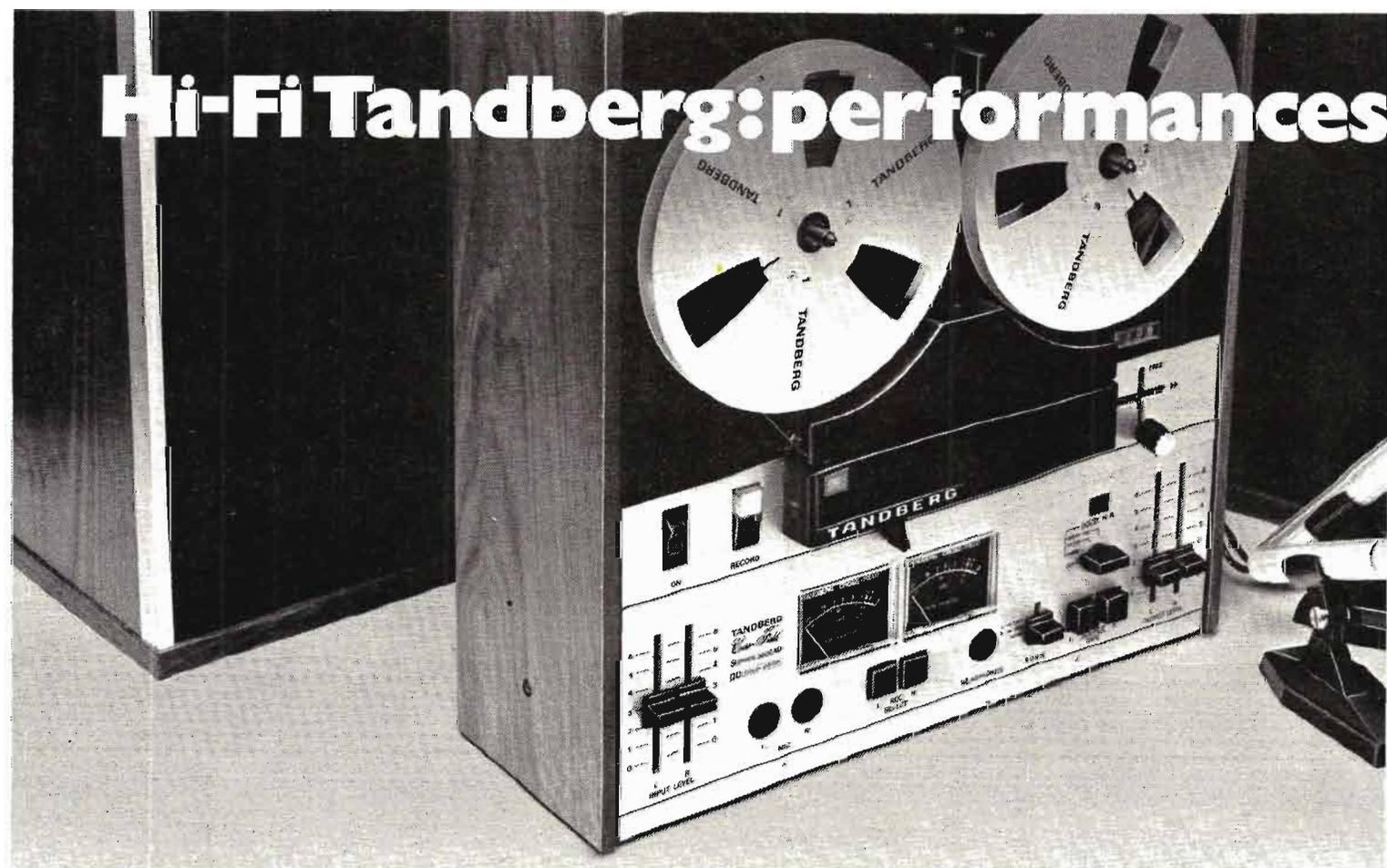
1) Il est incontestable que le tube cathodique de votre téléviseur est à bout de souffle... et que la plupart des phénomènes que vous observez sont dus à sa défectuosité.

2) Le ronflement dans le

« son » que vous constatez, ronflement non modifié par le réglage du potentiomètre de volume, doit sans doute provenir des condensateurs électrochimiques de filtrage dont les capacités se sont affaiblies avec le temps.

3) Ce que vous appelez « une petite perte de courant dans l'antenne » est vraisemblablement due au courant alternatif du secteur qui passe par l'intermédiaire de certains condensateurs, soit entre secteur et châssis, soit entre châssis et antenne (blindage du câble coaxial). Mais ceci est normal et sans danger.

4) Notre revue a déjà décrit plusieurs montages de « déformateurs » de son (distorsions ; wa-wa ; etc.). Veuillez consulter la table des matières que nous publions chaque année dans le numéro du mois d'août ; voyez également le petit ouvrage « Effets sonores et visuels » de Bernard Fighiera (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).



**RR — 4.09 — M. François POIVRET, 14 Bayeux.**

Nous devons sans doute mal comprendre le sens de votre demande, car nous ne voyons nullement la nécessité d'intercaler « un préamplificateur d'une dizaine de transistors » à la sortie de votre amplificateur BF actuel pour actionner votre jeu de lumière.

Si vous désirez augmenter la sensibilité de ce jeu de lumière, c'est-à-dire obtenir son fonctionnement à partir d'une puissance moindre de l'amplificateur BF, il suffit d'effectuer les modifications suivantes :

a) Utiliser un transformateur d'isolement d'entrée présentant un rapport **élévateur** de transformation plus **élevé** que celui présentement employé.

b) Remplacer les trois potentiomètres actuels connectés sur le secondaire du transformateur par des modèles de 10 k $\Omega$ .

A puissance BF de sortie nettement moindre, vous obtiendrez ainsi les tensions suffisantes de déclenchement des triacs.

**RR — 4.10 — M. Gilles LUCIEN, 93 Blanc-Mesnil.**

Les transistors type MTJA — 0111 et MTJA — 0112 ne figurent pas sur les DATA-Books en notre possession, ni sur nos manuels de correspondance.

Le revendeur où vous avez acheté l'appareil devrait être en mesure de pouvoir vous fournir, soit des transistors de dépannage de mêmes types, soit des transistors de types correspondants.

**RR — 4.11 — M. Robert HELZMANN, 68 Mulhouse,** nous demande des renseignements complémentaires concernant les différents procédés de montage du transducteur sur la cuve de nettoyage par ultrasons faisant l'objet de la figure 14, page 149 du n° 1486.

Afin d'obtenir une bonne dissipation thermique pour le disque, un bon couplage acoustique et des pertes minimales dans la couche de colle, cette dernière doit être aussi mince que possible. Cependant, le disque serait alors très vulnérable à la casse si des objets

lourds tombent dans la cuve. Donc pour renforcer la couche de colle et obtenir une épaisseur bien définie, il est recommandé de placer entre le PXE et la cuve une garniture de treillis métallique ou de fibres de verre d'environ 0,5 mm d'épaisseur. Pour une épaisseur de la cuve d'environ 1 mm, des disques d'épaisseur 3 à 6 mm présentent vraisemblablement l'optimum entre la stabilité mécanique et le rendement maximal.

Le disque métallique améliore l'adaptation de la paroi de la cuve et réduit la fragilité du transducteur.

Les couches de colle peuvent donc être réduites en épaisseur, ce qui réduit les pertes et améliore les échanges thermiques.

Les disques d'aluminium permettent d'obtenir à dimensions égales une meilleure adaptation et un facteur de couplage électromécanique meilleur que les disques d'acier. D'un autre côté, le disque PXE, avec l'aluminium, peut être exposé à des contraintes plus importantes à cause du coefficient de dilatation thermique plus élevé.

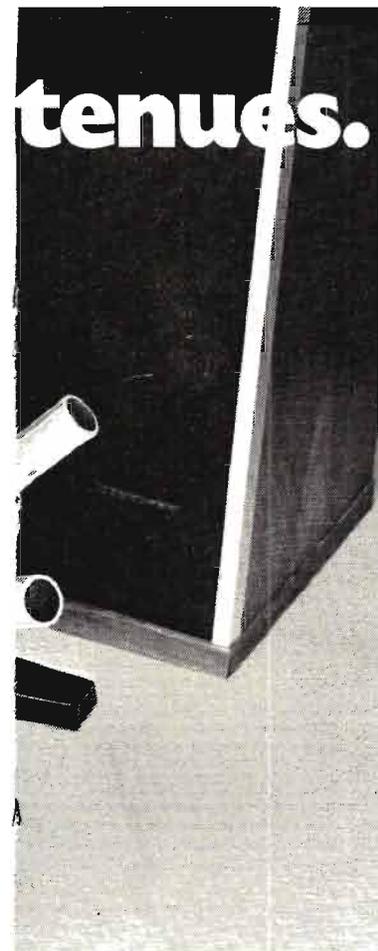
L'épaisseur du disque métallique est en règle du même ordre

que celle du disque céramique, tandis que le diamètre est choisi de manière que les fréquences de résonance radiales des disques de métal et de céramique soient sensiblement égales. Pour un diamètre de PXE de 50 mm, le disque d'acier ou d'aluminium devrait avoir un diamètre de 82 mm environ.

La cuve ne doit pas présenter d'angles vifs, la propagation des oscillations de flexion pouvant en être affectée.

La fréquence de fonctionnement de l'installation est un peu supérieure à la fréquence de résonance radiale ou planaire d'un disque libre  $F \approx 45$  kHz. Toutes les caractéristiques du transducteur (comme d'impédance ou la puissance maximale) dépendant fortement de leur utilisation, doivent en conséquence être déterminées seulement après leur installation dans des montages d'essais.

Pour des transducteurs sans disque métallique, la résonance est bien définie et est voisine de la fréquence initiale de résonance radiale. L'impédance à la résonance est en moyenne de quelques centaines d'ohms, quand le récipient est chargé avec l'eau. Pour des transducteurs avec dis-



## Platine 3500 X stéréo

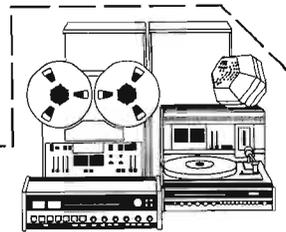
Ses caractéristiques sont autant de performances garanties

3 vitesses . 4,75 - 9,5 et 19 cm/s.   
 4 têtes, technique d'enregistrement "Cross-Field" Tandberg.   
 Permet le monitoring (test-A-B), le son sur son et l'écho.   
 Réglages des niveaux-entrée et sortie par potentiomètres linéaires.   
 Vu-mètres très lisibles de classe professionnelle.   
 Pleurage et scintillement maximum . 0,07 % à 19 cm/s.   
 Diaphonie à 1000 Hz : mono > 60 dB, stéréo > 50 dB.   
 Bande passante à 19 cm/s : 30 à 25 000 Hz   
 Bande passante à 9,5 cm/s : 30 à 20 000 Hz   
 Rapport signal/bruit (IEC A-Curve, 3 % distorsion) :   
 pondéré : 64 dB , avec Dolby : 72 dB.   
 non pondéré : 57 dB ; avec Dolby : 61 dB.

Mixage possible en mono (1 entrée line et 1 entrée micro).   
 Arrêt automatique par cellule photo-électrique.   
 Prise frontale pour casque d'écoute stéréo.   
 Existe avec système "Dolby"\* sous la référence 3600 XD Stéréo.

Prix indicatifs :   
 3500 X : 2790 F - 3600 XD : 3450 F.

\* Dolby : marque déposée,   
 Dolby Laboratories   
 Inc USA.



Nous tenons à votre disposition, gratuitement, les résultats intégraux des tests effectués par la presse professionnelle   
 Bon à retourner à Tandberg France S.A. - 1, rue Jean-Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

Je souhaite recevoir, sans engagement de ma part, le dossier complet de la platine 3500 X stéréo   
  Veuillez me faire parvenir également votre brochure générale sur la gamme HI-FI Tandberg 1975.

Nom : \_\_\_\_\_   
 Prénom : \_\_\_\_\_   
 Adresse : \_\_\_\_\_

Joindre 3 timbres à 0,80 F pour frais d'envoi.

HI-FI FAMILY  
**TANDBERG**  
hi-fi, magnétophones, ampli-tuners, enceintes.

H.P.75

que métallique, les cuves ont une résonance dans la gamme 40-60 kHz et l'impédance à la résonance est de l'ordre de plusieurs kilo-ohms. La gamme de fréquence 45-60 kHz semble être ici optimale.

La puissance de dissipation ne doit pas dépasser 50 W.

Les sorties d'électrodes doivent être effectuées sur les électrodes libres par des tresses soudées et sur les électrodes collées par une feuille (par exemple cuivre-beryllium) collée sous pression ou soudée. Toutes les tresses libres, ou les parties libres des feuilles, doivent être amorties acoustiquement par un matériau adéquat (caoutchouc silicone, par exemple) pour éviter leur destruction.

Le disque PXE doit être collé avec un matériau à faibles pertes, tel que résine-époxy.

Collage avec Eccobond 45 + 50 % Catalyst 15 (emerson et Cuming) à 50 °C pendant 4 h.

Ajoutons qu'au cours des essais, on a remarqué que le transducteur pouvait supporter une puissance d'entrée de 50 watts sans dommage ; mais avec 100 ou 150 watts, il commence à donner des signes de détérioration.

(D'après Documentation R.T.C.).

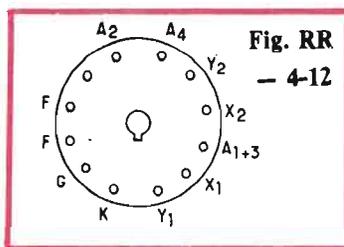
**RR - 4.12-F - M. Charles NAPOLEON, 31 Colomiers.**

Suite à la demande RR - 12.48 de M. Charles NAPOLEON, publiée dans le n° 1495, nous avons reçu les caractéristiques du tube cathodique Cossor type 09 J qui nous ont été aimablement communiquées par M. L. DEVYLERRE, 134, rue du Faubourg de Douai, 59000 Lille, et que nous remercions très vivement.

Voici les caractéristiques du tube 09 J : tube cathodique à double faisceau ; déviation et concentration électrostatiques.

Chauffage = 4 V 1 A ; diamètre d'écran = 110 mm ; longueur 375 mm ; trace bleue.

Tension max. de l'anode



finale = 2 000 V ; tension normale de l'anode finale = 1 200 V.

Les autres caractéristiques du tube dépendent de la tension retenue pour l'anode finale ; si nous appelons E cette tension, nous avons : tension de la deuxième anode = E/4 ; sensibilité axe y = (370/E) en mm/V ; sensibilité axe X = (560/E) en mm/V ; tension négative d'extinction des faisceaux = E/40.

Brochage, voir figure RR - 4.12.

A toutes fins utiles, notre correspondant (M. Devylerre) nous signale qu'il dispose d'un tube cathodique Cossor type 89 J ; toutefois, nous notons des différences de caractéristiques non négligeables par rapport au type 09 J.

**RR - 4.13 - M. Jean-Luc WAUQUIER, Valencia (Espagne).**

Voici les caractéristiques des semiconducteurs cités dans votre lettre :

**OY-1011** : diode redresseuse ; tension inverse de crête = 1 200 V max. ; intensité directe redressée max. = 800 mA.

**CR 25-401 B** : Thyristor silicium ; tension inverse de crête = 400 V max. ; intensité directe = 32 A max. ; commande de gâchette = 3 V/40 mA.

**2N 2160** : transistor unijonction ; P tot. = 45 W max. ; V b2 b1 = 35 V max. ; Ie = 70 mA max.

La diode DC 1 ou OC 1 (?) ne figure pas dans nos documentations.

**RR - 4.15 - Mlle HOLFELDER, 59 Fourmies.**

Il y a, en fait, plusieurs solutions possibles pour sonoriser un projecteur muet... qui dépendent essentiellement de sa conception.

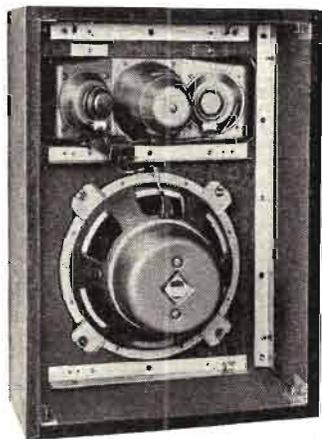
Nous supposons que, dans votre cas, il conviendrait d'utiliser un magnétophone extérieur (séparé) lié au projecteur par l'intermédiaire d'un synchronisateur.

Le plus sage serait de consulter votre fournisseur « photo-ciné ».

A toutes fins utiles, nous vous indiquons que deux montages de synchronisateur pour « projecteur muet-magnétophone » ont été décrits dans les numéros 271 et 318 de « Radio-Plans ».

**G 3037**

Que votre ampli soit faible (1 W, 5) . . . . . ou puissant



**la célèbre combinaison**

vous assure un rendement inégalé, avec une excellente musicalité et encaisse sans effort

**30 WATTS EFFICACES**

- 4 Haut-Parleurs :
- 1 Boomer 300 mm
- 1 Médium à compression
- 2 Tweeters 100 mm

Monté dans une armature en aggloméré qui s'habille aisément de bois ou de tissu (facilement agrafable).

Dimensions : 600/450/200 mm

Livrable en 4 et 8 ohms, à un prix . . . agréable.

✂ Bon à découper

NOM \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

désire recevoir 1 documentation

dno



société internationale de matériel électronique et technique  
26, rue Etienne Marcel 75002 PARIS Tél. 508.40.46 et 41.44

**GRANDE PROMOTION SUR "HITACHI"**  
*matériel neuf fiable, garanti emballé d'origine (pièces de rechange assurées)*



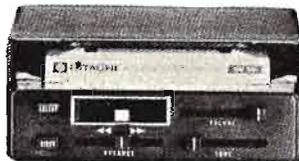
**WM-712** - Auto-radio (en stock 98) type universel GO-PO, 2 transistors, 5 diodes, 6 watts. Sortie 4 ohms. Alimentation 12 volts.

**PRIX . . . . . 161,00**



**CS-214** - Lecteur de cassettes stéréo (en stock 70) - Réglage tonalité et balance. Avancement et rebobinage à grande vitesse. Éjecteur de cassette. Arrêt automatique. 4 IC, 1 diode, 2 x 7 watts. Alimentation 12 volts.

**PRIX . . . . . 390,00**



**CS-200 IC** - Lecteur de cassette stéréo (en stock 78) - Levier tonalité et balance. Éjecteur de cassette. Renvolement automatique en fin de bande. Indicateur de programmes. Avancement et rebobinage à grande vitesse. 4 IC 4 transistors, 1 diode, 2 x 7 watts. Alimentation 12 volts.

**PRIX . . . . . 543,00**



**CS 4000 IC** - Lecteur de cassette (en stock 57). Quadriphonie. Dispositif anti-voil (serrure). Indicateur canal. Puissance 4 x 7 watts. Balance. 8 IC, 9 diodes, 24 watts. Alimentation 12 volts.

**PRIX . . . . . 780,00**

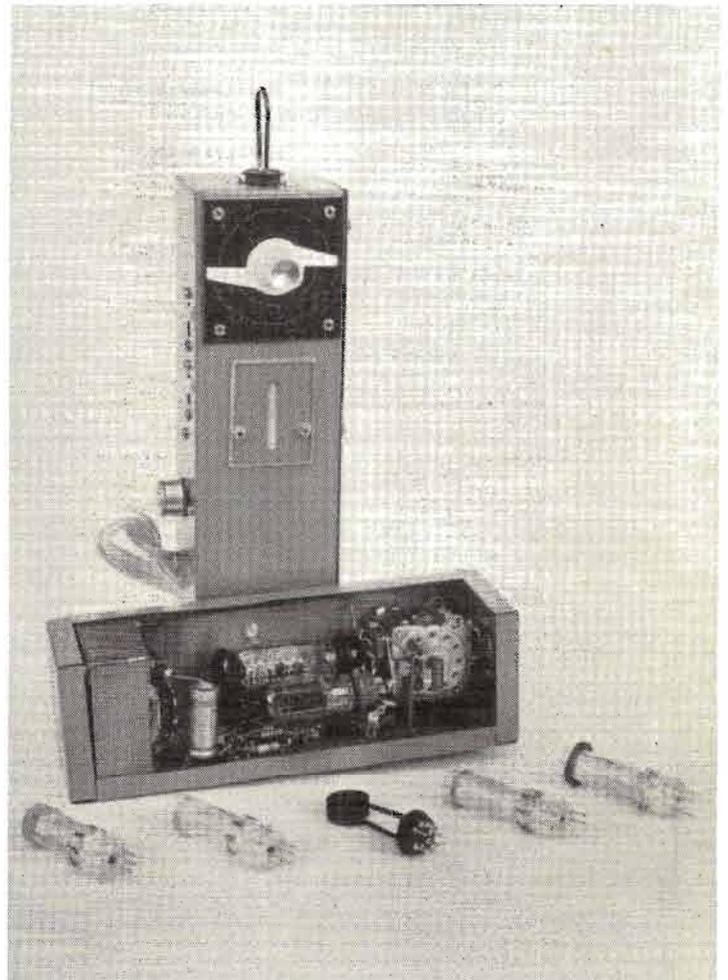
**AUTO-RADIO NATION - 29, av. du Bel-Air (angle place Nation) 75012 PARIS - Tél. : 307.34.34.**

## LE GRID ~ DIP

### EM 84

### DE

### FS CV



UN Grid-dip est un appareil de mesure simple, que tout amateur de radio, de télécommande, de télévision devrait posséder (les professionnels également, à plus forte raison).

Cela permet de mesurer la fréquence de travail d'un circuit accordé auquel on le couple, que ce circuit soit passif (récepteur) ou actif (oscillateur).

#### LE PRINCIPE

Grid-dip se traduit par : Creux de grille. Supposons un oscillateur à tube triode (fig. 2A) dans lequel un milliampèremètre mesure le courant de grille. Couplons à la bobine oscillatrice une autre bobine L accordée par un condensateur variable C. Au moment où le circuit L-C est

accordé sur la fréquence de l'oscillateur, il se traduit une absorption d'énergie qui est mise en évidence par une diminution du courant de grille. C'est le creux ou « Dip ». Cette absorption ne se produit qu'à l'instant précis où le circuit L-C est accordé sur la fréquence de l'oscillateur. On peut, c'est évident, laisser L-C fixe et faire varier la fréquence de l'oscillateur. Cela revient au même. On peut alors munir le condensateur variable de l'oscillateur d'un cadran étalonné directement en fréquences. La fréquence lue sur le cadran au moment du Dip correspond à la fréquence sur laquelle est accordé le circuit L-C.

Maintenant, supposons que le circuit L-C soit le circuit accordé d'un oscillateur en fonctionnement, dont on veut mesurer la fréquence. Pour cela, nous allons couper l'alimentation du tube

triode du Grid-Dip (ce qui correspond à la position Réception) qui va alors fonctionner comme une simple diode. Lorsque, par son condensateur variable, on accordera le Grid-Dip sur la fréquence de l'oscillateur à mesurer, le milliampèremètre de grille, qui était à zéro, va dévier. La fréquence lue sur le cadran à cet instant indique la fréquence recherchée.

Il devient évident que le milliampèremètre n'a pas besoin d'être étalonné, puisque c'est seulement l'instant où l'aiguille bouge qui compte. Du reste, l'indication du milliampèremètre est différente d'une gamme à l'autre, et parfois, d'un bout à l'autre d'une même gamme. On peut donc remplacer le milliampèremètre par tout système visuel (ou acoustique) mettant en évidence le Dip. Nous avons choisi un tube EM 84, parfaitement adapté à cet usage, puisque

baptisé par son fabricant « Indicateur d'accord »

L'élément triode de ce tube est utilisé en amplificateur de courant continu et assure une grande sensibilité. Le ruban lumineux du tube EM 84 accuse les plus petites variations, sans aucune inertie, et ceci est un avantage précieux, car on ne risque pas de passer sur le Dip sans le voir, même en tournant assez vite le condensateur variable. Autre avantage, un tube EM 84 coûte moins cher que le plus modeste Vu-mètre.

Ouvrons ici une parenthèse pour répondre à une question que nous supposons sur beaucoup de lèvres : Pourquoi, à l'ère des transistors, continuer à utiliser des tubes ? Eh bien, pour plusieurs raisons : D'abord, et surtout, disons que nous continuerons à utiliser des tubes tant que les Radioamateurs auront des émetteurs de plus de 100 milliwatts !!

Le Paradis des transistors est déjà peuplé de tant de cadavres... Et puis, lorsqu'on coupe l'alimentation de l'oscillateur (position réception) la fréquence de résonance se retrouve assez loin de la fréquence sur laquelle oscillait le transistor. En effet, la capacité interne des transistors varie avec la tension appliquée (effet utilisé dans les diodes varicap). Par contre, il y aurait certains avantages : en premier lieu, l'absence de « fil à la patte ». Mais là où l'on se sert d'un Grid-Dip, il y a généralement une prise de courant... sauf si on veut monter sur son toit, outil en main, pour tester les antennes. Or ceux qui ont tenté une fois dans leur vie, ce genre de chose savent combien il est délicat d'interpréter les résultats. Nous y reviendrons.

Il reste un avantage indiscutable en faveur des transistors : la mise en service instantanée. Mais... trente secondes de

réflexion pendant que chauffent les filaments du Grid-Dip, n'est-ce pas parfois bien utile ?

### LE SCHÉMA

La figure 1 montre un montage simple. Le tube 6C4 est monté en oscillateur. Le condensateur variable est un 2 x 120 pF et les bobinages sont interchangeableables. Un jeu de six bobinages permet de couvrir la gamme de 1,5 à 230 MHz. Un écart aussi grand entre les fréquences extrêmes a « posé quelques problèmes » (pour utiliser une expression à la mode !). Des condensateurs de liaison trop faibles empêchent toute oscillation aux fréquences basses. Trop forts, cela gêne aux fréquences élevées. Un compromis a été trouvé, qui consiste à amortir certaines gammes par une résistance aux bornes du bobinage.

L'inverseur EM-REC permet de supprimer l'oscillation. Toutefois pour ne pas laisser « en l'air » l'anode du tube, une résistance de 1 M $\Omega$  continue de relier l'anode à l'alimentation. Cette résistance pourrait aussi bien aller vers la masse.

Deux perles ferrocube glissées sur la connexion filament du tube 6C4 empêchent cette connexion de résonner et de provoquer un faux-Dip. Il ne faut pas découpler par un condensateur la broche N° 4 du support 6C4.

En série dans l'alimentation, une résistance bobinée, faisant office de bobine d'arrêt (ce que certains appellent self de choc), favorise l'oscillation aux fréquences élevées. Sa valeur n'est pas critique, mais devra comporter un nombre de spires de fil résistant suffisant pour être efficace.

On remarquera la liaison « courant continu » entre la grille 6C4

et la grille EM84. Les moindres variations de tension de la grille 6C4, dues au passage du courant grille dans la résistance de 3,3 M $\Omega$  se retrouvent, amplifiées, sur l'anode EM84 et mises en évidence par le système lumineux du tube.

Il est bon, dans certains usages, de pouvoir moduler l'oscillateur afin de mieux identifier la porteuse du Grid-Dip. Le plus simple est d'utiliser un petit tube néon monté en relaxateur. La forme d'onde BF n'est pas une sinusoïde, mais dans le cas présent, cela ne présente pas d'inconvénient. La résistance de 10 M $\Omega$  entre l'interrupteur et la masse est là pour éviter, quand l'inter est coupé, qu'une légère fuite dans l'isolant de ce dernier ne vienne, lentement, recharger le condensateur de 1 500 pF, ce qui provoque un éclair du tube néon toutes les 10 ou 20 secondes. Cela se répercutant sur la lumière du

Fig. 1

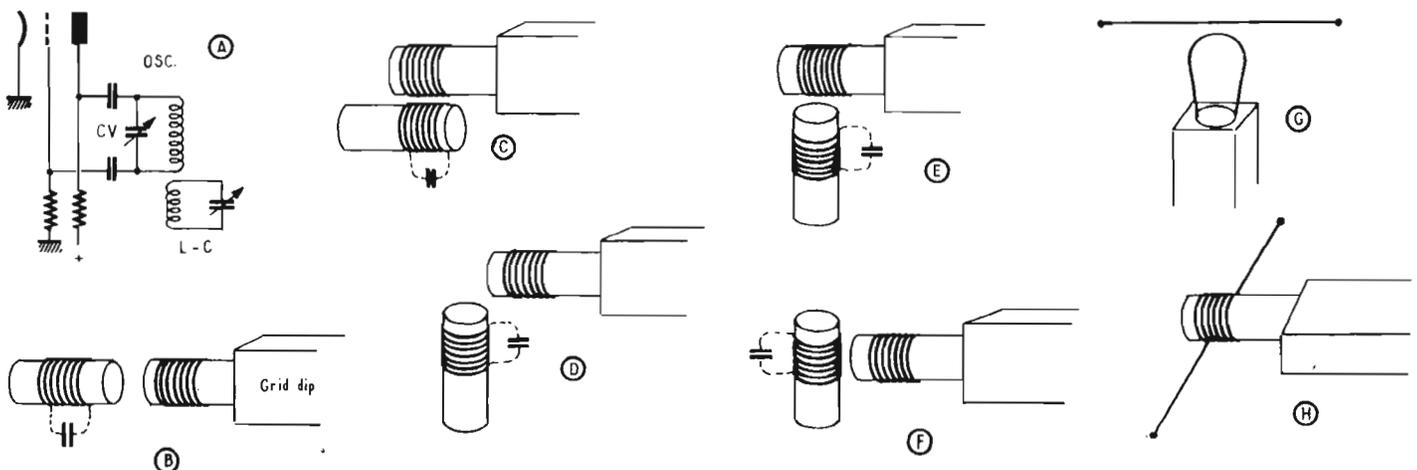
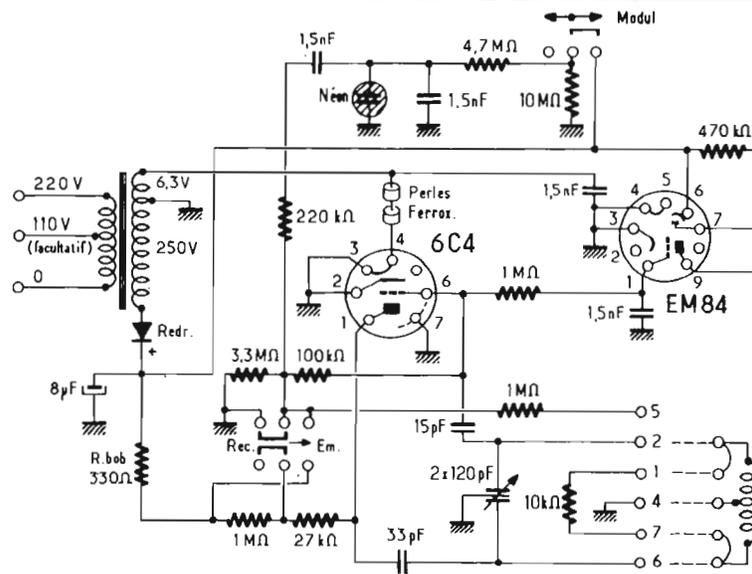


Fig. 2

tube EM84 serait très désagréable.

L'alimentation à partir du secteur se fait par transformateur et redresseur sec sélénium ou diode silicium. La figure 4 représente un redresseur sélénium, la figure 8 montre la disposition à adopter avec une diode silicium. Cette diode sera choisie d'un modèle supportant au moins 800 volts inverse et un courant de crête de 1 ampère. Une résistance de protection est inutile dans ces conditions, la résistance du secondaire du transformateur est suffisante pour limiter l'intensité de crête.

La prise 115 volts est représentée pour mémoire, les réseaux 115/125 volts étant en voie de disparition.

Le filtrage est embryonnaire, ne comportant qu'un seul condensateur de  $8\mu\text{F}$ . Il en résulte un léger bourdonnement de la porteuse, absolument sans inconvénient.

Le schéma de la figure 1 nous montre encore une résistance de  $1\text{M}\Omega$  reliant la cosse N° 5 du support de bobinages à la résis-

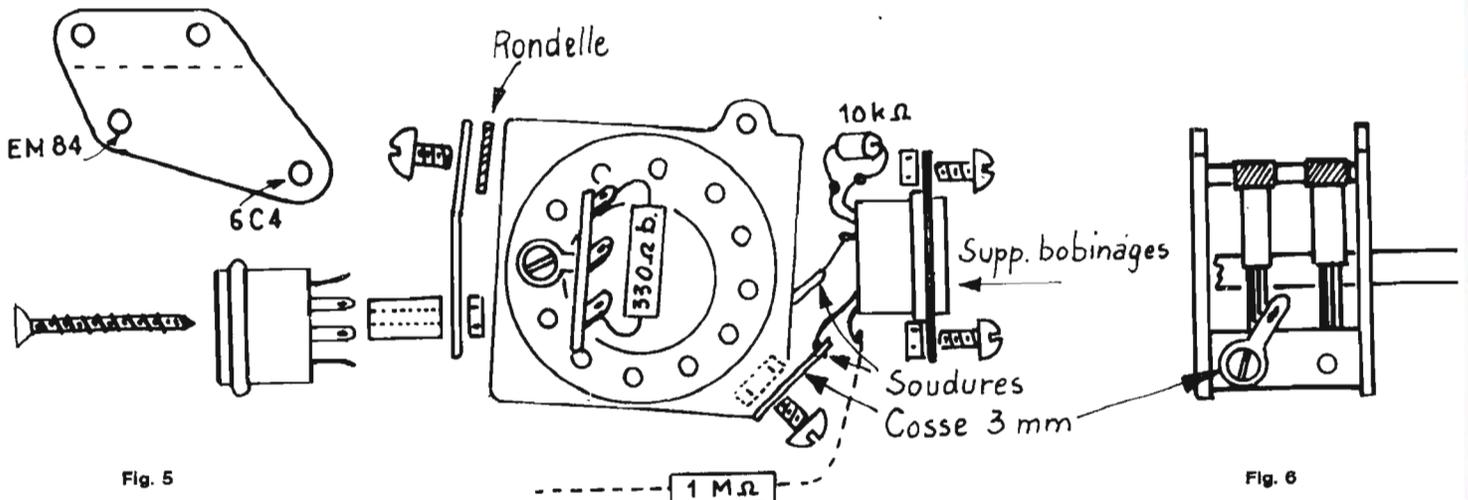
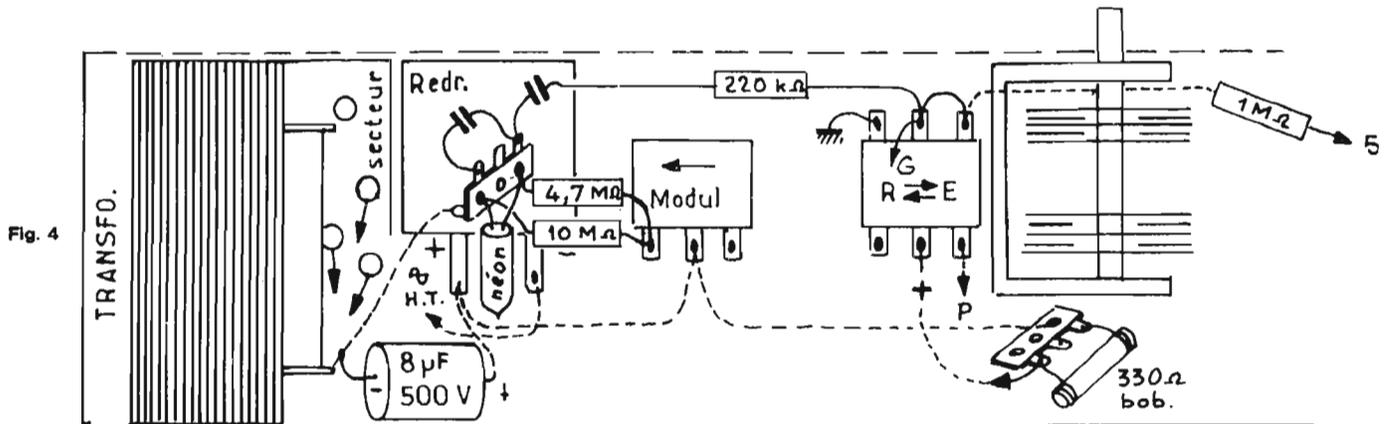
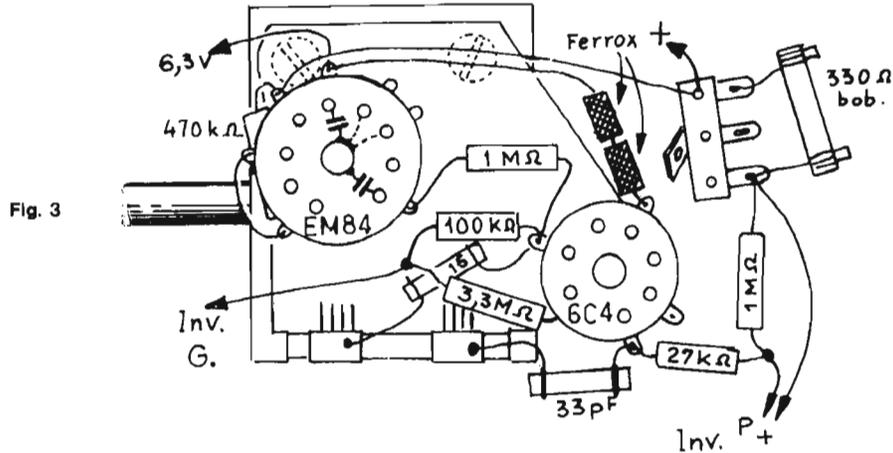
tance de grille 6C4. En remplaçant le bobinage oscillateur par un bouchon « ad hoc », si on applique à la broche 5 une tension négative, on provoque la déviation du ruban lumineux EM84. Cela constitue un voltmètre électronique simplifié, permettant, en particulier, de « tester » une grille oscillatrice, sans en perturber le fonctionnement, à condition toutefois de constituer la pointe de touche par une résistance de  $1\text{M}\Omega$  (15 ou  $22\text{M}\Omega$  si la tension dépasse 20 volts). Acces-

soirement, la tension BF de l'oscillateur néon se retrouve à la même broche 5, quand le tube néon oscille.

### RÉALISATION PRATIQUE

Le coffret contenant l'appareil mesure  $50 \times 60 \times 185\text{ mm}$ . La dimension  $50 \times 60$  est imposée par les dimensions du transformateur d'alimentation. Les figures 9 et 10 donnent les cotes de découpage et de perçage du coffret. L'embout

côté transfo, est identique à la figure 9 mais non percé. Le couvercle aura les cotes de la figure 10, diminuées des rabats, soit largeur 110 mm. En encart, sur figure 10 : le coffret assemblé. Le support de bobinages, miniature 7 broches, sera en bakélite moulée HF ou stéatite, du type à fixation arrière. Le contact N° 3 sera supprimé, de même que la cheminée centrale. Les cosses 2 et 6 en regard des cosses du CV seront soudées directement, de même que la cosse 4 sera soudée



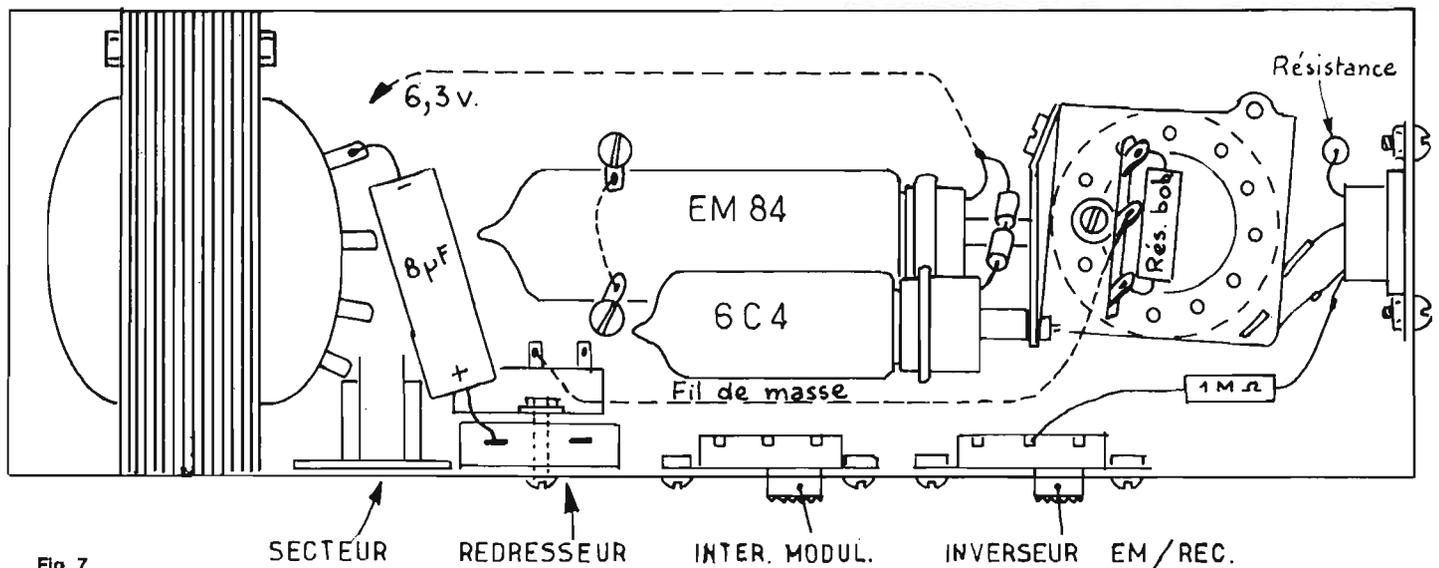


Fig. 7

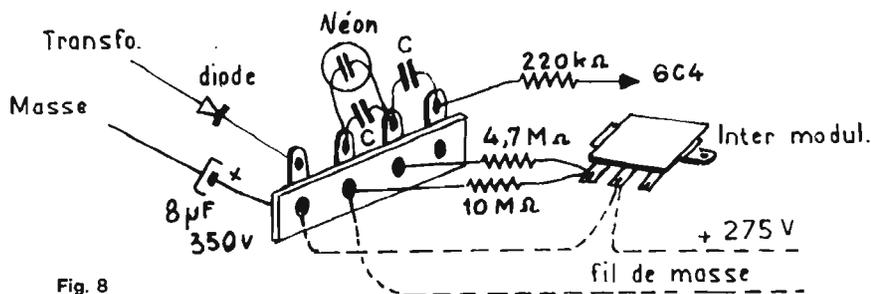


Fig. 8

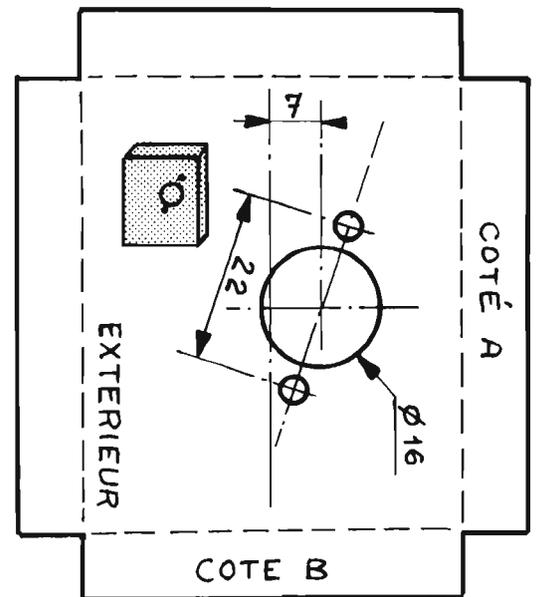


Fig. 9

à la cosse de masse fixée au CV (fig. 5, 6 et 7). Pour l'assemblage du support de bobinage et du CV, ces deux éléments seront montés provisoirement dans le coffret.

Les supports de lampes, du même type que le support de bobinages pour le 6C4, et noval pour l'EM84 seront débarrassés des contacts inutiles et de leurs colerettes de fixation. Ces deux supports seront fixés, par soudure de leur cheminée, à une plaque de laiton, elle-même vissée au condensateur variable (fig. 5). On peut aussi supprimer les cheminées et fixer par vis et écrous, en intercalant une entretoise de 10 mm. Le tube EM84 devra être mis sur son support avant mise en place afin que la partie lumineuse du tube soit orientée correcte-

ment. On n'oubliera pas de mettre en place la résistance de 470 kΩ sous le support noval, entre les cosses et la cheminée centrale.

Le montage dans le coffret commence obligatoirement par le transfo puis la prise secteur. A ce propos, si on utilise un transfo dont le primaire est uniquement 220 volts, la prise secteur peut être supprimée et le cordon soudé directement aux cosses du transfo. Mettre en place les deux inverseurs, du type miniature, à glissière et câbler déjà cette partie alimentation et modulation. Un fil de masse reliera le transfo à la barrette relais supportant les éléments de la modulation, puis à la masse du CV. Un autre fil de masse reliera l'inverseur EM-

REC également au CV. Bien que le coffret soit en contact avec les barrettes relais, ne pas négliger les fils de masse. On peut maintenant mettre en place l'ensemble CV et terminer le câblage. Le condensateur de 8 Ω est la dernière pièce à poser, sa présence serait encombrante.

Dès la mise sous tension, vérifier la tension aux bornes du condensateur de 8 µF - près de 300 volts. S'assurer que le néon s'éclaire en position « Modulé ». Quelques instants plus tard, le tube EM84 doit s'éclairer en vert. En position EM, le fait de passer en « modulé » ou non doit modifier légèrement la longueur du ruban lumineux. Nous avons prévu un cadran en formica noir, sur lequel on a, préalablement

tracé quatre échelles avec un compas à pointes sèches. Un bouton muni d'une aiguille double termine l'ensemble.

Le formica se grave très bien avec une pointe à tracer. Après gravure, recouvrir tout le cadran avec de la peinture blanche ou aluminium, laisser sécher quelques instants, puis frotter énergiquement avec un chiffon sec. La peinture s'enlève assez facilement aux endroits non gravés.

#### ETALONNAGE

Selon l'appareillage dont on dispose, la méthode diffère. L'idéal est le fréquencemètre ; le cordon d'entrée du fréquencemètre sera terminé par deux spires

que l'on couplera au Grid-Dip, juste ce qu'il faut. L'étalonnage peut aussi se faire au wobuloscope, en se servant du marqueur interne du wobu. Une méthode plus généralement utilisée consiste à faire appel à la gentillesse d'un ami propriétaire d'un Grid-Dip !!

Les deux Grid-Dip seront l'un

en émission l'autre en réception. De préférence, mettre en EM. le Grid-Dip à étalonner, le « Dip » est plus net qu'en position réception. Coupler le moins possible; juste assez pour déceler le Dip. Dans tous les cas, la modulation doit être coupée, pendant l'étalonnage.

### BOBINAGES

Gamme 1,5 à 3,5 MHz : 93 spires, nid d'abeilles, fil 15/100 s/soie, prise médiane, sur mandrin Metox 14 mm.

Gamme 3,5 à 8 MHz : 39 spires, comme ci-dessus.

Gamme 7 à 20 MHz : 19 1/2 spi-

res, jointives, fil 15/100 soie ou émail.

Gamme 14 à 40 MHz : 10 1/2 spires, jointives, fil 6/10 soie ou émail.

Gamme 40 à 110 MHz : 4 spires, en l'air, fil 20/10 émail. Diamètre intérieur : 15 mm.

Gamme 80 à 230 MHz : Boucle en fil 20/10 diamètre int. 15 mm longueur de fil : 80 mm.

Gamme FI 440 à 480 kHz : 130 spires, nid d'abeilles, fil 10/100 s/soie, prise médiane, sur mandrin Métox.

Un condensateur de 250 pF est logé à l'intérieur du mandrin, et connecté aux extrémités du bobinage. Un noyau magnétique est indispensable pour le calage de la fréquence.

### UTILISATION DU GRID-DIP

Dans tous les cas, il faut coupler la bobine du Grid-Dip au circuit à mesurer (figure 2). La façon la plus logique est de coupler les deux bobines axialement, comme en B. Ce n'est pas toujours possible; on obtient un couplage moins énergique, mais encore suffisant en couplant tangentielle-ment, en C. ou encore comme indiqué en D., mais jamais comme E ou F.

Pour coupler le Grid-Dip à un fil, ou à une ligne, on fera comme indiqué en G ou H. Si le fil est isolé aux deux extrémités, on se couplera au centre, et on trouvera la résonance en demi-onde. Si le fil (ou la ligne) a une extrémité reliée à la masse, on couplera près du point de masse, et on obtiendra la résonance en quart d'onde.

### MESURES SUR UN OSCILLATEUR EN SERVICE

L'inverseur étant sur « R », coupler le Grid-Dip à la bobine (ou à la ligne) de l'oscillateur. En tournant le CV, lorsqu'on passe sur la fréquence d'oscillation, il se produit une déviation du ruban lumineux du tube EM84 (le Dip).

Avec les oscillateurs de faible puissance à transistors, il faut se méfier, le Dip est très réduit et si on couple trop, il arrive de faire décrocher l'oscillation. Il convient, dans ce cas, de chercher aux environs de la fréquence présumée, en couplant plus ou moins. Le Dip sera à peine marqué, mais bien visible en tournant assez vite le CV.

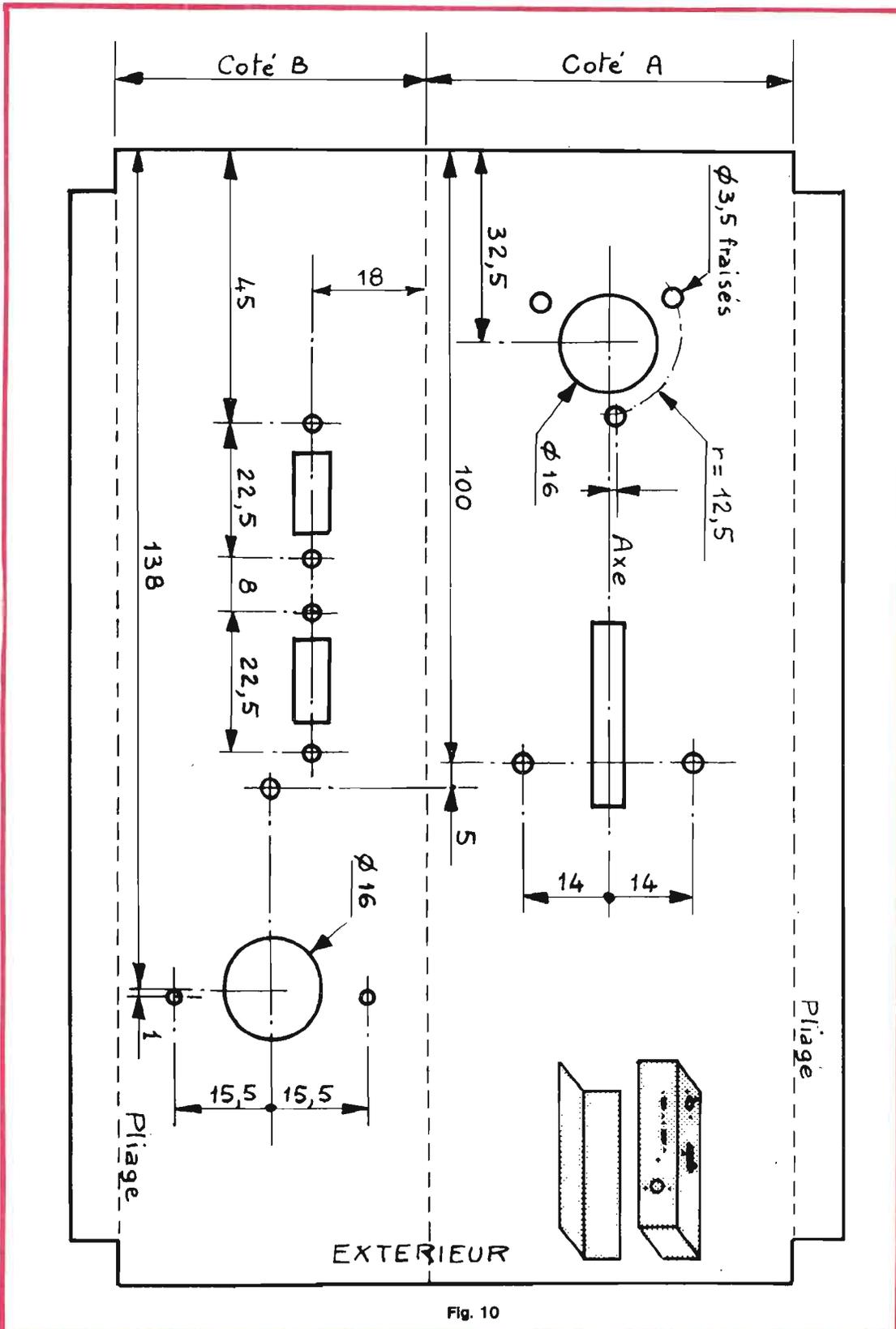


Fig. 10

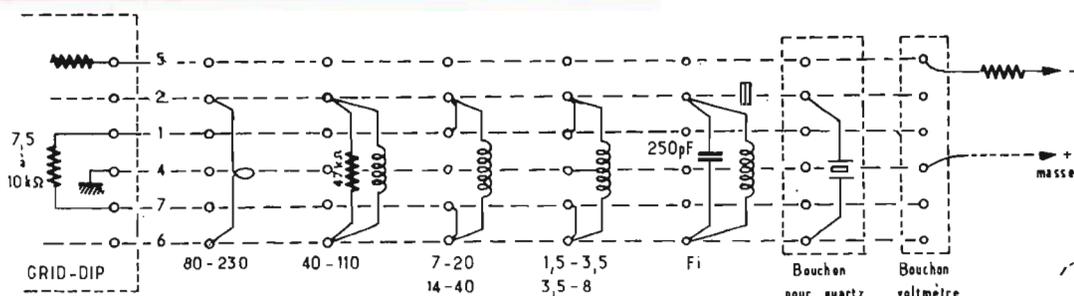


Fig. 11

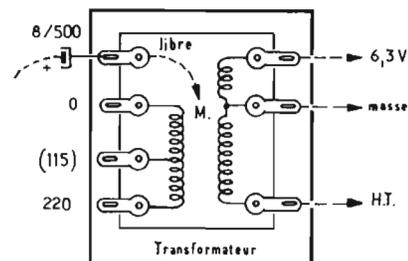


Fig. 12

On ne doit trouver qu'un seul Dip sur la fréquence d'oscillation, à la rigueur sur les harmoniques 2 ou 3 (double ou triple de la fréquence) mais très atténuée. Un oscillateur sinusoïdal n'a pas d'harmoniques.

### MESURE D'UN CIRCUIT QUELCONQUE

L'inverseur étant sur « Em » et la modulation coupée, opérer comme précédemment. Au moment du Dip, les deux parties lumineuses s'écartent, alors que dans l'essai précédent, elles se rapprochaient.

Coupler le moins possible, dans tous les cas.

Il se peut que l'on relève plusieurs Dip's. Il convient d'en rechercher l'origine, par exemple la résonance du câblage d'alimentation, ou d'une bobine d'arrêt (la self de choc !) cela est particulièrement important lorsque le ou les Dip's parasites se trouvent près de la fréquence de travail.

Sur les montages à transistors, il convient d'appliquer la tension d'alimentation, avant de faire les mesures. En général, on ne trouve aucun Dip quand les transistors ne sont pas alimentés. De même, la mesure d'un bobinage avant de le poser est infructueuse... Par exemple, la bobine 7 à 20 MHz du Grid-Dip résonne vers 125 MHz lorsqu'elle est sortie de son support.

### OSCILLATEUR À QUARTZ

Remplacer la bobine par un quartz, grâce à un bouchon intermédiaire. Le quartz oscille spontanément à condition de ramener le CV au minimum de capacité. La plupart des quartz oscillent très bien dans ces conditions, les

quartz surplus FT 243 en particulier. Par contre les quartz de la série FT 241, et en général les quartz de fréquence basse, n'oscillent pas sur ce montage. Malgré tout, il est parfois utile de pouvoir contrôler le bon état d'un quartz, de pouvoir comparer deux quartz, et aussi de disposer d'une « fréquence quartz » pour certains réglages.

### MESURES SUR LES ANTENNES

Antenne Levy : laisser au bout du feeder la bobine de couplage normale, et y coupler le Grid-Dip. On trouvera l'accord sur la fondamentale.

Pour les autres antennes, faire, si possible, les mesures sans feeder. Pour coupler, approcher la bobine du Grid-Dip, tangentielle-ment au fil d'antenne. Les mesures faites avec feeder, depuis la station, peuvent être fantaisistes. Il est parfois délicat d'interpréter les résultats (Résonance du feeder, mode de fonctionnement différent...).

### VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE SIMPLIFIÉ

Cet usage accessoire a été expliqué dans le texte.

### CAPACIMÈTRE

Si on prend une bobine de quelques spires, dans le genre de celle couvrant 40 à 110 MHz, montée sur un socle isolant et terminée par deux bornes, on pourra établir une courbe des fréquences relevées pour divers condensateurs, de valeur connue, que l'on aura placé successivement aux bornes.

Lorsque la courbe est établie, on pourra retrouver la valeur d'un condensateur dont le marquage est effacé. On pourra aussi, et surtout, comparer deux condensateurs de même marquage... Il faut monter les condensateurs « très court » sous les bornes, surtout les petites valeurs. La self-induction des connexions fausse la mesure. Avec une bobine convenable, on peut tester des condensateurs de 1 pF à 1 000 pF pour des fréquences de 200 MHz à 3,5 MHz.

On pourrait, de la même manière, réaliser un « Self-mètre » à partir d'un condensateur au lieu d'une bobine, sur la plaquette à bornes.

### MARQUEUR

Pour ceux qui font de la TV ou de la FM, le Grid-Dip peut servir de marqueur pour un traceur de courbes. Le laisser en fonctionnement près du câble de sortie du générateur wobulé.

En position « Modulé », on dispose d'une véritable hétérodyne modulée à rayonnement direct.

Cela permet d'aligner un récepteur (mais pas les circuits surcouplés à large bande). Eloigner le Grid-Dip du récepteur en cours de réglage à mesure que l'on approche du réglage final, de manière à travailler toujours avec un signal très faible.

Sur un téléviseur, la porteuse modulée apparaît sur l'écran sous forme de raies horizontales. Avec un peu d'habitude, on décèle du premier coup d'œil une bande passante incorrecte.

Pour régler les rejecteurs son, il faut régler le Grid-Dip sur la fréquence son et régler les rejecteurs jusqu'à disparition des raies sur l'écran. Pour ces essais, il faut

charger la prise antenne par un atténuateur.

Ne faites pas d'essais sur les fréquences de la télévision aux heures d'émission, vous pourriez gêner de proches voisins.

Si vous réalisez cet appareil, vous pouvez être tenté de placer un démultiplicateur sur le CV. Ne le faites pas !, ce n'est pas pratique, il est nécessaire de pouvoir tourner assez vite.

Manipulez les bobinages avec précaution. Ne pas les saisir autrement que par le culot.

Pour retirer les bobinages du support, tirer droit et non avec un mouvement latéral ou giratoire qui, à la longue, pourrait ouvrir les contacts du support. Huiler très légèrement de loin en loin les broches des bobinages avec de l'huile fine (huile pour machine à coudre par exemple).

Et dès que vous serez en possession d'un Grid-Dip, faites des essais, beaucoup d'essais. Un Grid-Dip, c'est un peu comme un vélo, cela ne rend service que lorsqu'on sait s'en servir !!

Ch. BAUD

NOUVEAU

# AKAI

## GXC.310 D

### Double cabestan à boucle fermée

La platine de magnétophone Akai GXC 310 D est équipée d'un entraînement à double cabestan, l'un est placé à l'entrée du chemin de la bande (avant les têtes, l'autre à sa sortie (après les têtes).

Ce système permet une très grande stabilité de défilement. Le taux de fluctuation est ainsi inférieur à 0,07 %.

### Caractéristiques

Système Dolby

Système A.D.R.

Têtes en verre et cristal de ferrite (GX)

Sélecteur low-noise / Cr O<sub>2</sub> / Fe Cr



### Caractéristiques Techniques

Fluctuation .....	< 0,07 %
Bande passante $\pm$ 3 dB .....	30 à 17000 Hz (Fe Cr)
	30 à 16000 Hz (Cr O <sub>2</sub> )
	30 à 14000 Hz (L.N.)
Distorsion .....	< 1,5 % (1000 Hz « o » Vu)
Rapport S/B .....	> 50 dB
	avec dolby + 10 dB à 5 KHz )
Dimensions .....	300 x 440 x 143 mm
Poids .....	8,6 kg