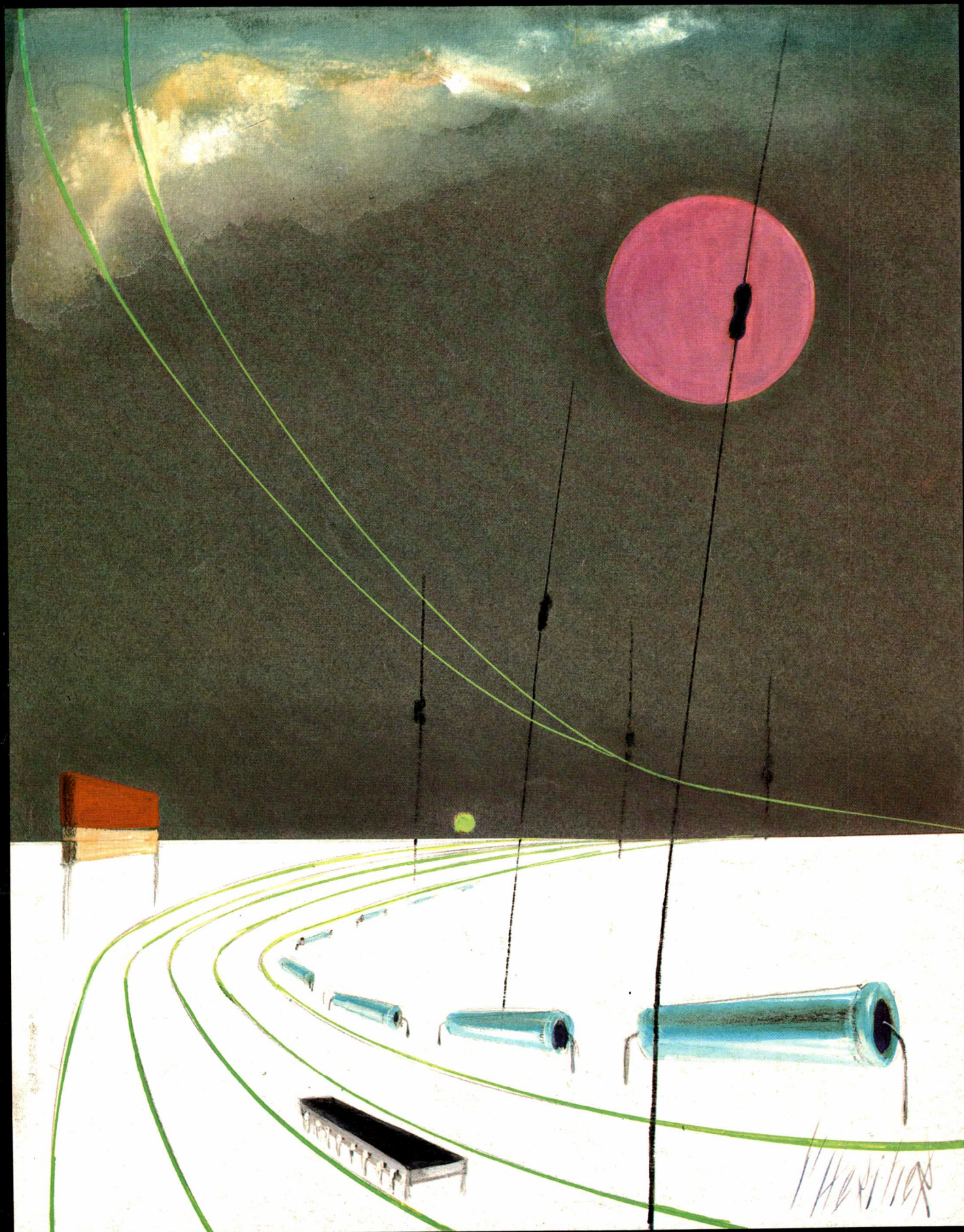


# ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 16 - Hiver 1980-1981 - 18 F



SUISSE : 9,00 FS - TUNISIE : 2070 MIL. - CANADA : CAN \$ 3,00 - ESPAGNE : 260 PESETAS - ITALIE : 4000 LIRES - BELGIQUE : 146 F.B.



$$\lambda = \alpha + \omega$$

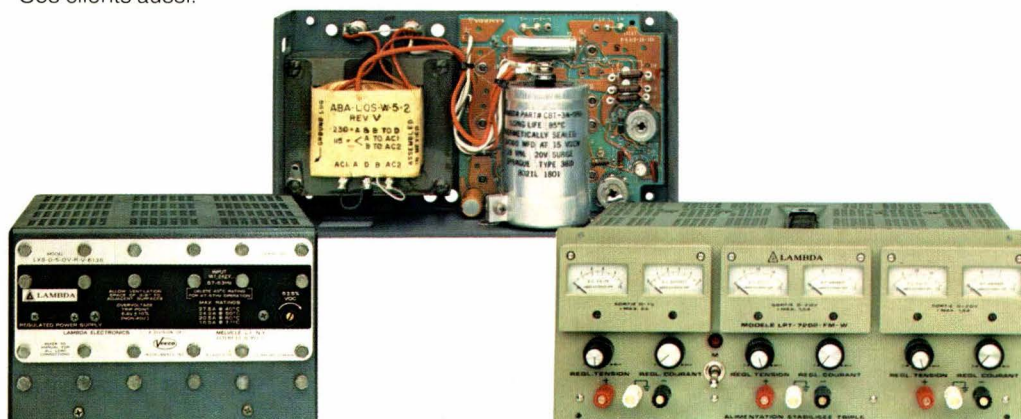
## (traduction : LAMBDA, c'est l'alpha et l'oméga en matière d'alimentations stabilisées)

Dans le catalogue Lambda, il y a plus de 500 modèles. Tous prêts à assurer le plus dur service avec un maximum de précision et de fiabilité.

Ces qualités exceptionnelles ont une explication : c'est Lambda qui fabrique les semi-conducteurs de régulation qui entrent dans les alimentations stabilisées Lambda.

Lambda estime que c'est plus sûr.

Ses clients aussi.



Lambda vous propose les uns et les autres dans son Catalogue général 1981 gratuit sur demande à :



**LAMBDA**  
ELECTRONIQUE

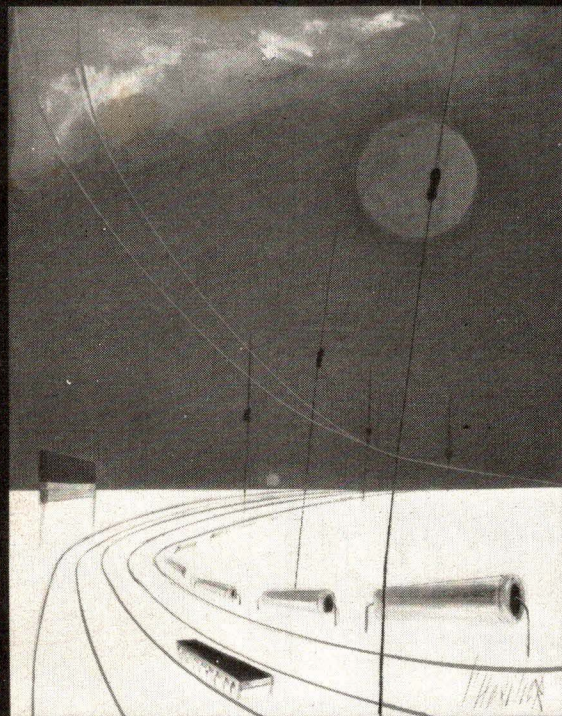
B.P. 77  
91943 LES ULIS - CEDEX  
Tél. (6) 012.14.87  
Télex 691617 F

**1<sup>er</sup> Constructeur mondial d'alimentations stabilisées**



# ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 16 - Hiver 1980-1981 - 18 F



SUISSE : 6.00 FS - TUNISIE : 2070 MIL - CANADA : CAN \$ 3.75 - ESPAGNE : 200 PESETAS - ITALIE : 6000 LIRE - BELGIQUE : 146 F.B.

## Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F  
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris  
Direction - Rédaction - Administration - Ventes :  
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19  
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F  
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité  
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19  
Tél. : 200.33.05

Président-directeur général : Directeur de la publication

**Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef

**Jean-Claude Roussez**

Ont participé à ce numéro : **Marc Billot, Jacques Ceccaldi, Pierre-Yves Chaltiel, Serge Clément, J.-M. Dandonneau, M. Decker, B. Delmas, Jos De Neef, M. Dhaussy, D. Ferrand, M. Fouquet, Patrick Gueulle, Jacky Jegou, Pierre Lemeunier, J.-L. Monge, Alain Pelat, René Rateau, Jean Sabourin, G. Théron, Jacques Trémolières, A. Troncy, Guy Wolff.**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à  
**61 000 exemplaires**

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

1 an (4 numéros) : **58 F (France) - 75 F (Etranger)**

Copyright 1980 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal 4<sup>e</sup> trimestre 80 N° éditeur : 887

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1<sup>er</sup> de l'article 40).

« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse - Imprimerie : Edicis, 75019 Paris.

## SOMMAIRE



Les connecteurs coaxiaux pour haute-fréquence 41



Régulateur de tension secteur 21  
Contrôle électronique du niveau de fuel 31



Onduleur triphasé à modulation de largeur 15  
Asservissement de position compatible microproces-  
seur 25  
Les séries de Fourier et l'analyse harmonique 35  
Multiplieur de fréquence améliorant la précision d'un  
microscope acoustique 63  
Filtres pour haut-parleurs 95  
Synthèse et digitalisation des réseaux en échelle 109



Le traitement des arythmies ventriculaires 79



Etude d'un programme permettant la liaison d'un  
microsystème à un ordinateur 83  
Interface expérience/ calculateur/ enregistreur par voie  
V 24 89



Transistors V MOS (suite et fin) 5



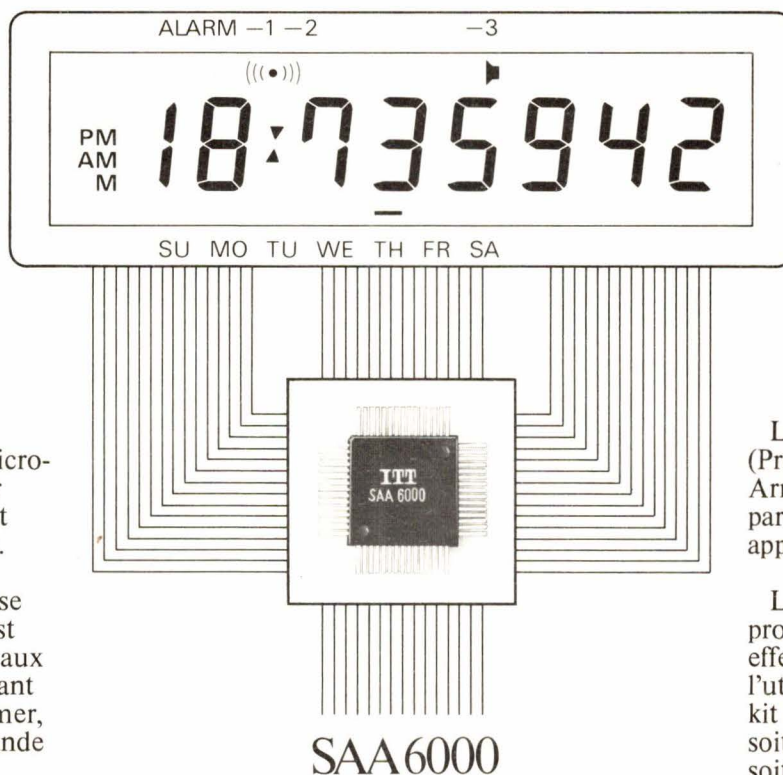
Les problèmes de soudabilité des composants haute  
fiabilité 55  
Le circuit imprimé : Hybridation des circuits (suite et fin) 67

Fiches techniques : décodeurs stéréo 99  
La structure de la matière (2<sup>e</sup> partie) 113  
Erratum sur les photocoupleurs 120  
Nouveautés-Informations 121  
Bibliographie 125  
Cartes « Service-Lecteurs » 131-132



# Oubliez l'interface!

Il existe un seul  $\mu$ C pouvant commander directement un afficheur LCD de 8 digits plus 8 symboles\*



\*le SAA6000: ce micro-ordinateur ordinateur CMOS mono-chip est unique sur le marché.

Disposant d'une base de temps interne, il est spécialement destiné aux applications incorporant une horloge ou un timer, et nécessitant une grande autonomie:

multimètre digital, téléphone intelligent à mémoire, téléphone mobile, équipement médical, contrôleur d'environnement, appareil photo/cinéma, ordinateur de bord, appel de personnes, jouets, parcmètre, timer multifonction, appareils Hi-Fi (magnétoscope, lecteur de cassette, tuner).

Les ROM et PLA (Programmable Logic Arrays) sont adaptés par masque à chaque application spécifique.

Le développement du programme peut être effectué soit par l'utilisateur au moyen du kit de développement, soit par un consultant, soit par ITT Semiconducteurs.

Si vous développez un projet nécessitant ce type de produit, contactez-nous sans délai. Nous en étudierons ensemble la faisabilité.

## Aucun autre micro-ordinateur 4 bits ne consomme moins!

**Caractéristiques spéciales:**  
alimentation 3 V  
consommation 15-45  $\mu$ A  
ROM intégrée de 2k octets  
RAM intégrée de 384 bits  
2 ou 3 sorties multiplexées

boîtier extra-plat  
clavier d'entrée jusqu'à 64 touches  
horloge intégrée de 32 kHz avec diviseur de 15 étages

ITT Semiconducteurs  
157 rue des Blains  
F-92220 Bagneux  
Tél (1) 547 81 81  
Télex 260712

semiconducteurs **ITT**



Nous avons, dans la première partie de cet article (numéro 15 pages 35 à 48), analysé les principales caractéristiques des transistors VMOS et avons donné bon nombre de schémas d'application relatifs aux amplificateurs BF et HF.

Dans cette deuxième partie, nous parlerons de l'utilisation des transistors VMOS dans la commutation et le contrôle analogique, la temporisation, la commutation pure et la détection.

La numérotation des schémas de cette seconde partie commencera à la **figure 43**.

# Transistors V.MOS :

## une foule d'applications

(suite et fin du précédent numéro)

### Commutation et contrôle analogiques

Faible résistance ON, résistance OFF élevée, temps de réponse courts et une isolation poussée entre la grille et le commutateur : le transistor VMOS est un commutateur analogique idéal. La faible résistance ON et les grandes capacités de branchement en font un excellent commutateur pour des impédances relativement basses. Comme cette résistance ON varie en fonction de la tension de grille et qu'elle est libre de tensions offset, le transistor VMOS est également un contrôleur analogique acceptable. Une dernière utilisation enfin est la source de courant contrôlée en tension, basée sur la zone de courant constant de la caractéristique de sortie.

#### 1. Les commutateurs analogiques

A la **figure 43** sont présentés les circuits de base de commutateurs simples et doubles, utilisant des transistors VMOS. Dans ce para-

graphe, tous les schémas se basent sur la commutation de signaux analogiques rapportés à la masse.

Les commutateurs analogiques à VMOS comportent deux sources de distorsion. La première, c'est la diode drain-source qui fait que la résistance du transistor, à la commutation, n'est linéaire que jusqu'à un certain niveau de signal. La **figure 44** montre la courbe de sortie d'un transistor P, sous une tension grille-source constante et comportant une « mauvaise » diode (voir première partie). La résistance ON devient également non-linéaire, là où la courbe de sortie passe de la zone de résistance à la zone de courant constant. De surcroît, la résistance du transistor se modifie avec la tension grille-source.

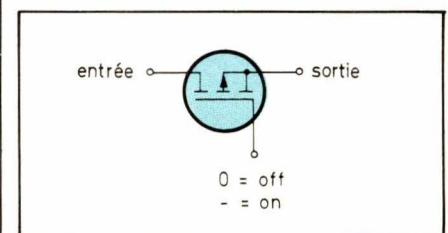


Fig. 43 a

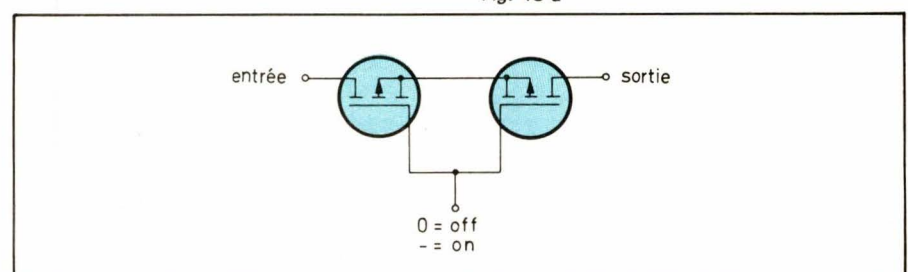


Fig. 43 b



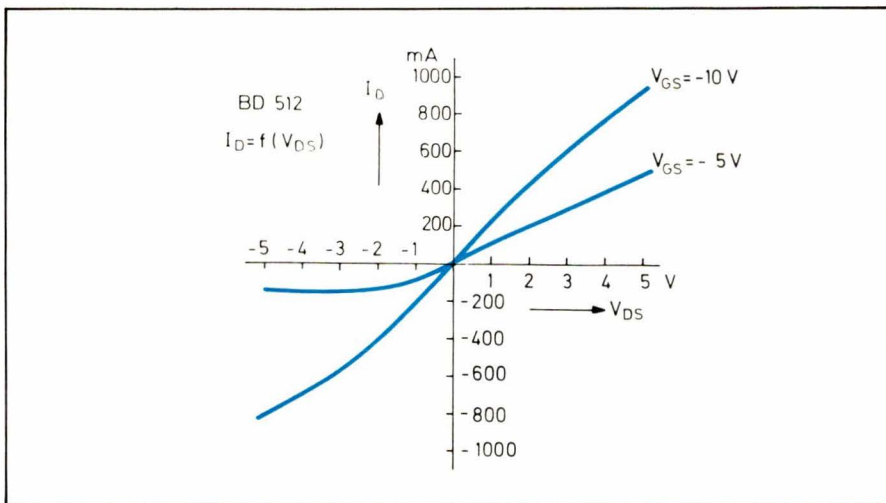


Fig. 44

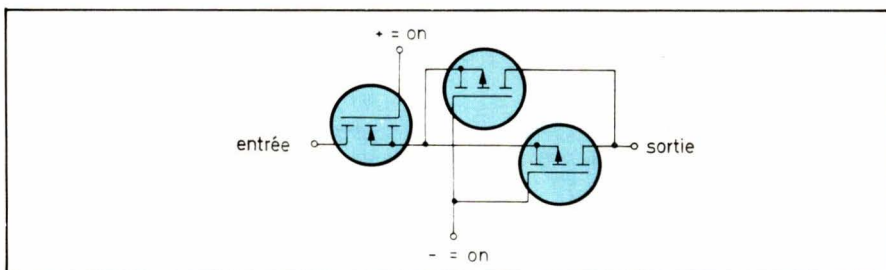


Fig. 45 a

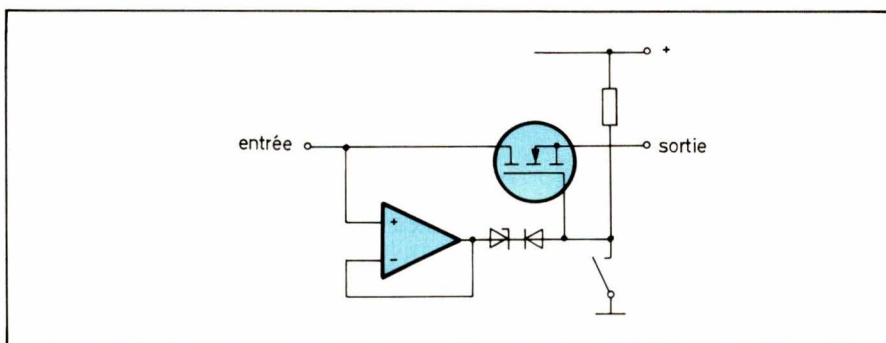


FIG. 46

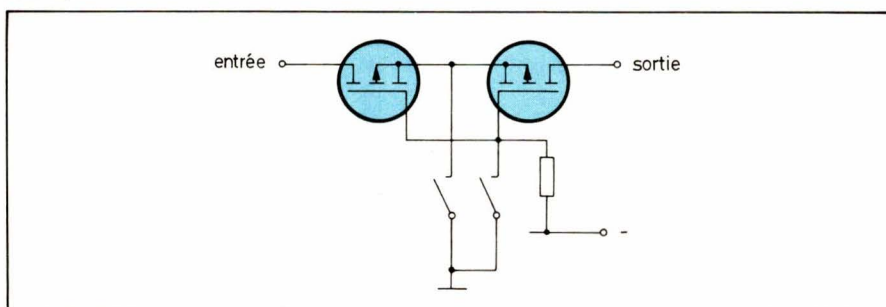


Fig. 47

Le commutateur double de la **figure 43 b**, possède par rapport à celui de la **figure 43 a**, une double zone dynamique (au niveau du commutateur), mais aussi une résistance ON double. Dans le montage de la **figure 45**, on a mis en parallèle deux transistors P pour tenir compte de leur résistance ON plus élevée. La variante **45 b** présente la résistance ON la plus faible, mais aussi la zone linéaire la plus petite.

Dans la **figure 46**, on combat la distorsion due aux variations de la

tension grille-source au moyen d'une diode zener de 10 à 12 V. La même technique est applicable au montage de la **figure 43 b**. Le degré de blocage du signal de tous ces commutateurs doubles peut être amélioré au moyen du dispositif à la masse d'un courant alternatif lorsque le commutateur est ouvert.

## 2. Utilisations comme résistance variable

Les **figures 48 et 49** montrent deux transistors VMOS branchés en

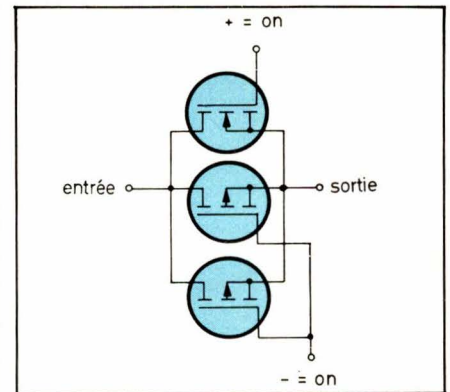


Fig. 45 b

série et servant de régulateurs d'amplitude dans un oscillateur à pont de Wien. La zone linéaire restreinte de la résistance ON, limite la tension de sortie du circuit de la **figure 48** à 1,5 V RMS. Pour supprimer cette limitation et pour obtenir une impédance de sortie de 600  $\Omega$ , le circuit de la **figure 49** utilise des contre-réactions négative et positive prélevées sur une chaîne de résistances de 600  $\Omega$ , elle-même alimentée par une source push-pull à résistance de générateur élevée : les transistors VMOS sont particulièrement adaptés à cet usage.

Dans les deux circuits,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  et  $C_2$  forment le réseau déterminant la fréquence.  $A_2$  est un comparateur destiné à fournir une régulation d'amplitude, moins dépendante de la fréquence et de la température que le montage habituel à base de thermistance. Si l'oscillateur doit opérer sous une large plage de fréquence, la valeur de  $C_3$  sera adaptée à chaque gamme au moyen d'un sélecteur. Dans la **figure 49**,  $R_3$  et  $R_4$  ajustent le courant de repos de l'étage de sortie. Les transistors VMOS pourront être montés sur un même radiateur sans isolation, car leurs drains sont au même potentiel.

Dans la chaîne à résistance,  $R_5$  ne devra pas dépasser 12  $\Omega$ . La résistance ajustable sert à ajuster l'impédance de sortie très exactement sur 600  $\Omega$ . Selon la fréquence opératoire,  $A_1$  devra présenter une vitesse de croissance élevée. Le schéma ne comporte pas de compensation des hautes fréquences, car celle-ci variera en fonction de la fréquence opératoire.

Avec des courants de drain élevés, la pente des transistors VMOS est indépendante du courant de drain et de la tension de la grille : on peut en faire des résistances de puissance variables par la tension. Le circuit de la **figure 50** élargit leur champ d'application aux niveaux faibles. Pour un fonctionnement correct, les transistors seront appariés.



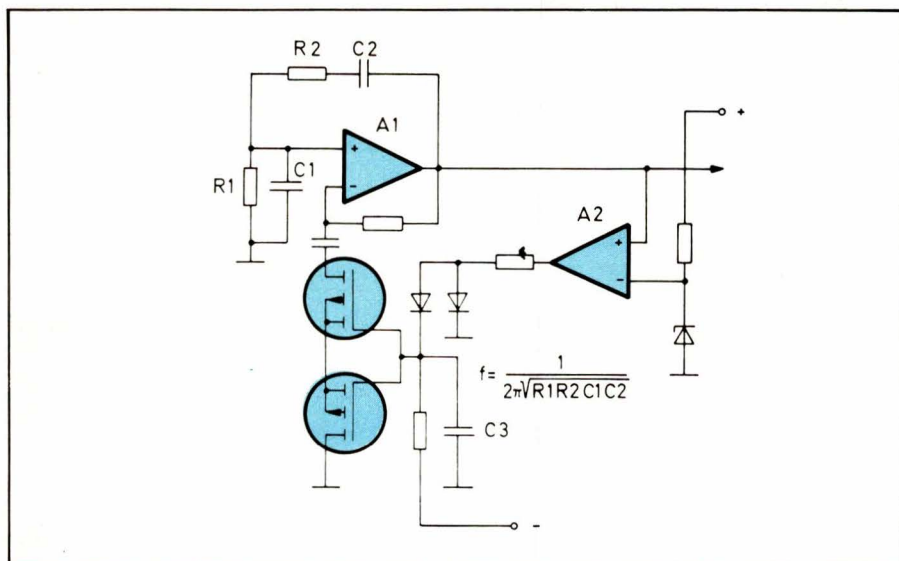


Fig. 48

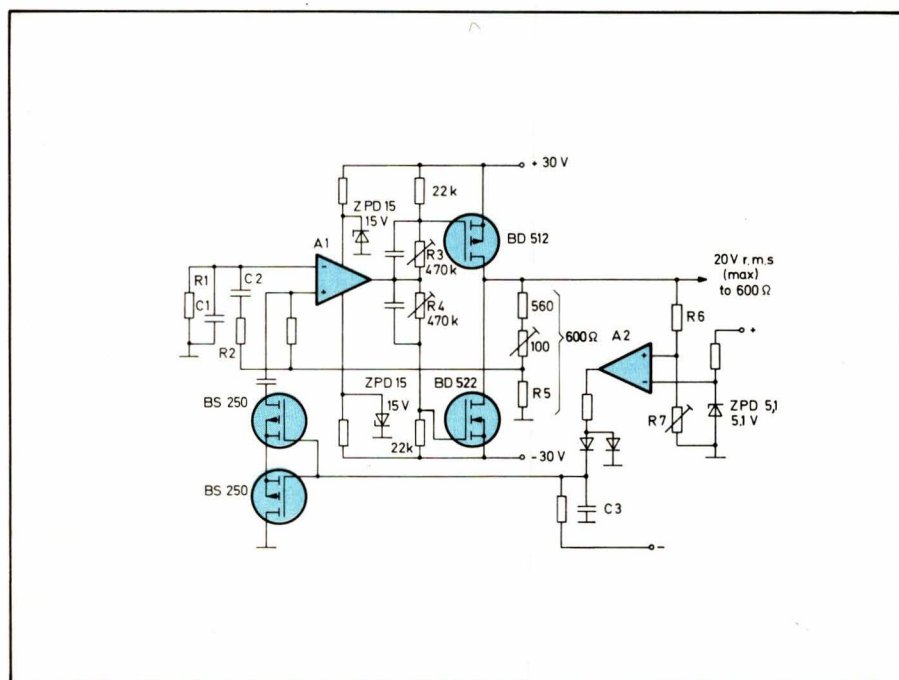


Fig. 49

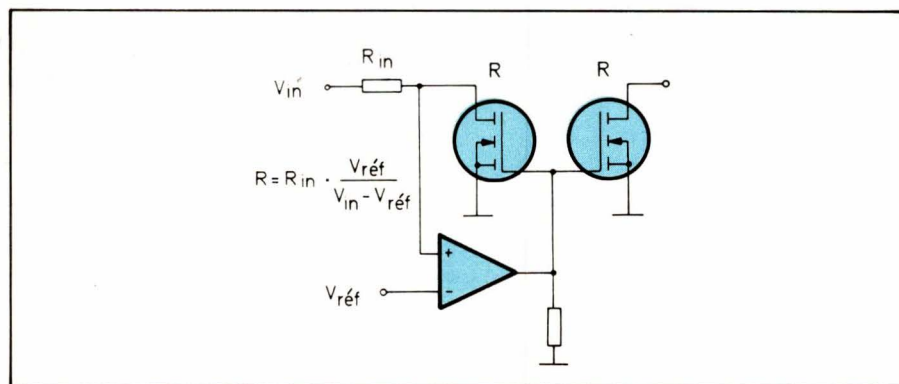


Fig. 50

L'équation montre que la résistance  $R$  peut être directement proportionnelle à la tension de référence  $V_{réf}$  ou inversement proportionnelle à  $V_{in} - V_{réf}$ . Multiplication et division sont de ce fait possibles.

## Temporisation

On est tenté de croire que les transistors VMOS ont été spécialement développés pour être utilisés dans les circuits temporels. L'impé-

dance d'entrée et le gain sont si élevés, qu'ils peuvent être branchés sur des circuits à constante de temps  $RC$  élevée sans les influencer de façon notable. Il est par conséquent possible de contrôler une charge importante sans mettre le transistor en danger, en particulier à cause de l'absence du claquage secondaire dans la zone de travail et de la résistance  $ON$  limitant le courant. Si la résistance  $ON$  n'est pas une protection suffisante, il est très aisé d'adapter la sortie car le VMOS-FET est une excellente source de courant. Cela est particulièrement intéressant pour les lampes à incandescence, dont la résistance à froid est très faible.

### 1. Extinction à retard

#### a) Retard d'extinction de l'éclairage intérieur d'une automobile

Les automobiles disposent d'un éclairage intérieur commandé par la portière, qui s'éteint à la fermeture de celle-ci. L'obscurité peut être gênante pour le conducteur cherchant à mettre la clé de contact et la ceinture. L'exemple de la **figure 51** supprime cet inconvénient pour les amateurs de confort : lorsque la portière est ouverte, le commutateur  $S$  se ferme, la résistance  $R_3$  et l'émetteur de  $T_2$  sont sur 0 V. La base du transistor  $T_2$  est alimentée et la résistance  $R$  est traversée par le courant. Le VMOS, qui fournit le courant de base à  $T_1$ , est commuté. Lorsque la portière se referme,  $S$  s'ouvre, la lampe et  $R_3$  formant la charge de  $T_1$ .  $T_2$  se bloque, le condensateur  $C$  se charge à travers  $R$ . Le VMOS enfin laisse passer moins de courant, de sorte que le courant de base de  $T_1$  baisse et que la tension collecteur augmente. Cette montée de tension atteint la grille des VMOS à travers  $C$ , d'où une chute du courant drain. La conséquence de cette contre-réaction est une coupure rapide de  $T_1$ , provoquant l'extinction de la lampe. Le retard est donné par :  $t = 1,6.R.C$ . La résistance  $R_3$  sera calculée de façon à provoquer à ses bornes une chute de tension de 1 V lorsque la lampe est allumée.

#### b) Retard d'extinction des feux

La **figure 52** est également un circuit de retard d'extinction trouvant son utilisation dans l'auto. Il ne s'agit cependant pas d'un « supplément » comme dans l'exemple précédent, mais d'une unité complète.

Lorsque  $S$  se ferme, la lampe s'allume tandis que la diode  $D$  est traversée par un courant. Le VMOS est passant, ainsi que le transistor 2N3055. Lorsque  $S$  est ouvert,  $D$



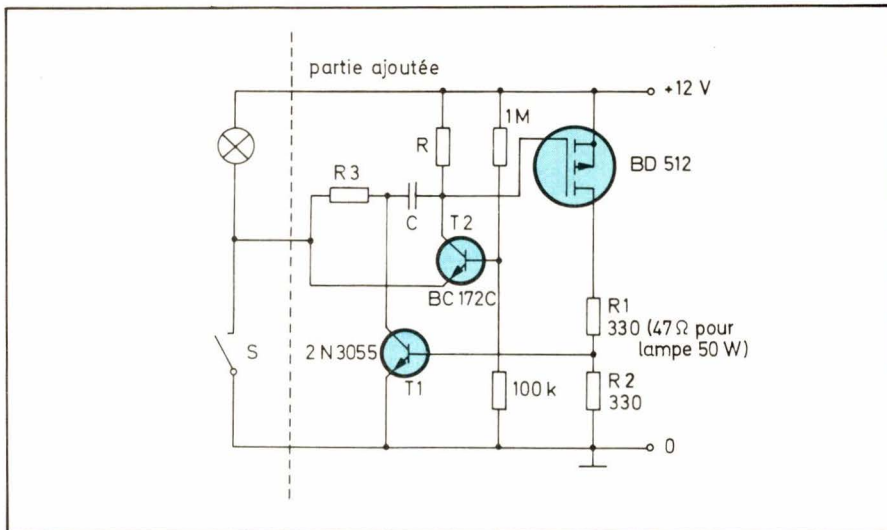


Fig. 51

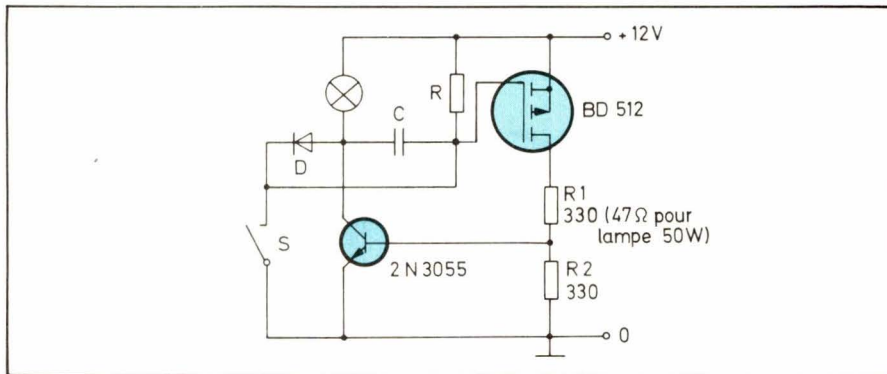


Fig. 52

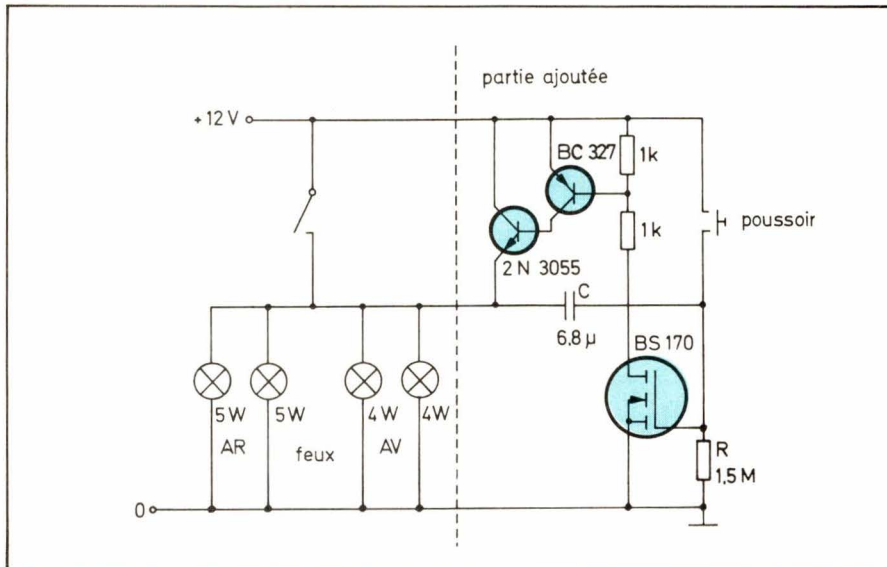


Fig. 53

est polarisée en sens inverse. Le condensateur se charge exclusivement à travers la résistance R. Le courant à travers le VMOS baisse, lorsque sa tension de grille approche le niveau de seuil. Le courant à travers le 2N3055 baisse également, tandis que sa tension collecteur augmente. Cette montée est transmise à la grille du VMOS à travers C, provoquant par contre-réaction l'extinction de la lampe. Le retard là aussi est donné par  $t = 1,6.R.C$ .

### c) Retard d'extinction des feux de position

La figure 53 présente un montage destiné à temporiser l'extinction des feux de position. Le circuit s'intègre sans modification du câblage existant.

Au moyen du poussoir, la grille du VMOS est branchée sur la tension de la batterie, en même temps que C se charge. Le transistor devient conducteur et laisse passer le cou-

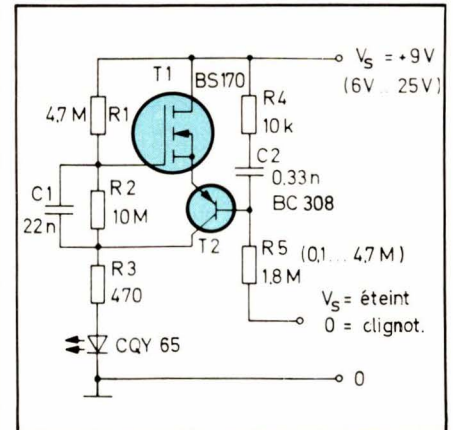


Fig. 54

rant à travers la résistance du drain. Le transistor BC327 est commuté à son tour, ainsi que le 2N3055. Ce dernier allume les feux et porte le côté opposé du condensateur à 12 V. Lorsque le poussoir est relâché, la partie gauche du condensateur C est maintenue à 12 V, la partie droite se chargeant négativement à travers R. Après un certain délai, la tension de grille du BS170 baisse à un tel niveau que le courant passant à travers la résistance du drain du VMOS baisse à son tour. La contre-réaction à travers C provoquera rapidement l'extinction des feux.

Le retard d'extinction peut être ajusté au moyen de R. Par tranche de 100 kΩ, on obtient un retard d'environ 1 seconde. Dans notre exemple, le retard est de 15 secondes.

## 2. Clignotant

Le circuit de la figure 54 délivre un signal clignotant, à intervalles longs et à éclairs brefs. Comme la consommation est négligeable en phase OFF, le montage peut être utilisé dans des avertisseurs alimentés par piles. L'allumage et l'extinction sont effectués en branchant respectivement la résistance R<sub>5</sub> sur le potentiel 0 ou sur la tension d'alimentation.

Lorsque R<sub>5</sub> est branché sur l'alimentation, T<sub>2</sub> reste bloqué et il n'y a pas de clignotement. Lorsque R<sub>5</sub> est mise à la masse, C<sub>2</sub> se charge jusqu'à ce que la base de T<sub>2</sub> soit alimentée en courant. La chute de tension en R<sub>3</sub> est transmise à la grille du VMOS à travers C<sub>1</sub>, de sorte que le VMOS laisse passer plus de courant et augmente la tension en R<sub>3</sub> (contre-réaction).

La LED s'allume, le courant de base nécessaire à T<sub>2</sub> étant fourni par C<sub>2</sub>. On arrive à un stade où T<sub>2</sub> laisse passer moins de courant, provoquant une contre-réaction en sens inverse et par conséquent l'extinc-



tion de la LED. La période ON du cycle clignotant est déterminée par  $R_4$ ,  $C_2$  et le courant de base de  $T_2$ . La période OFF dépend de  $R_5$  et de  $C_2$ . La tension d'alimentation joue un rôle dans les deux cas. En  $R_3$  et à la LED sont délivrés des impulsions positives, pouvant éventuellement servir à commander des éléments plus puissants dans le cas où la LED est insuffisante.

Sous une alimentation de 9 V, la consommation en période ON est de  $0,5 \mu A$ . La durée de l'impulsion est d'environ 10 ms, et de 0,4 ms si l'on court-circuite  $R_4$ . La pause est d'environ 400 ms.

### 3. Ouverture et fermeture de portes automatiques

Le circuit de la **figure 55** sert à ouvrir et fermer automatiquement une porte, comme cela se trouve sur certains wagons. Il consiste en un monostable déclenché par le poussoir « ouverture ». Le moteur est alimenté et la porte s'ouvre. Après un délai défini par le réseau RC à la grille du BS170 (15 secondes dans notre exemple), le monostable revient à l'état stable et démarre le moteur en sens inverse pour la fermeture.

Les commutateurs de fin de

course servent à arrêter le moteur lorsque la porte est en fin de course. Afin d'obtenir un fonctionnement fiable entre les deux états, le rapport entre  $R_2$  et  $R_3$  sera aussi grand que possible. On évitera ainsi que les composants à canal P et à canal N soient passants simultanément lors d'une phase critique. Une diode zener bidirectionnelle ZZ36 sert à limiter la tension d'induction au moment de l'ouverture de l'un ou de l'autre des commutateurs de fin de course.

### 4. Temporisateur pour hotte aspirante

Dans le montage de la **figure 56**, le ventilateur peut être réglé sur trois vitesses différentes selon la résistance série choisie. En outre, un cycle intensif est prévu, actionné par le poussoir ON. Dans ce cycle, le ventilateur tourne à son régime maximum pendant une durée déterminée par le temporisateur. Le poussoir OFF sert à stopper manuellement le cycle intensif.

Le montage est conçu autour d'un triac dont la gâchette est sensible dans les quadrants II et III. On peut se servir d'un triac à sensibilité standard, à condition que le circuit de commande soit maintenu à une basse impédance.  $C_1$  est un condensateur au tantale à faible courant résiduel. La durée du régime intensif est définie par  $R_1$ .  $C_1$  (ce montage a été proposé par Dipl.-Ing. W. Mellewig, Marktrodach).

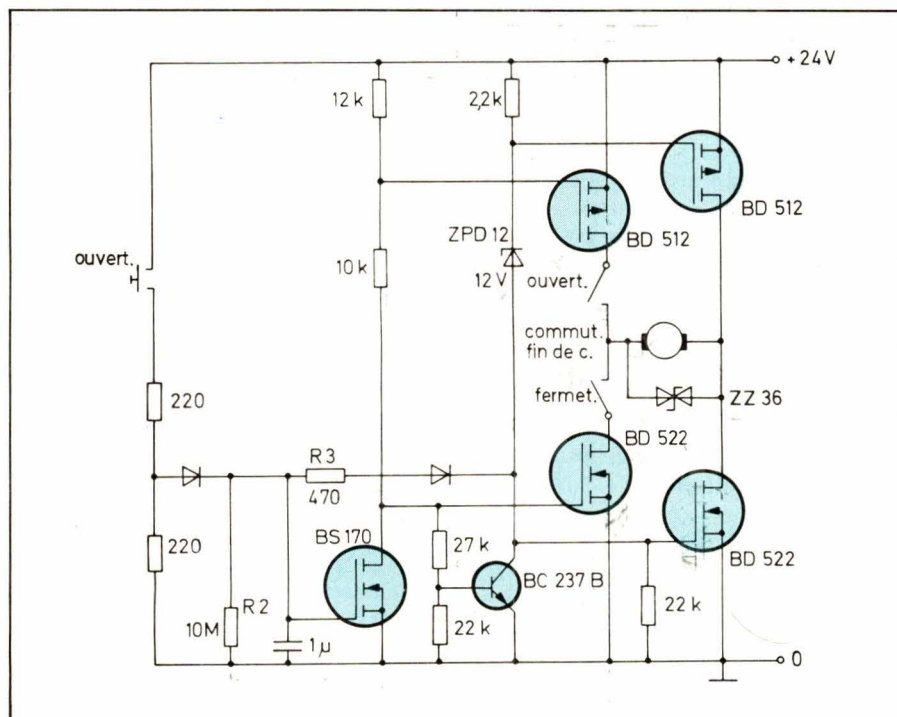


Fig. 55

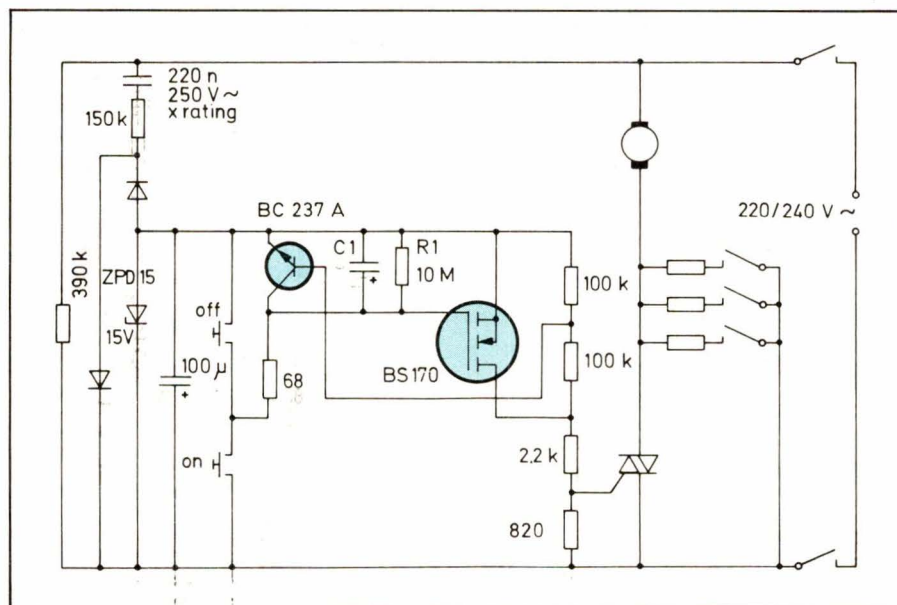


Fig. 56

## La commutation

Dans les utilisations à commutation, certains paramètres des transistors VMOS sont particulièrement mis en relief. Les courants élevés (sans second claquage) et les faibles temps de réponse sont des progrès essentiels par rapport aux transistors bipolaires. Grâce à l'impédance d'entrée élevée, l'interface avec les circuits logiques est aisée. La caractéristique de courant constant à la sortie ainsi que le coefficient de température négatif du courant de sortie servent souvent de protection inhérente, alors que dans d'autres applications, c'est l'absence de tension offset qui est particulièrement utile.

### 1. Commande d'éclairage à incandescence

Dans cet exemple, c'est la caractéristique du courant constant qui est utilisée, afin de limiter le courant à l'allumage des lampes à incandescence et par conséquent d'accroître



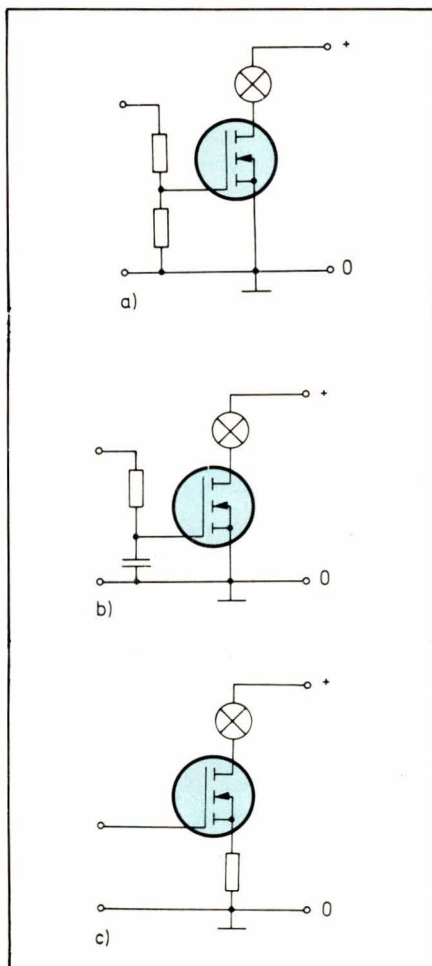


Fig. 57

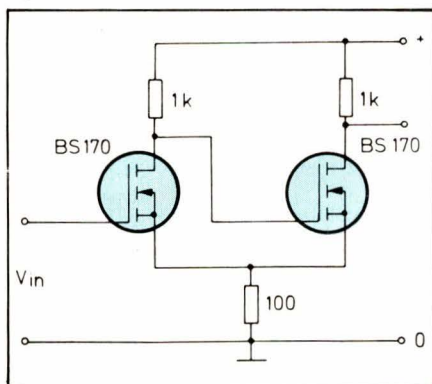


Fig. 58

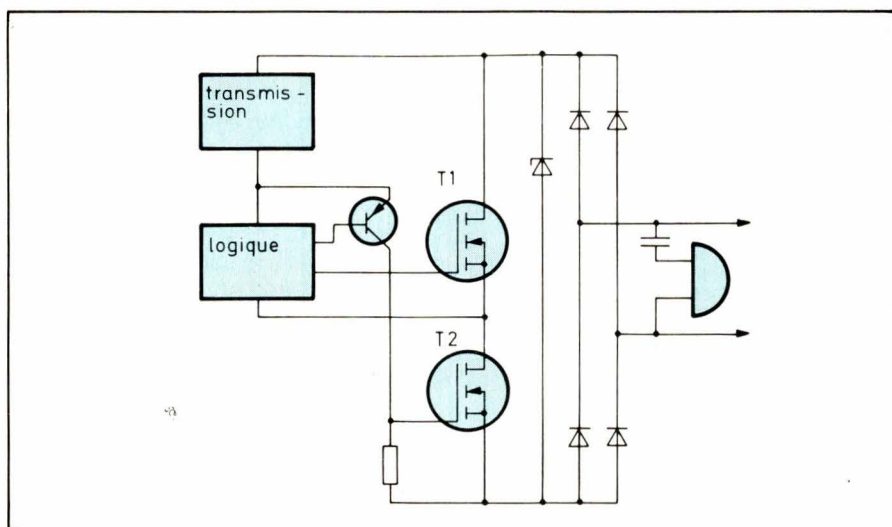


Fig. 59

la longévité des lampes. Dans le montage de la **figure 57 a**, le courant de sortie est limité par la tension de commande de la grille. Dans le circuit **57 b**, la tension de la grille n'atteint son niveau maximum qu'après un certain délai déterminé par le condensateur. La **figure 57 c** est un circuit particulièrement adéquat dans les cas où le rapport entre le courant initial et le courant normal est très élevé.

## 2. Bascule de Schmitt

Le transistor VMOS peut servir de bascule de Schmitt car les temps de réponse sont identiques à la montée et à la descente (les VMOS n'ont pas de stockage dus aux porteurs de charges minoritaires). En ayant une alimentation de 12 V, dans l'exemple de la **figure 58**, la bascule est déclenchée lorsque les tensions d'entrée sont de 4,2 et 3,6 V. Ces niveaux de commutation dépendent de la tension d'alimentation, du rapport entre les résistances et des différences de seuil des grilles (dus à l'étalement des paramètres).

## 3. Téléphone à clavier

La **figure 59** présente le schéma de principe d'un téléphone à clavier à numérotation décimale. Les deux transistors remplacent les deux commutateurs « masque » et « ligne ». Le premier sert à court-circuiter le circuit d'écoute tout en présentant une résistance faible dans le circuit appareil-ligne-relais du central, le second remplace le contact d'impulsion du cadran.

L'énergie nécessaire pour commander les VMOS à partir de circuits logiques est très faible, ce qui est particulièrement avantageux

dans les nouveaux postes tout électronique. La zener sert à limiter l'inductance provoquée par la ligne.

## 4. Allumage pour automobile

L'idée de base contient deux principes : utilisation d'un convertisseur HT pour chaque bougie, ce qui conduit à supprimer le distributeur et les câbles HT, et utilisation d'une énergie hachée à haute fréquence, cette énergie étant transmise et non stockée au niveau des bougies.

Le principe est donné à la **figure 60**. Les informations sur la position de l'arbre à cames et sur le régime du moteur sont saisies au moyen de capteurs et traitées par un ordinateur qui détermine le moment de l'allumage et le cylindre correspondant. Avance et retard sont également déterminés à ce niveau. Une information supplémentaire est fournie par un capteur de pression dans la tubulure à vide, servant également à déterminer l'avance. Au moyen d'un convertisseur, la tension de la batterie est portée à haute tension, pour être transmise au moment adéquat aux convertisseurs situés sur les bougies. La durée suggérée est de 1 ms. Chaque convertisseur consiste en un oscillateur HF (environ 2 MHz) utilisant un transformateur toroïdal pour éliminer les radiations. L'oscillateur peut avoir une sortie simple ou en push-pull, selon les puissances nécessaires. Les VMOS devront délivrer des tensions rectangulaires afin de limiter la dissipation de puissance, car la température ambiante sera relativement élevée. Cela est parfaitement possible puisque les VMOS réagissent en l'espace de quelques nanosecondes, et sans temps de stockage de charges. La sortie du transformateur HT est reliée à la bougie correspondante.

Un système conventionnel fournit environ 50 mJ. La haute fréquence se contente de moins, de sorte que la plage de sécurité est plus que suffisante, d'autant plus que les systèmes conventionnels subissent des pertes importantes au niveau des câbles HT et des fuites dues à l'humidité ambiante. L'énergie nécessaire au dispositif proposé est évaluée à 10 mJ.

Pour des raisons mécaniques, il est nécessaires de fixer les convertisseurs sur un arceau situé au-dessus des bougies. Ils seront protégés de la chaleur réfléchie par les bougies et la culasse au moyen d'un capot, et ventilés par circulation d'air.



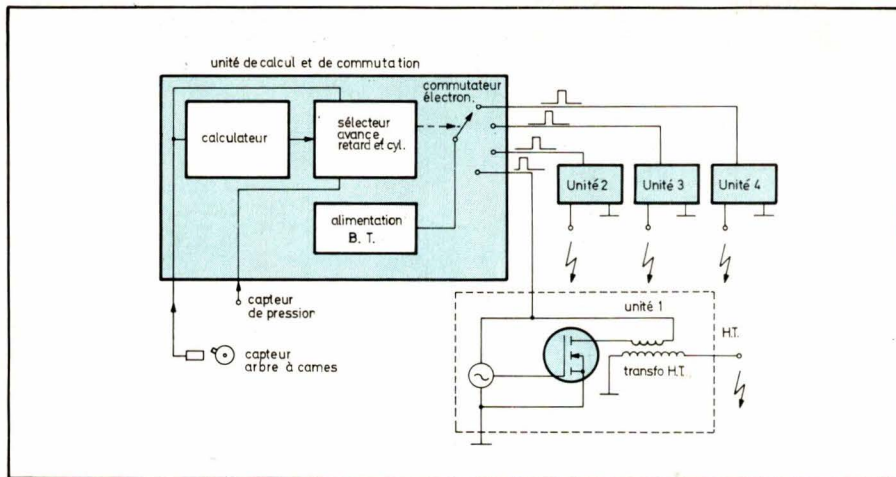


Fig. 60

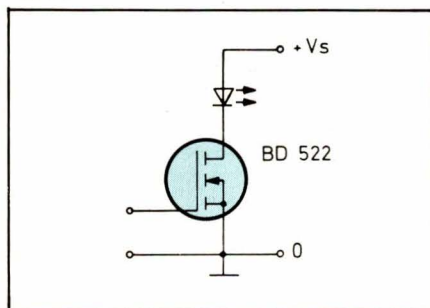


Fig. 61

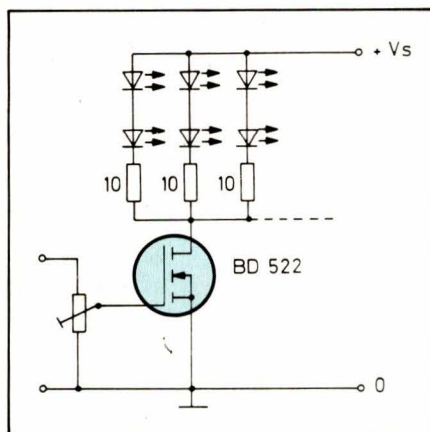


Fig. 62

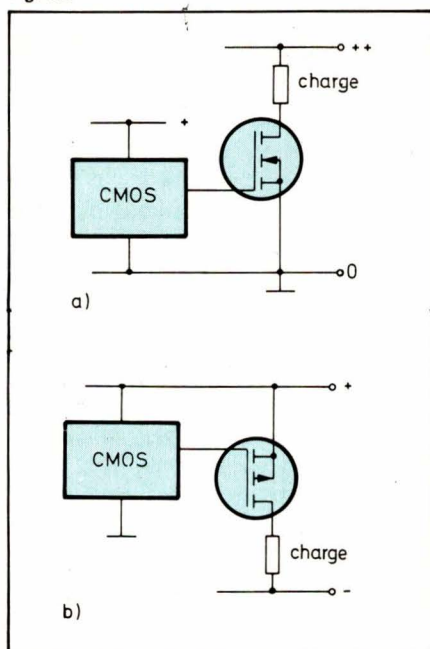


Fig. 63

## 5. Commande de LED

A la sortie, le VMOS se comporte comme une source de courant, pouvant servir au contrôle de LED. La figure 61 montre comment alimenter une diode IR, commandée par exemple par des circuits TTL. La vitesse des VMOS autorise des fréquences de transmission codée élevées.

Dans le cas de la figure 62, il s'agit de diodes émettant dans le spectre visible. A la différence des diodes IR pouvant traiter des courants jusqu'à 1 A, le courant maximum d'une LED visible est d'environ 50 mA. A ce niveau, le VMOS n'est pas très linéaire, de sorte que les diodes devront être montées en parallèle. Si l'alimentation est suffisante, on pourra également en mettre en série. Une résistance de faible valeur garantira une répartition correcte du courant. La luminosité est ajustée au moyen d'un potentiomètre, dont la partie supérieure sera branchée sur une tension continue ou une source d'impulsions.

## 6. Interfaces pour circuits logiques et microprocesseurs

Les transistors VMOS réduisent à leur plus simple expression les inter-

faces entre des circuits CMOS et des éléments de puissance (fig. 63 a et b). Pour les circuits ECL, c'est un peu plus complexe, et il est pratiquement impossible de conserver la vitesse de l'ECL (fig. 64).

Dans le cas de circuits TTL, une résistance pull-up est nécessaire (fig. 65 a). Les 5 V ainsi obtenus ne suffisent cependant pas pour commuter complètement les transistors. Pour cela il faut des TTL à collecteur ouvert et une résistance pull-up supplémentaire sur +12 V (fig. 65 b).

La figure 66 montre comment coupler des composants CMOS et TTL.

## 7. Driver d'horloge

Pour la commande de mémoires à noyau de ferrite et à couches magnétiques, les transistors bipolaires sont insuffisants car ne réunissant pas dans le même boîtier puissance et vitesse idéales, comme c'est le cas pour les VMOS de puissance.

Une augmentation de la vitesse se traduit par une amélioration du temps d'accès. La figure 65 présente une possibilité de commande de charges de faible impédance et/ou de haute capacité, comme c'est le cas avec les ferrites et les cartes MOS. En raison des faibles temps de montée, on peut brancher une faible résistance (environ 10, 12  $\Omega$ ) en série avec la sortie. La figure 65 b est une alternative à celle de la figure 65 a, où il est possible d'améliorer le temps de descente sans qu'une résistance pull-up de si faible soit nécessaire. Le montage de la figure 65 c est applicable lorsqu'il n'y a pas de retard notable entre les deux sorties TTL.

Les circuits de commande plus complexes destinés à des applications spéciales sont à la portée pratique des VMOS, grâce à la relation

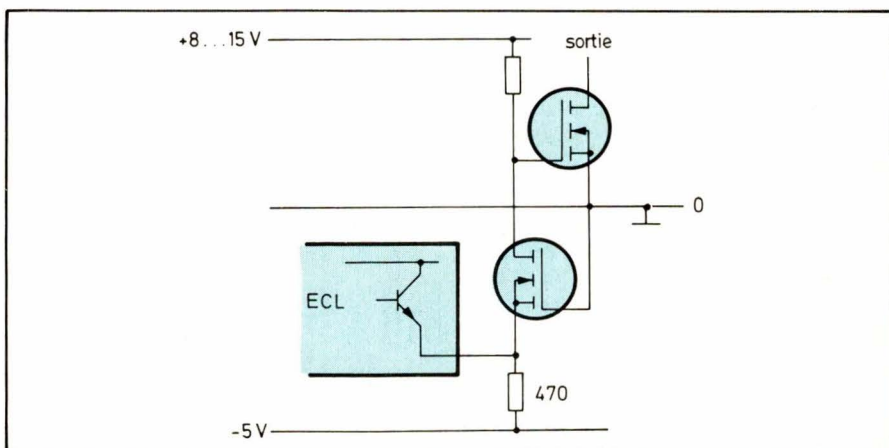


Fig. 64



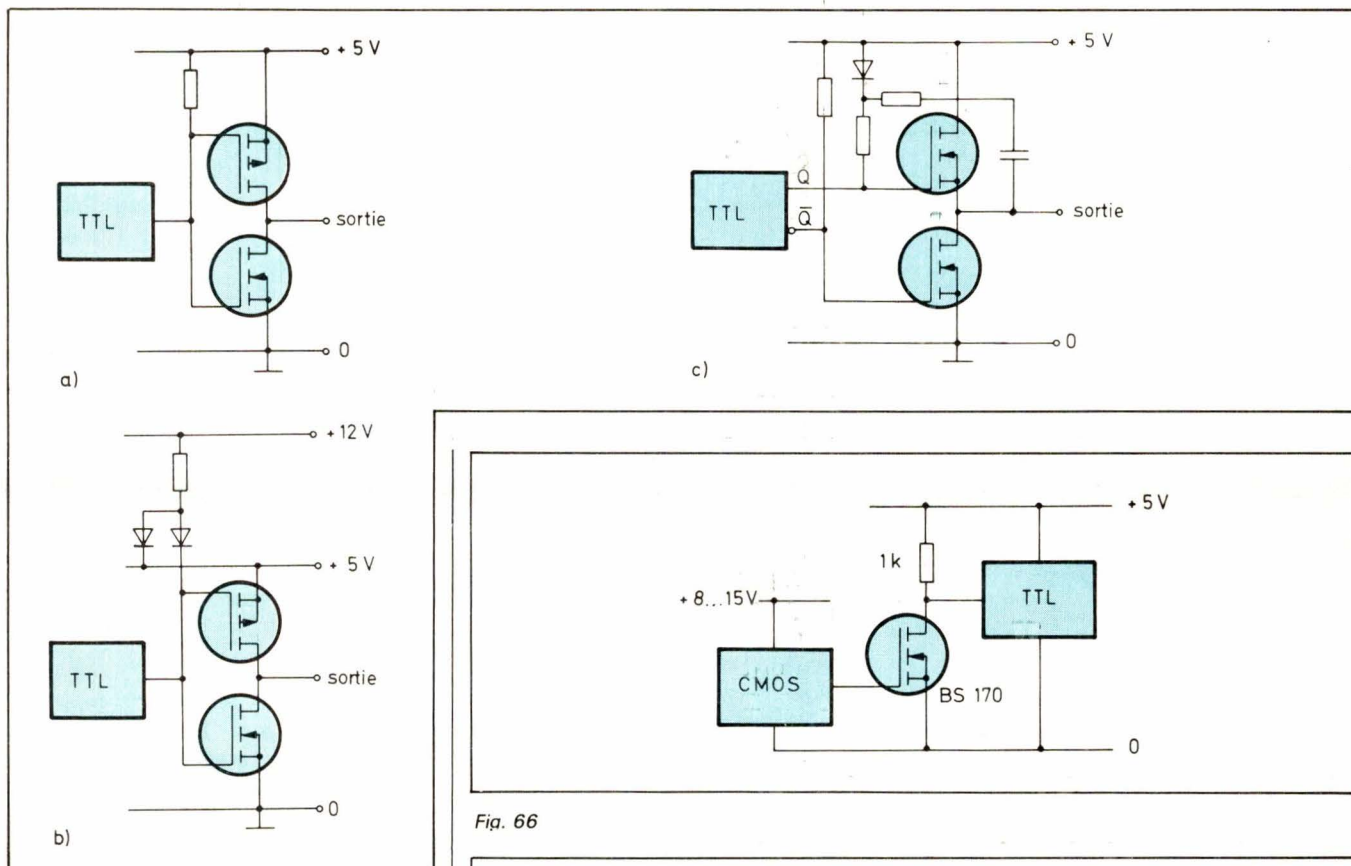


Fig. 65

étroite entre le courant de drain et la tension de grille. Un avantage supplémentaire, dans la commande de mémoires MOS, réside dans l'absence de tension offset qui se traduit par une augmentation de l'immunité au bruit de l'ordre de quelques centaines de millivolts.

## 8. Etage de sortie vidéo digital

Beaucoup de techniciens lorgnent sur leur téléviseur portable dans l'idée d'en faire un terminal pour leur futur ordinateur personnel. La plupart de ces ordinateurs fournissent un signal vidéo HF modulé, transmis directement au poste par la prise d'antenne. Cela signifie une perte due au passage dans l'électronique du récepteur.

La plupart des portables opèrent à partir d'une tension d'alimentation adéquate pour utiliser des VMOS à la sortie (fig. 67). Cette sortie peut être commandée directement par l'ordinateur. Le signal « sync » devra cependant passer par l'entrée d'antenne. Le circuit proposé est idéal pour le contrôle de la cathode, lorsque la sortie pour l'écran blanc, c'est-à-dire la plupart du temps, est au niveau positif. Le circuit peut être inversé pour commander la grille, en utilisant des VMOS à canal N. La production et la transmission des

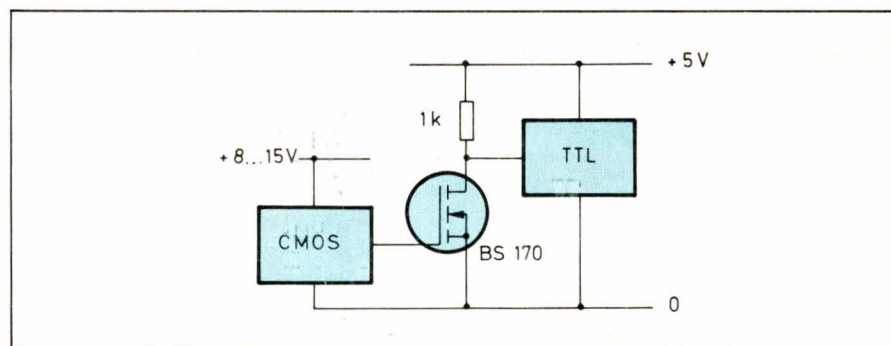


Fig. 66

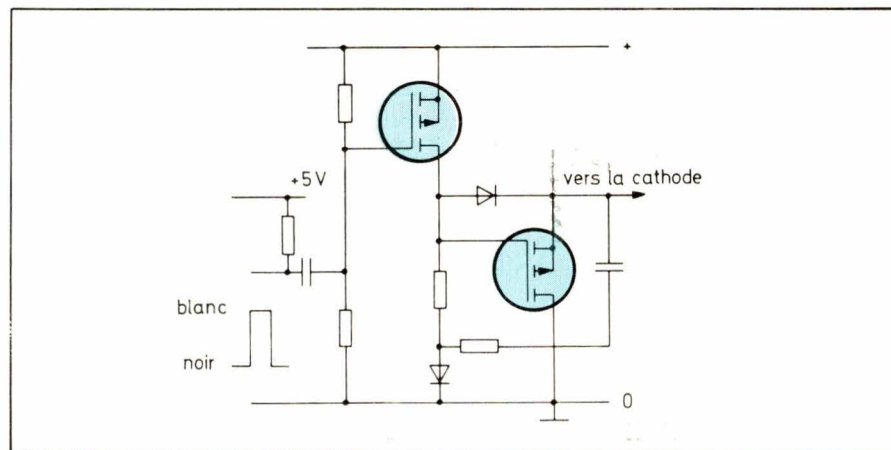


Fig. 67

tensions continues pour le contraste et la luminosité ne sont pas représentées.

## Convertisseurs et capteurs

La plupart des capteurs prélèvent une très faible énergie du médium mesuré. Cette énergie sert à commander une charge à travers une interface. Dans le cas d'une interface électronique, la situation idéale est celle d'une impédance d'entrée extrêmement élevée et d'un gain quasi infini. Les transistors VMOS sont très proches de ce cas idéal.

### 1. Détecteurs d'eau

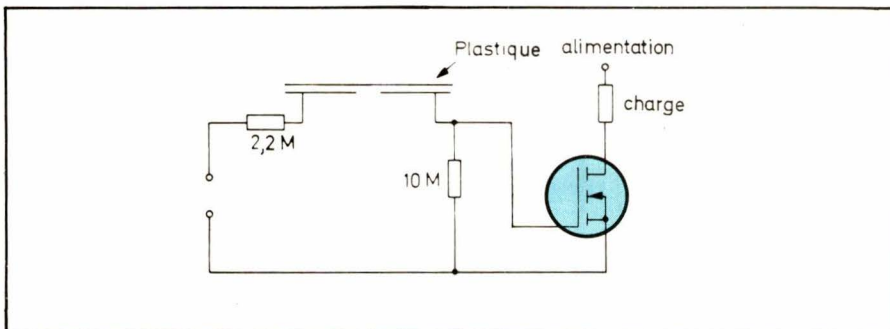
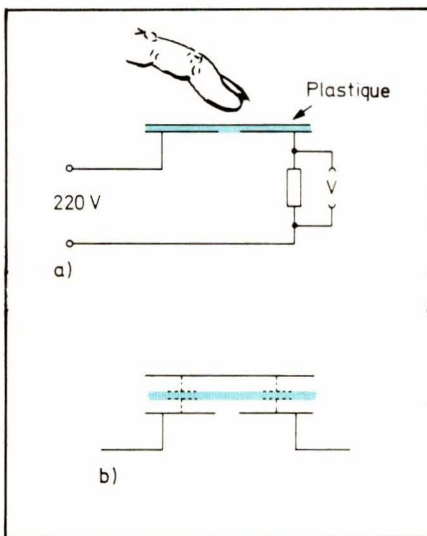
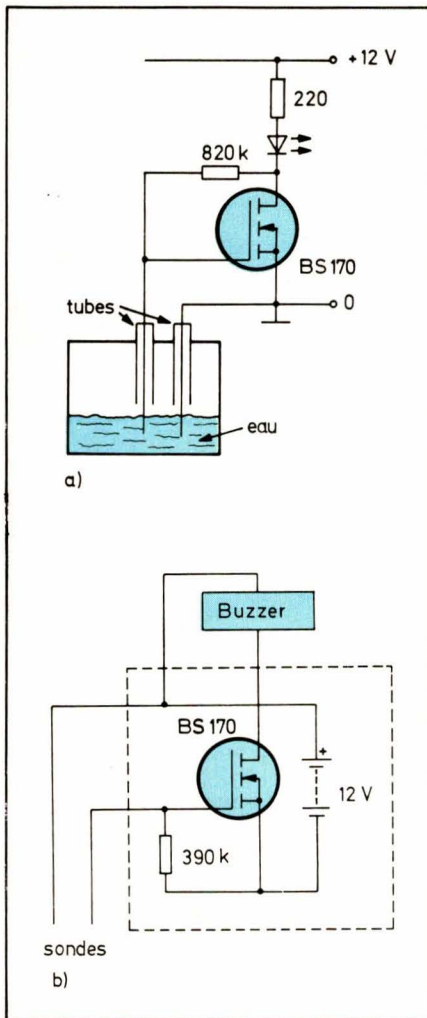
Les deux montages décrits ci-dessous servent à signaler la présence d'eau et se basent sur le principe

que l'eau est habituellement conductrice.

Le premier montage (fig. 68 a) prévient l'automobiliste lorsque le niveau d'eau du lave-glace est insuffisant. Deux électrodes sont plongées dans le liquide, ayant une résistance d'environ 10 kΩ. La tension à la grille se situe en dessous du seuil et le transistor reste bloqué. Lorsque le liquide baisse, la tension à la grille augmente puis dépasse le seuil, provoquant l'allumage de la LED (dans le cas où le + est au châssis du véhicule, on utilisera un BS250 et l'on intervertira la LED). Il est recommandé d'installer l'électronique sur le récipient afin d'éliminer les courants de fuite entre les électrodes.

Le montage de la figure 68 b délivre un signal avertisseur en cas d'inondation (cellier, cuisine, buan-



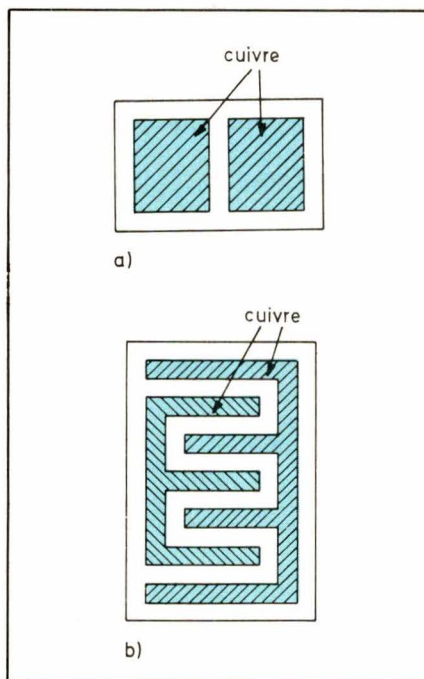


derie, etc.). Il s'agit en fait d'une inversion du circuit précédent. Le buzzer n'est actionné qu'en cas de présence d'eau ou de liquide entre les électrodes. Comme ce type de dispositif n'est pas souvent en état opératoire, on utilisera une pile à longue durée de stockage. Le boîtier sera en plastique, les deux électrodes étant pliées « à ras du sol ». Le buzzer sera fixé sur le boîtier qui servira ainsi de caisse de résonance.

## 2. Touches sensibles

Le principe de la touche sensitive est basé sur le fait que le doigt fait office de contact direct ou capacitif entre deux électrodes. La figure 69 a est la variante capacitive, avec le schéma équivalent à la figure 69 b. A travers le condensateur, une tension alternative est transmise à la grille d'un amplificateur VMOS (fig. 70). Une résistance additionnelle de 2,2 M $\Omega$  est nécessaire pour parer à d'éventuels défauts d'isolation.

La figure 71 a représente des électrodes simples et la figure 71 b une structure en arabesque qui ga-



rantit un contact plus sûr. Dans la réalisation pratique, on utilisera la fréquence du secteur. A des fréquences plus élevées, la capacité donnée est d'autant plus efficace. Il n'est pas nécessaire d'utiliser le doigt : un contact en métal, isolé de la terre, fera également l'affaire, par exemple comme touche d'arrêt sur une machine-outil.

Les figures 72 et 73 présentent des touches sensibles opérant sous tension continue. Dans le premier cas, les instructions marche et arrêt exigent deux touches distinctes. On peut utiliser un VMOS de petite puissance (BS170) et un VMOS de puissance (BD522), ainsi que diverses résistances de charge dans les circuits de drain. Ex. : 10 k $\Omega$  dans la partie à forte résistance et une lampe dans la partie à faible résistance.

Le commutateur sensible présenté à la figure 73 n'a qu'une touche pour la marche et l'arrêt. A la mise sous tension, T<sub>1</sub> est commuté tandis que T<sub>2</sub> se bloque et que le condensateur de 0,47  $\mu$ F est déchargé. Lorsqu'on touche le contact, T<sub>2</sub> est commuté et le dispositif reste dans cet état grâce à la résistance de contre-réaction entre l'électrode drain de T<sub>2</sub> et l'électrode grille de T<sub>1</sub>. Le condensateur de 0,47  $\mu$ F se charge à travers l'autre résistance de 4,7 M $\Omega$ . Un nouveau contact sur la touche transmet le potentiel positif du condensateur de 0,47  $\mu$ F à la grille de T<sub>1</sub> qui redevient passant alors que T<sub>2</sub> se bloque à nouveau. Si la touche est manipulée pendant plus d'une seconde, le circuit devient bascule et change d'état une fois par seconde. Les résistances de charge n'ont pas nécessairement la même valeur.

## 3. Emetteur et récepteur IR pour fréquence BF

Dans cette application, on exploite la linéarité de la pente du transistor VMOS, ainsi que l'impédance d'entrée élevée (pour le récepteur).

Dans le schéma de la figure 74, un signal BF module le courant de la diode IR (ou plusieurs diodes IR en série). Dans la figure 75, la lumière modulée modifie le courant détecteur passant par la résistance de 470 k $\Omega$  et contrôle le transistor VMOS du récepteur, qui lui-même alimente un casque, voire un haut-parleur sans la moindre interface. Les potentiomètres servent à régler le point de travail des transistors sur la zone linéaire.



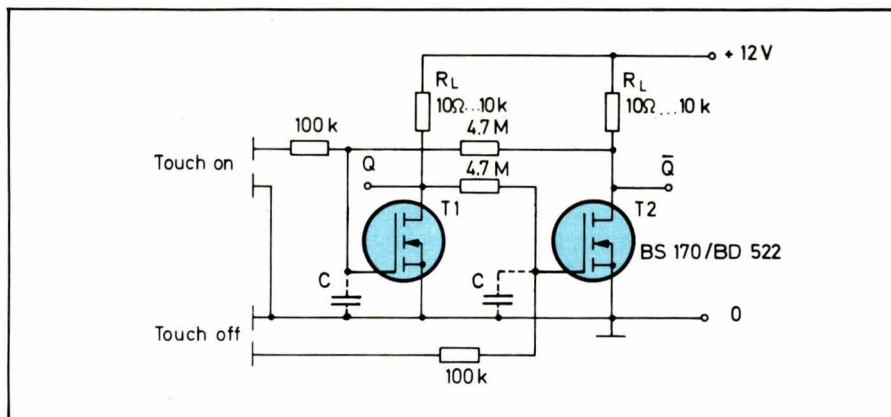


Fig. 72

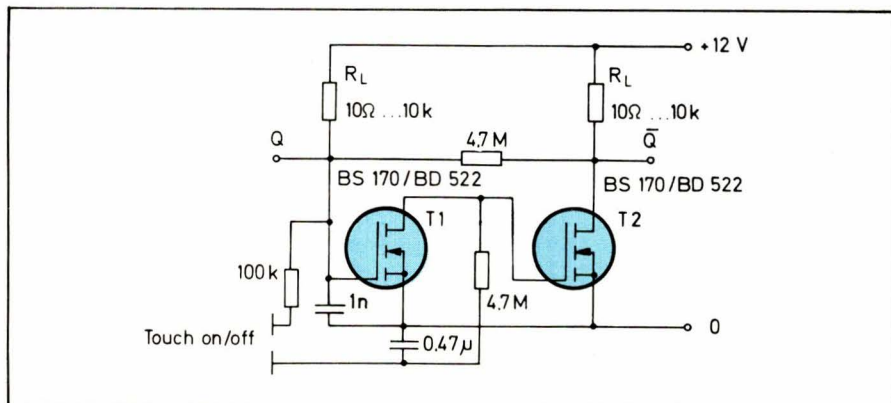


Fig. 73

#### 4. Chandelles électroniques

Pour terminer, un petit gadget destiné aux soirées disco. Une application plus sérieuse toutefois : le détecteur de surchauffe.

Dans le circuit de la **figure 76**, une thermistance est placée à proximité d'une ampoule. Le circuit est conçu de telle façon que la lampe reste éteinte. Lorsqu'on approche une allumette enflammée de la thermistance, le VMOS devient conducteur et allume la lampe. La chaleur émise par celle-ci suffit pour chauffer la thermistance lorsqu'on enlève l'allumette. On éteint la « bougie » en soufflant sur la thermistance.

Dans le circuit de la **figure 77**, un peu plus élaboré que le précédent, une contre-réaction est prévue pour garantir le « tout ou rien ». Au moyen du potentiomètre, T<sub>2</sub> sera juste encore passant, alors que l'ampoule reste éteinte.

Nous en tiendrons là pour cet article. Le but n'était pas seulement de présenter des exemples, mais de montrer comment des caractéristiques propres judicieusement exploitées ouvrent le champ à de nouveaux concepts ou des solutions meilleures. A nos lecteurs d'en profiter maintenant.

**Guy Wolff**

*D'après les travaux des ingénieurs d'applications ITT Semi-conducteurs.*

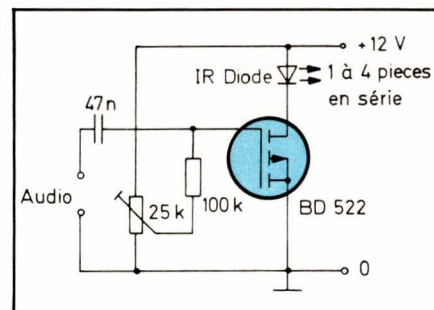


Fig. 74

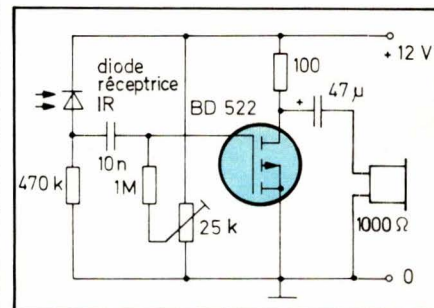


Fig. 75

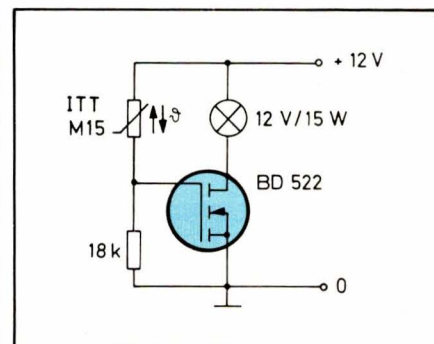


Fig. 76

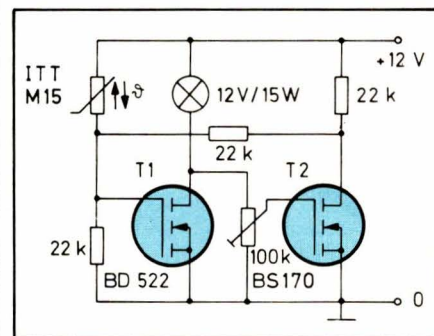


Fig. 77

# L'album 1979 d'Electronique Applications

Même si vous possédez la collection complète en exemplaires séparés, cet album a sa place dans votre bibliothèque.

Son prix à notre siège est de 50 F  
(+ 14 F de frais d'envoi).

Envoyez votre commande accompagnée d'un chèque à : Electronique Applications, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.



Dans un précédent article, nous avons brièvement analysé la méthode d'obtention d'une onde modulée en largeur dans un système de puissance (**réf.1**). Nous avons alors distingué :

# Onduleur triphasé à modulation de largeur

- Le contrôle de la modulation
  - en boucle ouverte ou en tension
  - en boucle fermée ou en courant
- Le mode de commutation d'une branche
  - en commutation adjacente pour les interrupteurs
  - en commutation alternée
- Le type de modulation en tension
  - modulation naturelle
  - modulation uniforme
- Le type de modulation en courant
  - modulation aléatoire
  - modulation synchronisée

Pratiquement, les systèmes travaillent en commutation adjacente, en modulation naturelle en tension et en modulation aléatoire en courant. Nous décrirons ici un système réalisé à des fins de démonstration pédagogiques pour illustrer les applications des transistors de puissance, permettant la variation de fréquence de 5 à 70 Hz. Il travaille en tension selon les différents modes permis pour ce cas.

## Principe de l'onduleur

Le schéma de principe de l'onduleur est représenté à la **figure 1**. Le pont de Graëtz à six hacheurs élémentaires est piloté par trois circuits modulateurs donnant les ordres de commande aux deux hacheurs d'une même branche. Les trois modulateurs sont cadencés par une horloge commune, générateur de triangulaires permettant également la commande en modulation uniforme. Les signaux de modulation sinusoïdaux proprement dits sont obtenus à partir d'un générateur triphasé variable en fréquence, à PLL (**réf.2**). Il est possible par différentes connexions de changer le mode de commande des modulateurs.

Dans le modulateur, la principale modification est apportée par le passage de la commutation adjacente à

la commutation alternée. La **figure 2** nous rappelle comment évoluent les commutateurs d'une branche du pont dans l'un et l'autre cas. Il faut remarquer dans le cas de la commutation adjacente, la complémentarité des états de conduction des hacheurs, ce qui fait que la phase est sans cesse reliée au + ou au – de l'alimentation continue. Par contre, dans le cas de la commutation alternée, le commutateur « positif » est successivement ouvert puis fermé pendant l'alternance positive alors que l'autre commutateur est ouvert et inversement pour l'alternance négative. Ce mode de commande donne, lorsque les deux commutateurs sont simultanément ouverts un état haute impédance à la phase concernée ce qui peut poser des problèmes de continuité de conduction avec les autres phases conduisant à des distorsions que nous pourrions voir au cours des essais. Par contre,



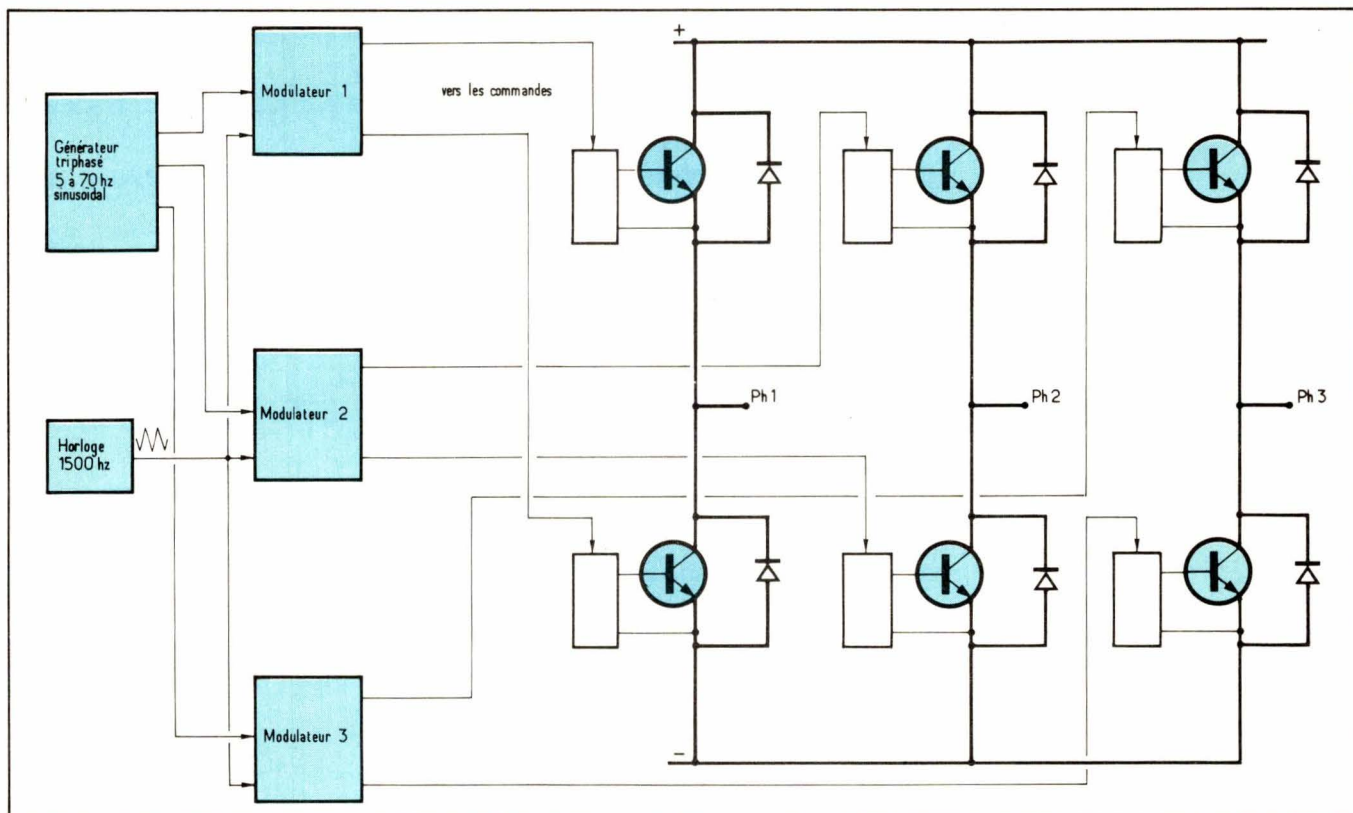


Fig. 1. — Organisation de l'onduleur.

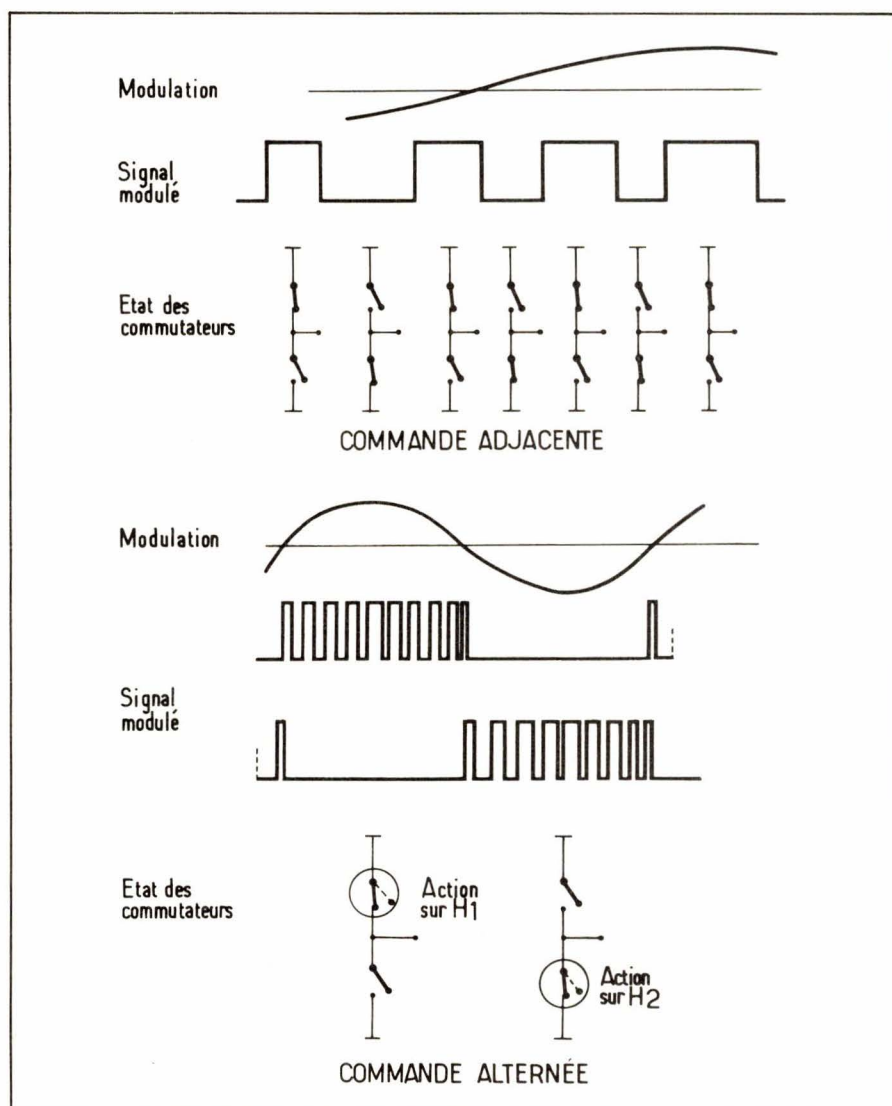


Fig. 2.

la sûreté du fonctionnement de ce mode de commutation excluant absolument toute conduction simultanée des deux commutateurs peut être particulièrement intéressante pour des systèmes travaillant sous tension élevée, d'autant plus qu'alors, les commutateurs sont sollicités sur une demi-période seulement.

### Le circuit modulateur

C'est le plus complexe des circuits ; son schéma général à la **figure 3a**. On remarque : Pour la commutation adjacente, le signal venant du pilote triphasé est directement comparé à la triangulaire et après mise en forme, sert à déclencher les monostables qui permettent « l'emboîtement » des impulsions de commande assurant la non-conduction simultanée des deux hacheurs d'une même branche. La **photo 1** permet de voir cet emboîtement des commandes.

Pour la commutation alternée, il est nécessaire de redresser le signal de modulation par les amplis  $A_1$  et  $A_2$  et leurs diodes de contre-réaction, un simple circuit redresseur en pont ne convenant absolument pas à cause de la masse commune. L'amplificateur  $A_4$  non bouclé, sert à la détection de polarité qui permet l'aiguillage des commandes vers le commutateur négatif. L'emboîte-







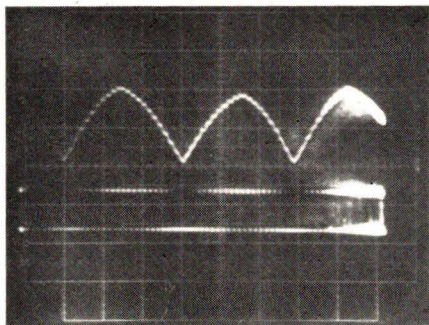


Photo 6.

signaux de modulation et les commandes modulées dans les cas de la commutation adjacente et de la commutation alternée. Dans ce dernier cas, une diaphonie provenant de l'horloge à 1 500 Hz vient déformer le signal de modulation redressé.

Le schéma de l'horloge 1 500 Hz est donné à la **figure 3b**.

## Les circuits hacheurs élémentaires

Ils sont au nombre de 6 et sont alimentés par de simples transformateurs flottants, les tensions retenues étant de + 5 V et - 5 V (voir **fig. 4**). Chaque hacheur est commandé à travers un photocoupleur MCT2E de Motorola. Bon marché, ce composant a des performances de commutation modestes.

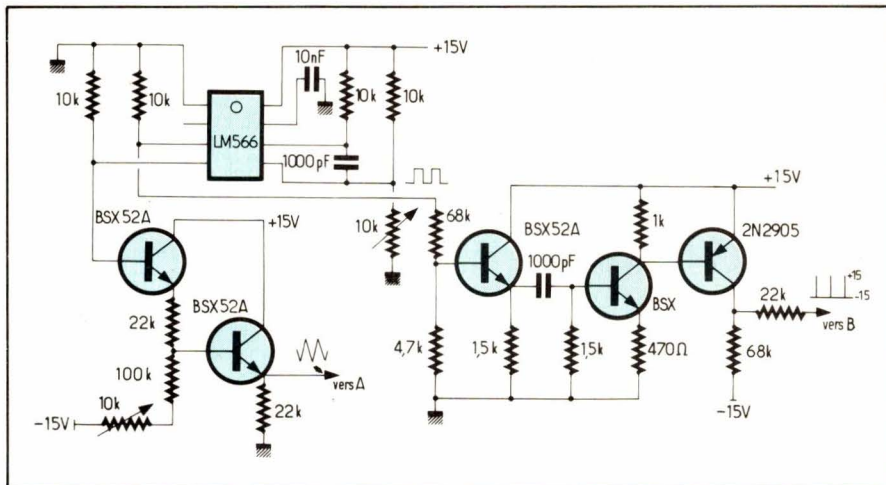


Fig. 3b. - Horloge 1 500 Hz.

Cependant, nous avons pu optimiser son temps de commutation à 500 ns à l'aide d'une résistance de base de 10 k $\Omega$  sans trop affecter son facteur de transfert. Pour améliorer la mise en forme et la vitesse de commutation, nous avons adjoint aux deux premiers transistors une bascule de Schmitt. L'attaque se fait ensuite à travers deux transistors, les impédances diminuant, une ligne à - 5 V améliorant la vitesse de blocage des transistors d'attaque  $T_4$  et de puissance  $T_5$ . Celui-ci voit sa base reliée au - 5 V au blocage par l'intermédiaire de  $T_6$ , une petite inductance à air empêchant l'évacuation trop brutale des porteurs de la jon-

ction base-émetteur, ce qui amènerait  $T_5$  à achever sa conduction entre collecteur et base (**réf.3**). On remarque la présence d'une diode d'anti-saturation rapide ainsi que le classique circuit d'aide à la commutation qui soulage le transistor lors de son blocage. Il est à remarquer que pour les transistors travaillant à fréquence élevée ou pour les convertisseurs puissants, il est intéressant de récupérer cette énergie, notamment pour permettre l'alimentation de la commande de base, le transistor jouant alors le rôle simultané de hacheur et d'abaisseur de tension continue pour permettre sa propre commande.

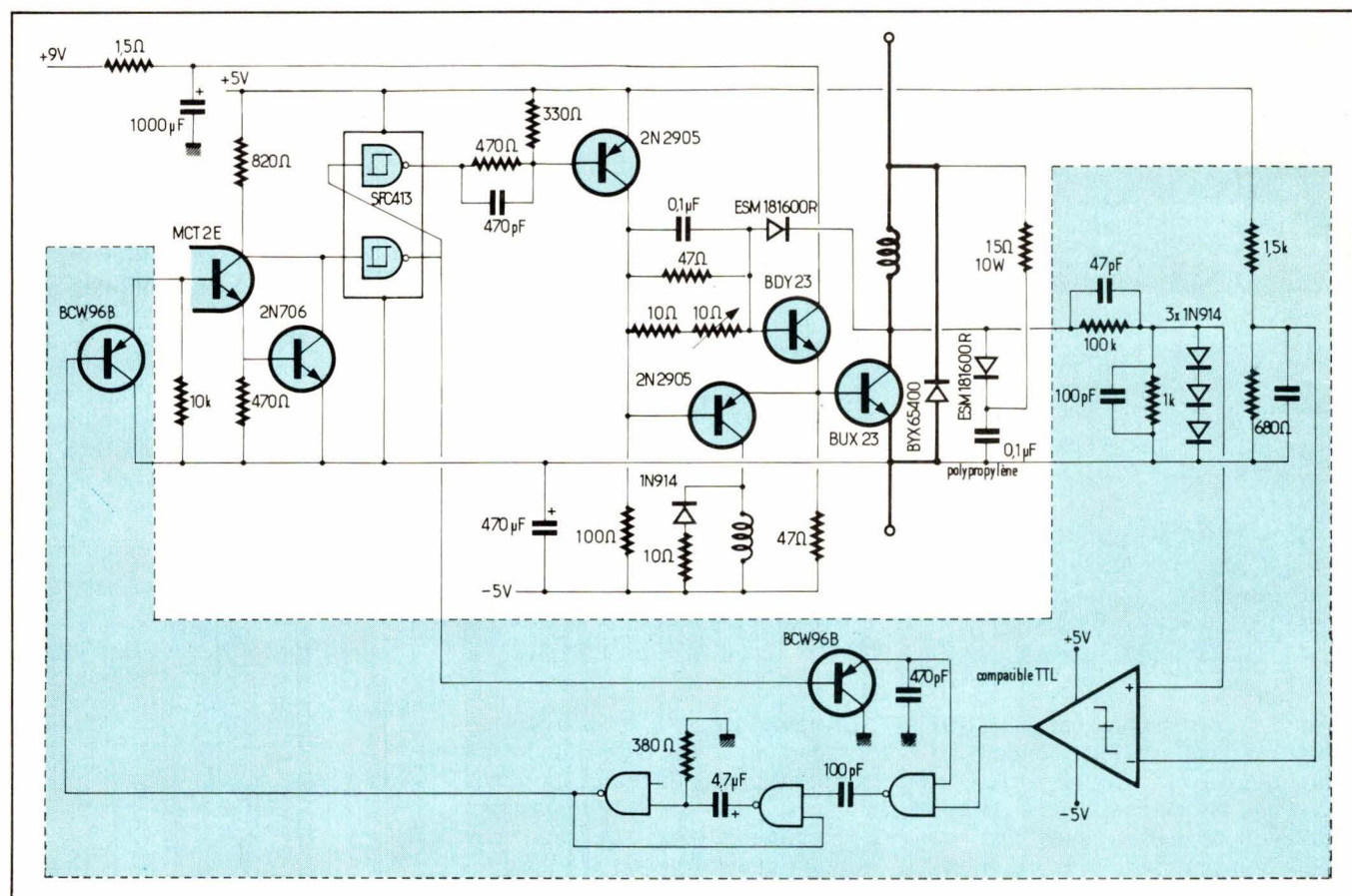


Fig. 4. - Hacheur élémentaire à transistor.



## Protection active

Bien que notre système ne soit pas équipé de cette protection, nous avons figuré en grisé un circuit de protection active testé sur un des hacheurs et dont l'action est très rapide. Il consiste en un comparateur rapide (20 ns de temps de propagation) qui détecte aux bornes de  $T_5$  la présence d'une tension supérieure à 3 V environ, c'est-à-dire lorsque le transistor est bloqué ou qu'il se désature dans le cas où la demande en courant devient trop forte pour le courant de base disponible. Une simple porte NAND permet de trier entre le blocage normal et la désaturation, et déclenche un monostable qui bloque le phototransistor pendant un temps bien déterminé afin d'interrompre la conduction du transistor  $T_5$ . Ce type de protection est plus efficace que celle qui interviendrait au niveau du modulateur, trop lente dans tous les cas. La désaturation du transistor de puissance sous fort courant se traduit par sa destruction en quelques cycles de commutation.

## Essais de l'onduleur

Celui-ci n'ayant pas été équipé de protections suffisantes, nous n'avons pas poussé les essais au-delà de 150 V en tension continue bien que les BUX23 aient un  $V_{CEO}$  de 310 V.

Sur charge R, L triphasée en étoile, nous avons relevé :

- en commutation adjacente, la **photo 7**, représentant les tensions  $U_{12}$  et  $U_{23}$  entre phases ;
- en commutation alternée, la **photo 8** pour les mêmes tensions. On remarque dans ce cas l'existence d'états à haute impédance par apparition de traînage dans les temps de commutation. Essais à 30 Hz et 120 V continu ;

Toujours sur charge R, L nous avons relevé les courants sur deux phases :

- en commutation adjacente, pour un courant efficace de 4 A, la **photo 9** nous donne l'aspect très sinusoïdal du courant de sortie ;
- en commutation alternée, pour un courant efficace de 2,5 A, la **photo 10** montre ce qu'est le courant dans ce cas.

Les **photos 11 et 12** montrent que les courants deviennent identiques dans les deux cas de commutation pour un **modulateur saturé** aboutissant à la commande par des ondes carrées.

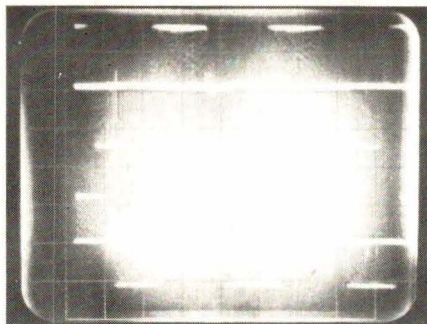


Photo 7.

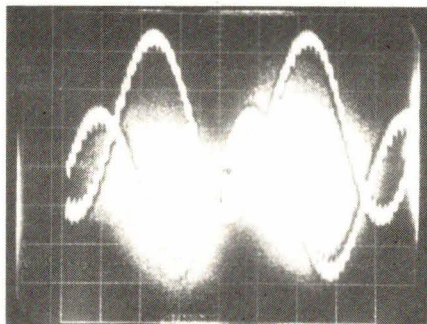


Photo 9.

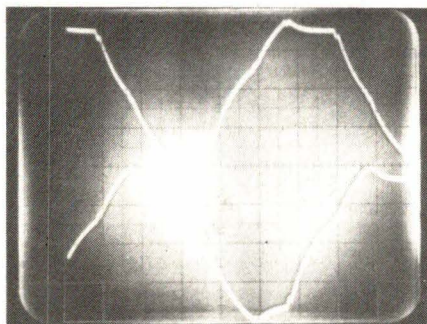


Photo 11.

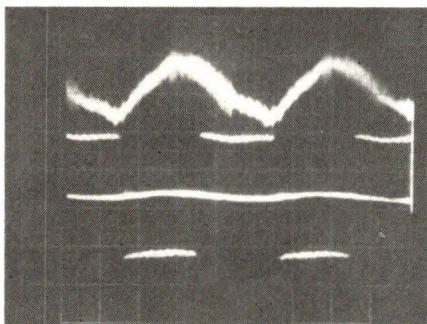


Photo 13.

La charge étant maintenant un moteur asynchrone de 1 kW sous 220 V entre phases et en triangle, nous avons relevé le courant de la phase 1 et la tension  $U_{12}$  à 5 Hz (**photo 13**) à vide. Le courant n'est plus aussi sinusoïdal, cela vient de deux faits : tout d'abord, le courant absorbé par un moteur asynchrone à vide, alimenté en tension sinusoïdale n'est plus sinusoïdal ; il vaut mieux alors parler de facteur de puissance que de  $\cos\varphi$  ; d'autre part, jusqu'à 7 Hz environ, notre pilote triphasé à PLL est assez distordu par les recallages périodiques de phase. On est néanmoins frappé à l'essai de constater que le moteur travaille à très fort couple à bas régime, la rotation

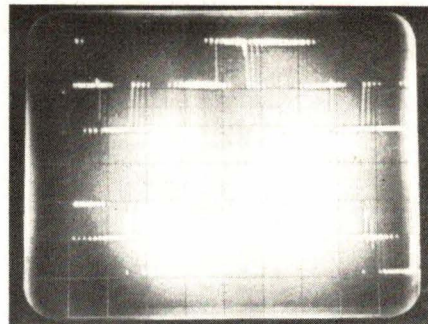


Photo 8.

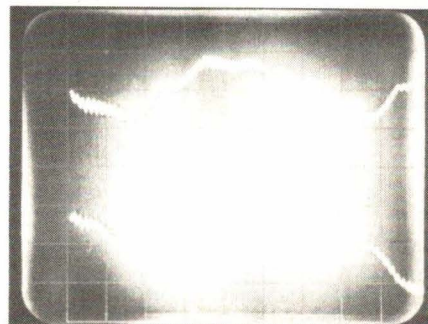


Photo 10.

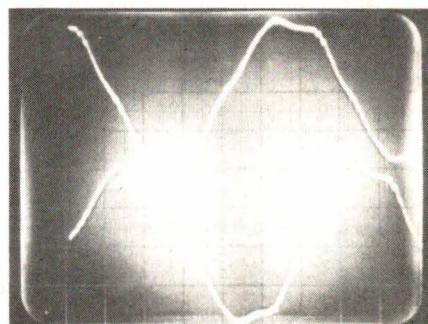


Photo 12.

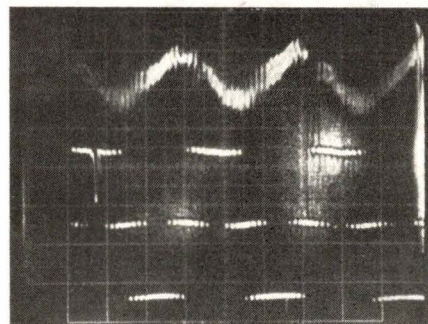


Photo 14.

n'étant pas pulsée comme ce serait le cas pour un onduleur à ondes carrées en tension ou en courant. Dans notre cas, le moteur est à deux paires de pôles par phase si bien qu'il peut tourner à moins de 2,5 Hz, il est alors impossible de le bloquer manuellement, des essais en charge par des moyens conventionnels étant exclus à cette fréquence. Une ventilation forcée à bas régime s'impose comme pour toutes les machines travaillant à vitesse très variable.

Les **photos 14 et 15** représentent les mêmes grandeurs relevées à 66 Hz en commutation adjacente et en commutation alternée respective-



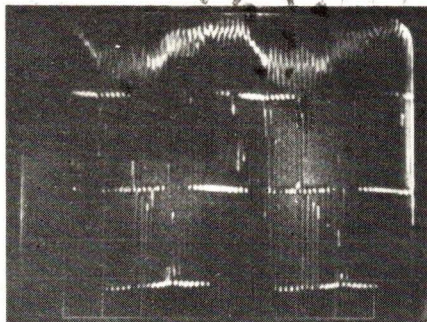


Photo 15.

ment. Dans ce dernier cas apparaît toujours la distorsion déjà vue sur charge R, L. Pour les fréquences élevées, l'onduleur sinusoïdal à fréquence variable perd de son intérêt par rapport à l'onduleur en ondes carrées beaucoup plus simple de par sa conception. Les **photos 16 et 17** sont deux vues de notre dispositif où on peut remarquer la nette séparation des trois phases. Sur la **photo 16**, on peut remarquer sur le bas à droite, une carte comportant tout en bas un shunt. Cette carte, non décrite permettra moyennant quelques modifications élémentaires de travailler en recopie de courant, mode aléatoire. Cette carte est totalement isolée par des photocoupleurs travaillant en analogique.

## Références

1. — Les convertisseurs triphasés à modulation de largeur, A. Troncy E.A. n° 12 Hiver 79-80.
2. — Quelques applications des circuits PLL digitaux, A. Troncy E.A. n° 9 Printemps 79.
3. — Le transistor de puissance dans son environnement, document technique Sescossem p. 86.
4. — Automate programmable analogique et numérique, A. Troncy E.A. n° 14 Été 80.

## Conclusion

Nous avons décrit un système réalisé pour permettre la variation de vitesse des machines à champ tournant triphasées, utilisant le principe de la modulation de largeur d'impulsions pour donner un courant sinusoïdal. Cette méthode permet de s'affranchir du prérégulateur de tension continue, il est totalement autonome et, si la source le permet, peut travailler en récupération. Notons que ces systèmes se caractérisent par de faibles pertes harmoniques et permettent le travail à basse vitesse et fort couple. Plusieurs voies d'études s'ouvrent : essai des différentes techniques de modulation, études de

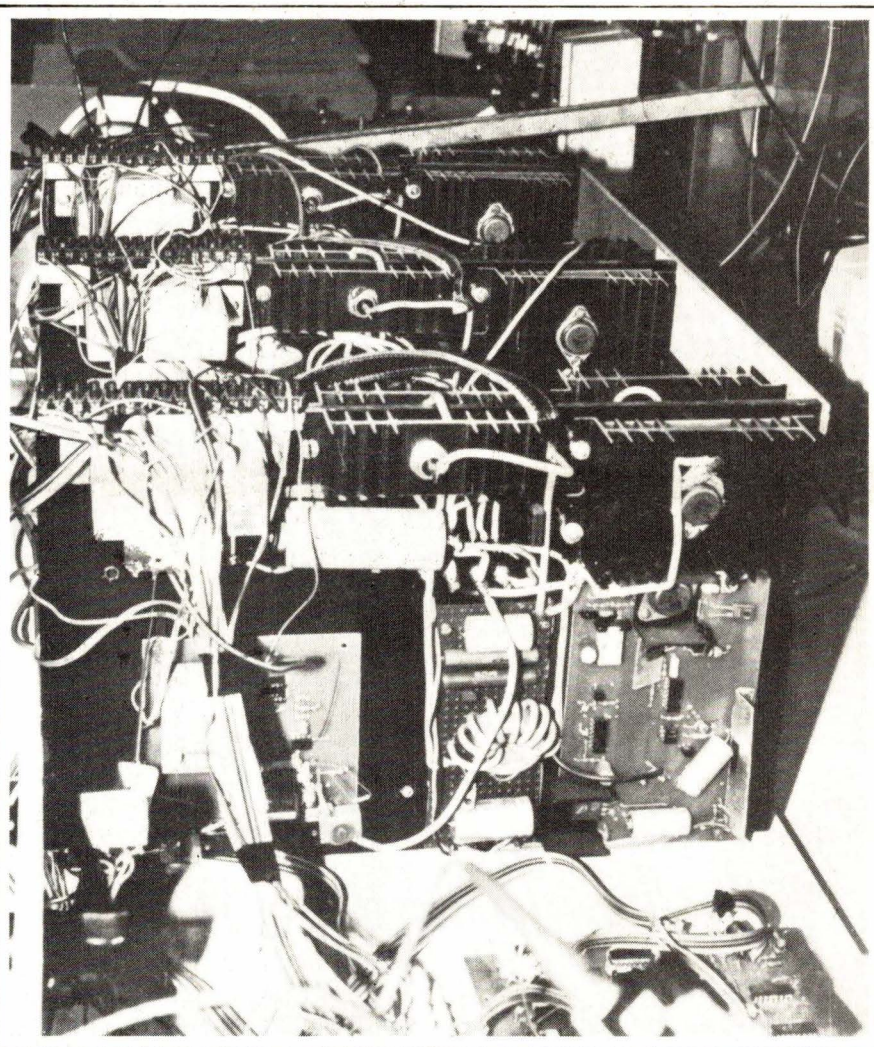


Photo 16.

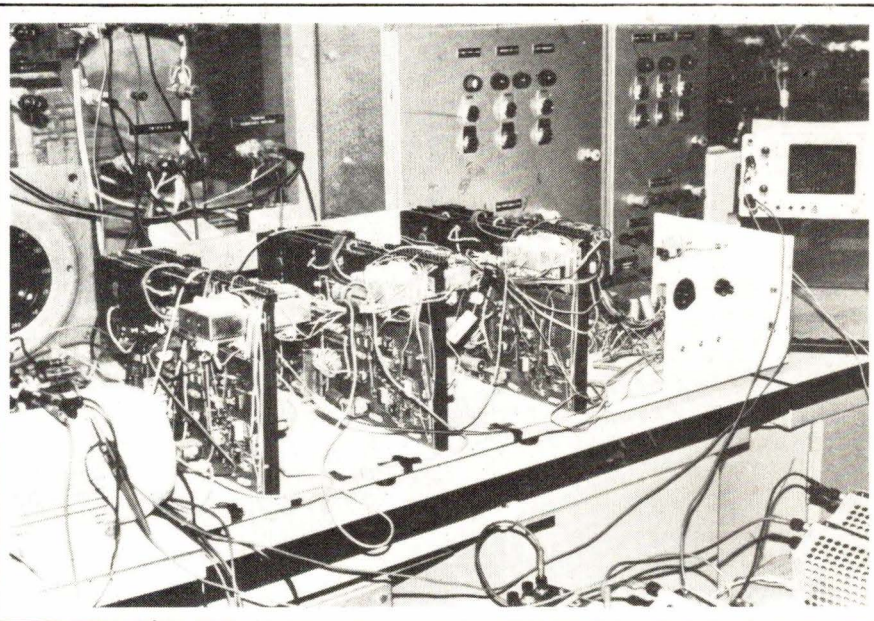


Photo 17.

protections actives « universelles », pilotage des convertisseurs par microprocesseurs avec possibilité de générer l'onde de courant ou de tension désirée. A ce propos, nous décrirons dans un prochain numéro une méthode pour obtenir un signal à  $n$

phases avec déphasages programmables, à l'aide d'un petite automate analogique (réf. 4).

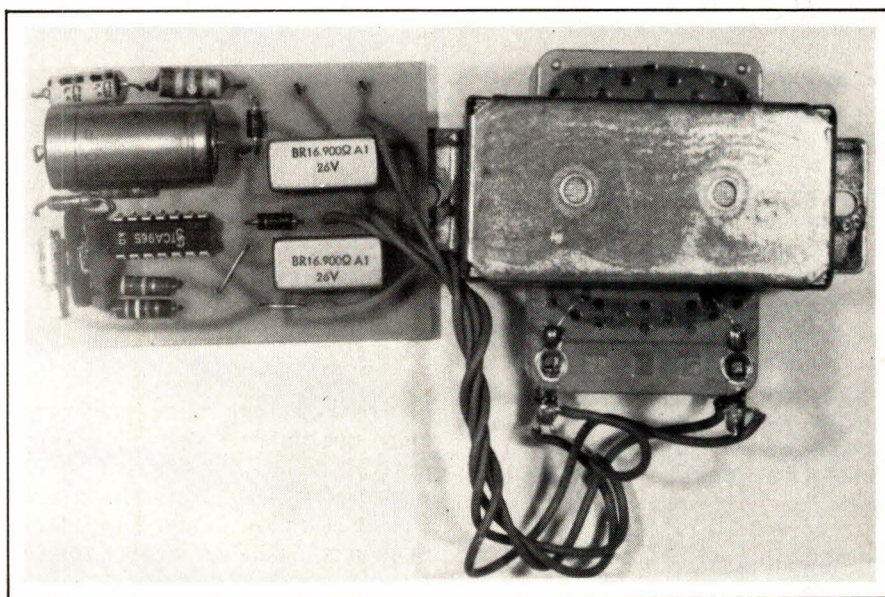
**André TRONCY**  
Maître-assistant  
I.U.T. Génie Mécanique  
Villeurbanne



Ce n'est un secret pour personne que la tension du secteur « 220 V » est affectée de variations notables selon le point de livraison considéré et selon les heures de la journée. Certains équipements électriques ou électroniques s'accommodent mal de ces phénomènes et doivent alors être alimentés par l'intermédiaire de régulateurs ou stabilisateurs de tension.

Après avoir passé en revue les principales voies pouvant être suivies pour assurer cette stabilisation, nous décrirons la réalisation d'un montage pratique original, surtout par son excellent rapport encombrement/puissance.

# Un régulateur de tension secteur



## Les différents procédés de stabilisation

Si l'on excepte les systèmes à groupes tournants régulés en vitesse, les procédés les plus employés sont les suivants :

### 1° Régulateur à ferorrésonance

La **figure 1** montre la simplicité (théorique) de réalisation de ce type de stabilisateur. Il s'agit en fait de construire un « transformateur à tension constante » dans lequel des enroulements secondaires sont mis en

état de résonance sur la fréquence du réseau par raccordement à des condensateurs. La régulation obtenue par ce moyen est très bonne, mais une importante distorsion de forme

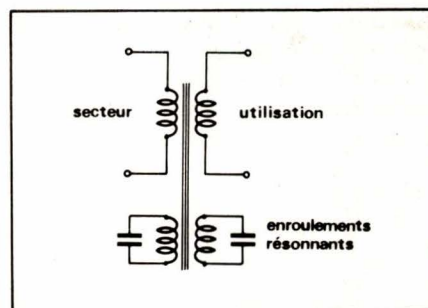


Fig. 1



d'onde est introduite, distorsion dont la correction complique singulièrement les schémas. De plus, la fréquence nominale de fonctionnement doit être respectée de très près.

## 2° Régulateur à amplificateur magnétique

L'ampli magnétique consiste en une self saturable au moyen d'un enroulement de commande, ce qui permet la commande de courants environ 100 fois plus importants que le courant de commande lui-même. Des stabilisateurs secteur ont été construits selon ce principe, comme en témoigne la **figure 2**. On voit ici apparaître un « circuit de commande » alors que le stabilisateur ferorésonnant fonctionnait de façon entièrement intrinsèque. Au niveau des inconvénients, citons un rendement très médiocre se traduisant par un encombrement et un échauffement prohibitifs. Egalement, ce procédé ne permettant que de réduire la tension du secteur, il faut prévoir en supplément un transfo élévateur si on souhaite compenser aussi des insuffisances de tension.

## 3° Régulateur à contrôle de phase

Le principe fondamental est voisin de celui de l'exemple précédent, mais l'amputation de tension est opérée par des thyristors (ou un triac) recevant des ordres d'un circuit de commande similaire. Le rendement est excellent, mais la forme d'onde est notablement bouleversée et ce système, comme le précédent, n'agit que par réduction de tension exigeant souvent l'association à un auto-transfo. La **figure 3** illustre ce principe.

## 4° Régulateur à ferorésonance contrôlée

Ce système reprend le principe exposé au paragraphe 1, avec cependant une importante amélioration consistant en une adaptation constante des caractéristiques magnétiques du transfo par court-circuitage partiel d'un enroulement de commande par un triac. Un circuit de commande pilote ce triac en fonction de la tension de sortie mesurée, ce qui produit bien un effet de régulation au moyen du courant très faible circulant dans l'enroulement de commande.

Ce système possède les avantages des solutions précédentes sans en présenter les inconvénients. En particulier, l'ajustement de la tension de sortie peut se faire par variation de la

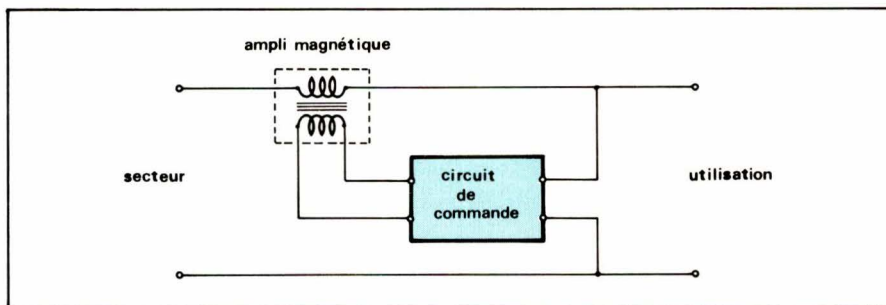


Fig. 2

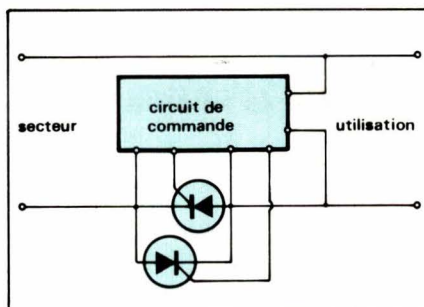


Fig. 3

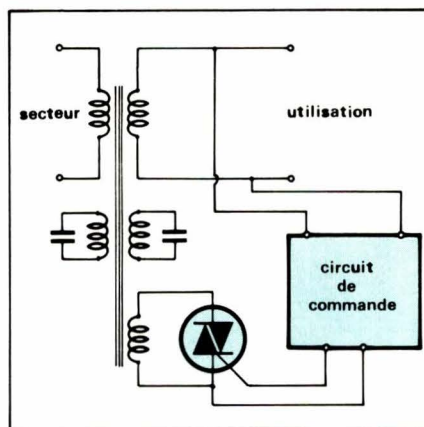


Fig. 4

consigne du circuit de commande, alors que dans le système à simple ferorésonance, il fallait agir sur les paramètres de construction du transfo. De plus, le respect de la fréquence nominale est moins important puisque le circuit de commande peut dans une certaine mesure apporter une compensation efficace.

Remarquons également que la résonance du transfo sur la fréquence d'utilisation élimine actuellement toute déformation d'onde introduite par le triac. La **figure 4** résume le principe de ce type de stabilisateur.

## 5° Régulateur à autotransformateur variable asservi

Bien que mettant en œuvre des solutions mécaniques, ce type de régulateur soutient la comparaison avec les autres systèmes. La **figure 5** montre que ces appareils utilisent un autotransformateur à curseur mis en mouvement par un servomoteur compa-

rant en permanence la tension de sortie à une référence interne. Le temps de réponse est certes plus long que pour les autres systèmes (environ 10 fois plus) mais reste très raisonnable devant la vitesse d'évolution de la tension secteur (plus de 100 V/s). Par son principe même, ce système n'introduit aucune distorsion de forme d'onde, peut être extrêmement précis (quelques fractions de %) si le servomécanisme est bien étudié, et s'avère d'une grande souplesse d'emploi, même en polyphasé. Des appareils de très forte puissance (plusieurs centaines de kVA) peuvent être réalisés et alimenter éventuellement toute une unité industrielle.

## 6° Régulateur à autotransfo commuté

Cette solution représentée en **figure 6** est dérivée de la précédente et peut représenter une alternative économique pour les applications dans lesquelles une très grande précision est superflue. La rapidité de réaction est meilleure et la « compensation » sinon la régulation est souvent suffisante. L'encombrement et le coût peuvent souvent s'avérer très compétitifs.

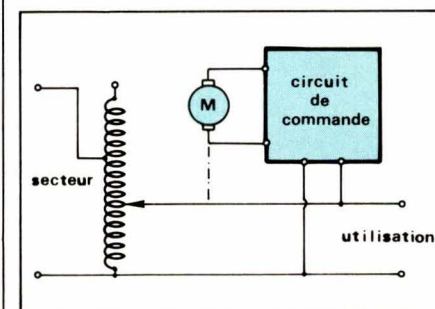


Fig. 5

## Notre réalisation

L'exemple pratique que nous vous proposons appartient à cette dernière catégorie de stabilisateurs. Son temps de réaction est suffisamment rapide pour que les micro-coupures de commutation restent acceptables dans la majorité des applications. L'intérêt majeur de ce montage ré-



side dans un poids et un encombrement extrêmement réduits compte tenu des puissances stabilisées.

### 1° Le schéma de principe

Pour simplifier le montage, nous avons décidé de ne prévoir que trois états discrets dans le fonctionnement de notre stabilisateur :

- Tension secteur acceptable ( $215\text{ V} \leq V \leq 235\text{ V}$ ).
- Tension secteur insuffisante ( $V < 215\text{ V}$ ).
- Tension secteur excessive ( $V > 235\text{ V}$ ).

En cas de tension acceptable, la sortie « utilisation » se trouve directement raccordée au réseau.

En cas de tension insuffisante, le secondaire d'un transfo standard 220 V/24 V se trouve mis en série avec le secteur, il se trouve raccordé en opposition.

Les deux avantages majeurs de cette disposition sont que le transfo est toujours très facile d'approvisionnement et que son encombrement et son poids restent insignifiants devant la puissance réelle traitée par l'appareil. (24 VA pour 220 VA et ainsi de suite).

Cette configuration permet, compte tenu du fait que le primaire du transfo est relié directement au secteur et en subit donc les variations de tension, de ramener à 210-250 V une variation de 195 à 275 V et à 230-240 V une variation de 215 à 255 V. En fait, la tension de sortie (230 V typique) reste dans des limites tolérables même en cas de variation tout à fait excessive de la tension du réseau. On n'en demande bien souvent pas davantage à un stabilisateur de tension...

Au niveau des choix technologiques, la **figure 7** montre que la commutation du transformateur se fait au moyen de deux relais AEM-GP (BR16-900 r-26 V-2RT). L'un de ces relais opère la mise en ou hors service du transfo survolteur-dévolteur alors que le second sélectionne le mode de fonctionnement entre survoltage et dévoltage. La commande de ces deux relais peut donc être confiée à un **comparateur à fenêtre** TCA965, qui dispose de quatre sorties distinctes :

- Dans les limites.
- Hors limites.
- Au dessus du maximum.
- Au dessous du minimum.

Pour notre part, deux de ces sorties sont suffisantes pour remplir les fonctions désirées.

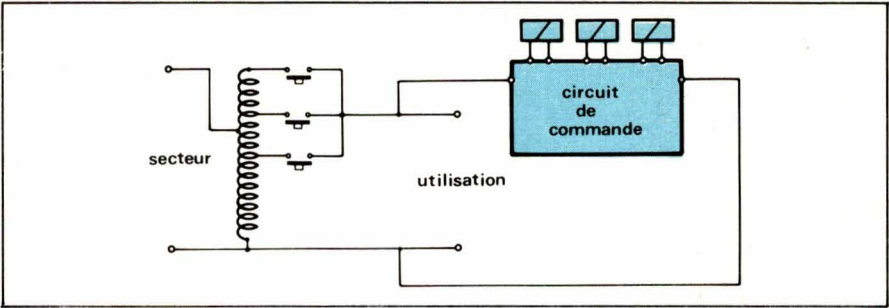


Fig. 6

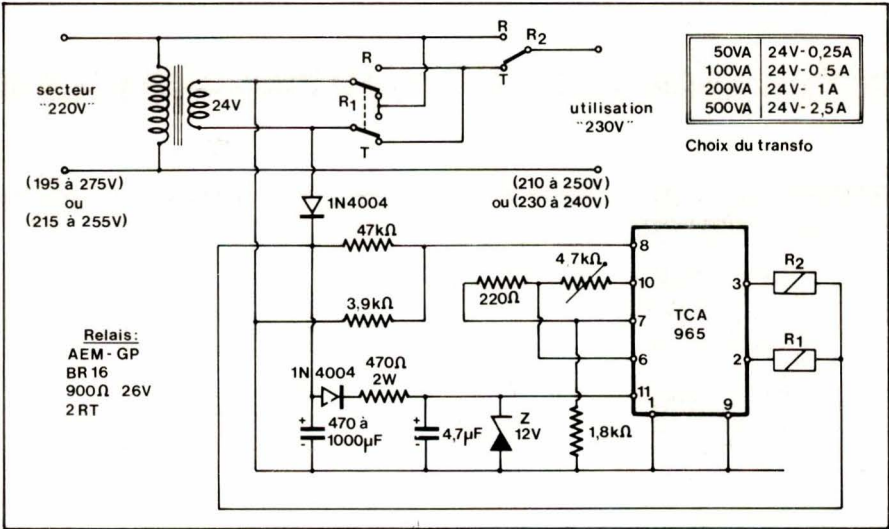


Fig. 7

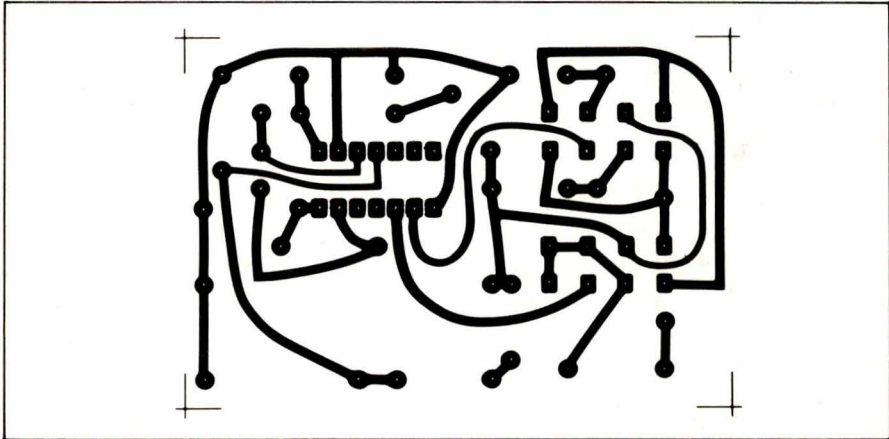


Fig. 8

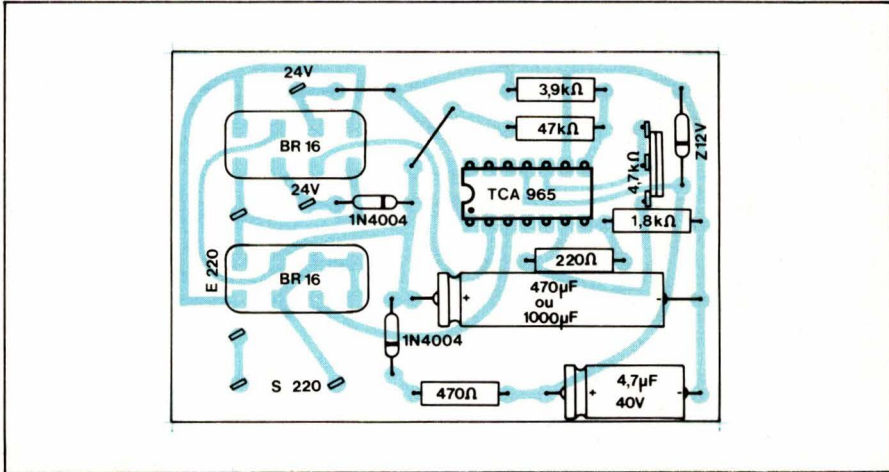


Fig. 9



L'alimentation du TCA965 est obtenue à partir de l'enroulement 24 V du transfo, après redressement et stabilisation à 12 V. Une seconde stabilisation, incorporée au TCA965, sert à alimenter le pont diviseur fixant les seuils « mini » et « maxi », ajustables par un potentiomètre de 4,7 k $\Omega$ .

La mesure de la tension secteur est obtenue en prenant une fraction de la tension redressée avant stabilisation.

## 2° Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la **figure 8** a été dessiné de façon à recevoir tous les composants du montage, transfo excepté. Ceci permet donc le choix

du transfo selon la puissance devant être stabilisée. Avec les relais préconisés, le maximum s'établit vers 400 VA, avec un transfo 24 V/2 A.

Notre maquette est une version 200 VA, avec un transfo 24 V/1 A. Nos photographies témoignent de l'encombrement très compétitif de l'ensemble. Lors des essais, on vérifiera le sens de branchement du secondaire du transfo, une intervention se traduisant par une aggravation des sur et sous tensions du réseau au lieu d'une compensation. On réglerait également le potentiomètre de 4,7 k $\Omega$  (environ à mi-course) de façon à obtenir des seuils de commutation adaptés aux exigences formulées.

## Conclusion

Présentant de sérieux avantages au niveau poids, encombrement et prix de revient, ce stabilisateur n'atteint cependant pas les performances des appareils utilisant les principes décrits précédemment. C'est donc à l'utilisateur de vérifier si la précision de la stabilisation et l'existence de très courtes micro-coupures de commutation sont compatibles avec son cas particulier. L'expérience montre que c'est très souvent le cas...

Patrick GUEULLE

# ELECTRONIQUE APPLICATIONS

devient

**bimestriel**

**à partir du prochain numéro**



Nombreux étaient ceux qui nous demandaient, depuis bientôt quatre ans que notre revue existe, des parutions plus rapprochées.

Nous avons cédé !... ELECTRONIQUE APPLICATIONS est, à partir du numéro 17, un magazine bimestriel.



D'autres lecteurs nous réclamaient des cartes « service » pour recevoir de la documentation sur certains produits dont la description ou la publicité passait dans le journal.

Nous avons cédé aussi ! A partir de ce numéro, vous avez pu constater qu'une page cartonnée est consacrée à ce service ainsi qu'à la vente d'anciens numéros du journal. (Service informatisé).

**QUI OSERAIT PRETENDRE APRES CELA QUE LE COMITE CENTRAL DE REDACTION NE TIENT PAS COMPTE DU LECTEUR DE BASE ?**



### **Calendrier des prochaines parutions :**

N° 17 - Avril/Mai 81 (sortie 30 mars) – N° 18 - Juin/Juillet 81 (sortie 30 mai)

N° 19 - Août/Septembre 81 (sortie 30 juillet) – N° 20 - Octobre/Novembre 81 (sortie 30 septembre)



Dans de nombreux cas d'application tels que tables traçantes, imprimantes, machines-outils, jouets, équipements robotiques, etc., il est nécessaire de superviser de façon très précise des actes de positionnement mécanique au moyen d'un programme micro-informatique.

Les moteurs pas à pas représentent une solution simple mais relativement lente, alors que les servomécanismes peuvent atteindre des rapidités fort intéressantes sous réserve d'une étude très précise des caractéristiques de l'asservissement.

# Asservissement de position compatible microprocesseur

## Position du problème

Notre propos sera de définir un système de commande très précis, faisant appel à un moteur à courant continu, recevant des ordres sous forme digitale d'un microcalculateur, et capable de réactions optimales au sens de la théorie des servomécanismes, c'est-à-dire essentiellement au plan de la rapidité et de l'amortissement.

Les difficultés peuvent être rangées en deux familles :

- celles concernant la mise en marche du moteur et son entretien à une vitesse optimale jusqu'au voisinage immédiat de la position à obtenir, ainsi que le ralentissement qui doit suivre en vue d'éviter tout dépassement ;
- l'arrêt du système dans la position exacte qu'il faut obtenir.

## Définition de la solution

La solution exposée ici (voir fig. 1) fait appel à un microprocesseur pour contrôler d'une part la position et d'autre part la vitesse « de croisière » du moteur, alors que la boucle d'asservissement linéaire déjà évoquée pour ses qualités spécifiques prend en charge le facteur précision tant de la vitesse que de la position finale.

Le microprocesseur reçoit les informations émises par un codeur optique qui délivre bien entendu un nombre d'impulsions proportionnel à la distance angulaire parcourue par le servomécanisme.

Le position de consigne fournie au calculateur, celui-ci détermine la vitesse devant être imprimée au moteur, qui démarre alors immédiatement.

Pendant cette rotation vers la position voulue, un comptage des impulsions du codeur est opéré. A proximité immédiate de la position voulue, le microprocesseur commande un ralentissement à la boucle d'asservissement, qui l'exécute fidèlement.

Du fait que l'approche de la position à atteindre est entièrement gérée par programme, le système peut être adapté avec une extrême précision aux caractéristiques mécaniques de l'organe asservi (inertie notamment) par simple introduction de données. En conséquence, l'adaptation est possible sans modification majeure **sur n'importe quel système mécanique.**

Lorsque la position correcte est presque atteinte, le microprocesseur commute le servomécanisme sur un mode d'asservissement de position et de vitesse qui ne met plus en jeu que des processus d'asservissement linéaire. La rigueur du positionnement final ne dépend donc que de cet asservissement dont on exploite ainsi au mieux les performances qui lui sont propres. C'est néanmoins le système à microprocesseur qui fournit à la boucle l'information de copie provenant habituellement d'un potentiomètre solidaire de l'objet entraîné, et ce, à partir des impulsions fournies par le codeur.



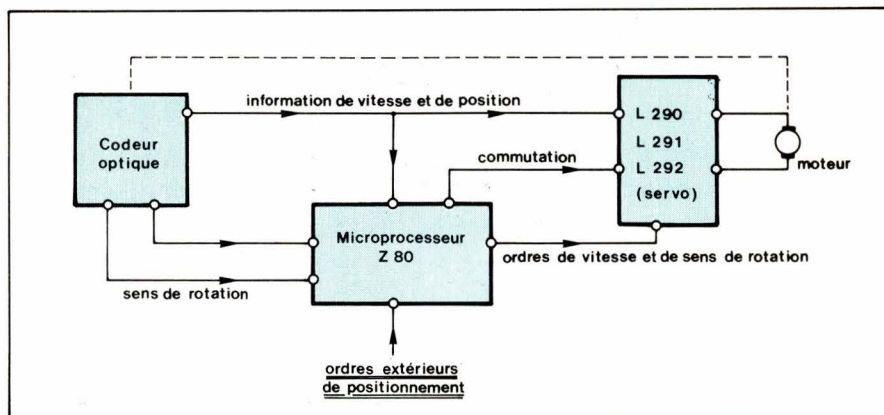


Fig. 1. —

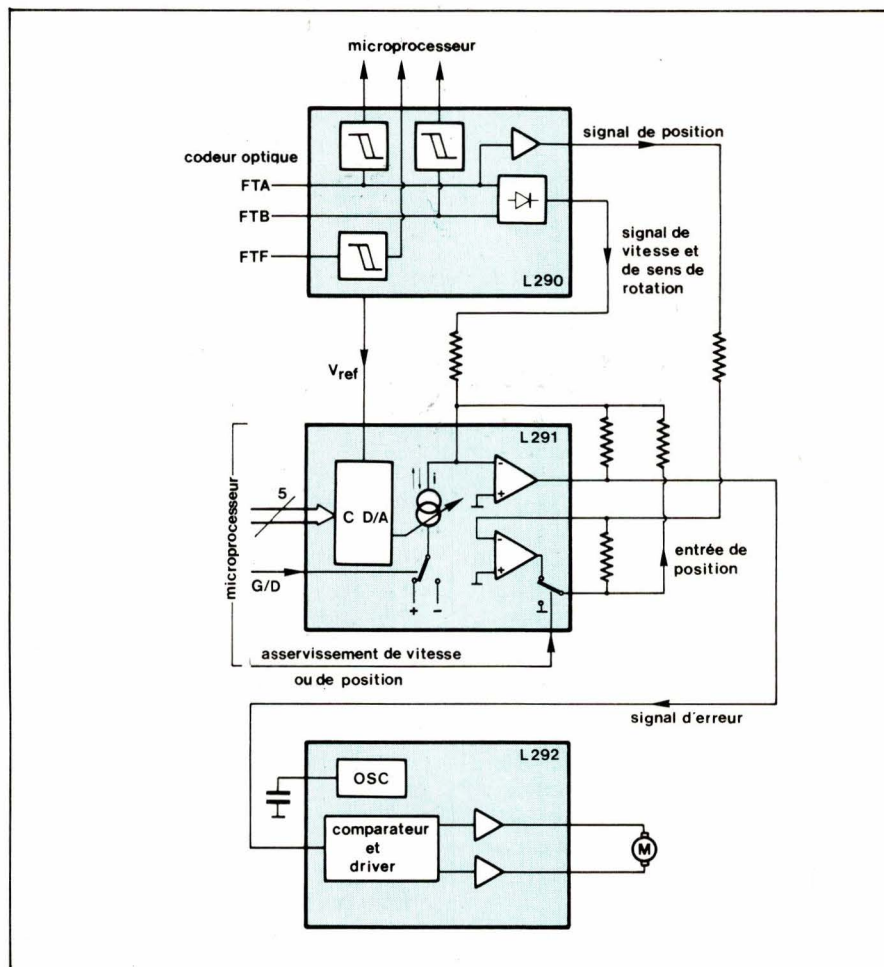


Fig. 2. —

## Aspect technologique de la question

La réalisation pratique d'un tel système (voir **fig. 2**) peut être basée sur l'emploi d'un microprocesseur Z80 et de trois circuits intégrés linéaires qui, à l'origine, ont été développés par SGS-Ates pour les besoins d'Olivetti (application dans des machines à écrire sophistiquées). Ces circuits sont maintenant disponibles sur le marché et possèdent les références suivantes :

### ● L 290 :

- traitement du signal délivré par le codeur optique,

- élaboration d'un signal tachymétrique proportionnel à la vitesse et au sens de rotation,
- génération d'une tension de référence pour le L 291.

### ● L 291 :

- convertisseur D/A destiné à l'interface microprocesseur-servomécanisme,
- amplificateur de signal d'erreur,
- amplificateur de signal de position,
- commutateur de sens de rotation,
- commutateur de mode de fonctionnement de la boucle.

### ● L 292 :

- amplificateur de puissance à découpage avec sortie bidirectionnelle par pont en H (capacité 2A/35 V/70 W).

La **figure 3** résume les caractéristiques physiques de ces trois circuits intégrés, alors que la **figure 4** donne un schéma type d'application. Ce système met en œuvre un contrôle de vitesse et de position par le biais du programme chargé dans le microprocesseur. Celui-ci délivre un mot binaire représentant sous forme codée la vitesse que le servomécanisme doit imprimer au moteur. Le L 291 se charge de la conversion D/A et de l'élaboration d'un ordre de sens de rotation destiné au commutateur de sens incorporé.

Ces informations servent à élaborer un courant proportionnel et bidirectionnel qui attaque l'entrée de l'amplificateur d'erreur de ce même L 291. Cet amplificateur d'erreur reçoit par ailleurs un signal tachymétrique délivré par le L 290, et qui représente la vitesse instantanée et le sens de rotation réels du moteur (recopie). C'est le résultat de la comparaison consigne-recopie qui attaque le L 292, circuit intégré de puissance qui alimente le moteur dans les conditions requises pour parvenir à l'équilibre.

Le programme microinformatique doit être écrit de façon à pouvoir imprimer au moteur une accélération angulaire rapide mais contrôlée de façon à optimiser le positionnement. Pour ce faire, accélération et freinage en fonction d'un déplacement angulaire pouvant être compris entre quelques degrés et 180°, l'information de déplacement étant fournie par le codeur optique, qui délivre en plus l'information de vitesse.

La **figure 5** donne l'allure de la vitesse du moteur dans le cas d'un écart assez important à combler. Au départ, la commande de vitesse existe à la sortie du convertisseur D/A alors que le moteur est encore à l'arrêt. La tension tachymétrique est encore nulle, ce qui sature l'ampli d'erreurs. Le moteur, qui est alimenté proportionnellement au signal d'erreur, démarre avec l'accélération maximum. La courbe laisse apparaître un maximum de courant à cet instant. Pendant la montée en régime du moteur, le signal d'erreur reste suffisant pour maintenir l'ampli d'erreur en saturation (fonctionnement en boucle ouverte).

Lorsque le moteur atteint la vitesse de consigne, la boucle d'asservissement entre en action pour sta-



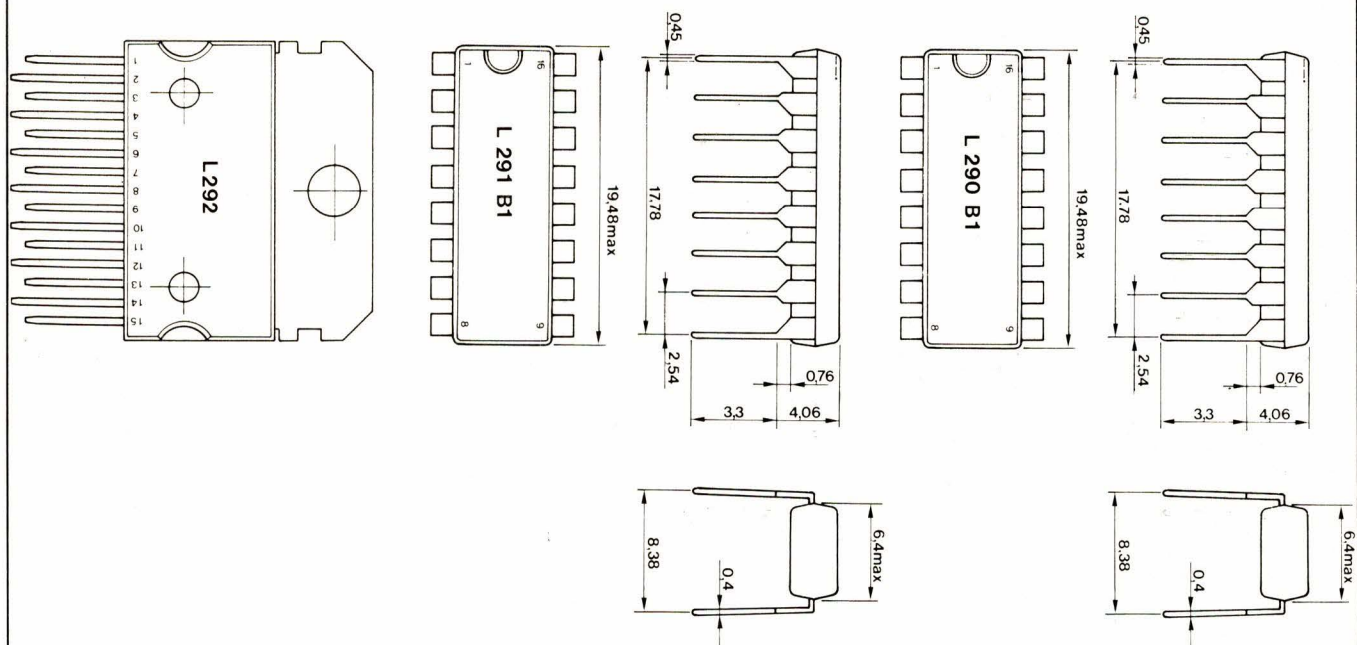


Fig. 3. —

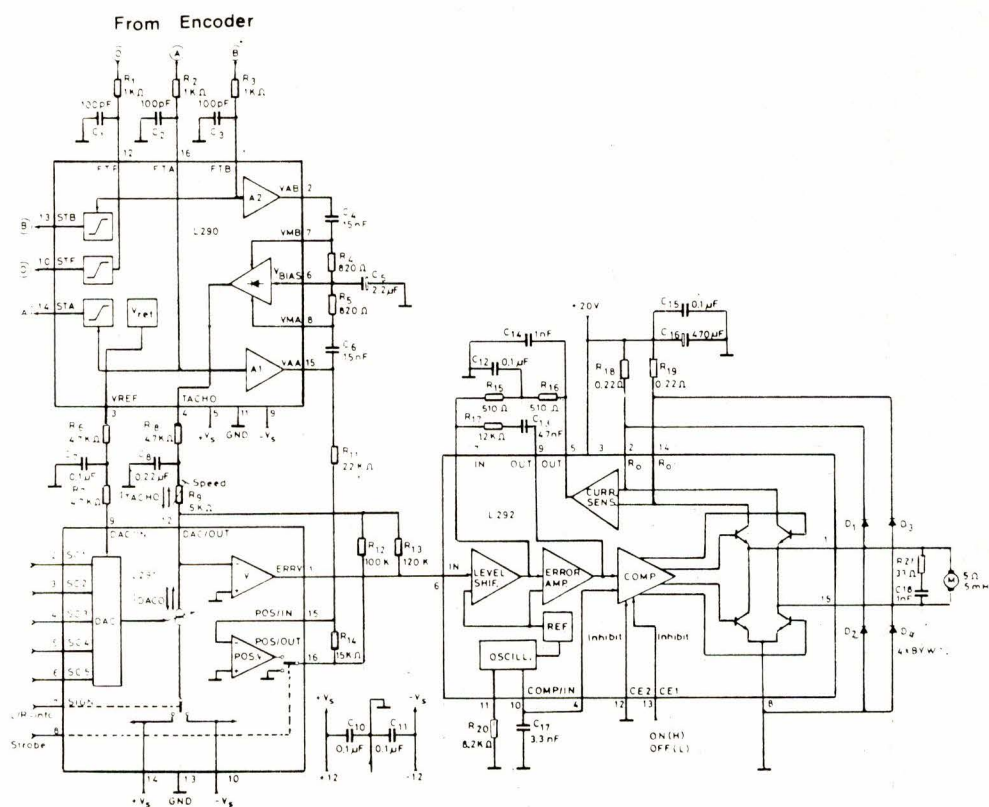


Fig. 4. —



biliser cette vitesse. Le courant d'alimentation du moteur correspond juste à ce qui est nécessaire pour vaincre les frottements.

Ensuite, le freinage intervient selon les ordres du microprocesseur. Chaque décélémentation de l'ordre numérique de vitesse (entrée du convertisseur D/A) se traduit par une pointe de courant de freinage.

Quand le microprocesseur ordonne la vitesse zéro, l'asservissement de position entre en action et nous nous trouvons en face d'un asservissement de position ET de vitesse. La boucle se stabilise alors sur la position programmée, correspondant à une tension d'erreur nulle.

## Interface pour le codeur optique

Le L 290 possède trois entrées, dont deux (FTA et FTB) sont destinées à recevoir deux signaux sinusoïdaux déphasés de  $90^\circ$  et de fréquence pouvant atteindre 5 MHz. Le circuit intégré tire de ces deux signaux les informations de vitesse et de sens de rotation.

Le troisième signal (FTF) n'est pas utilisé par le L 290 mais mis en forme à l'intention du microprocesseur. Il s'agit d'un « top zéro » présent à raison d'une impulsion par tour et fournissant une référence absolue de la position du disque du codeur.

## Présentation du L 290

La figure 6 montre l'organisation interne de ce circuit intégré. Deux amplificateurs inverseurs de gain 22 dB traitent les signaux FTA et FTB qui sont ensuite appliqués à des triggers de Schmidt qui les transforment en STA et STB, signaux compatibles microprocesseur.

Le signal FTF est traité par un ampli travaillant en boucle ouverte. Notons que STA, STB et STF sont disponibles sur des collecteurs ouverts. La stabilité des niveaux continus est assurée tout au long de la chaîne par le générateur de tension de référence.

Les signaux intermédiaires VAA et VAB (STA et STB amplifiés) sont mis en forme une seconde fois et appliqués aux multiplieurs dont les signaux de sortie redressés et amplifiés fournissent le signal tachymétrique « TACHO ». Ce signal est donc proportionnel à la fréquence d'entrée et son signe indique le sens de rotation. L'ondulation superposée au signal « TACHO » est de fréquence quadruple de la fréquence d'entrée,

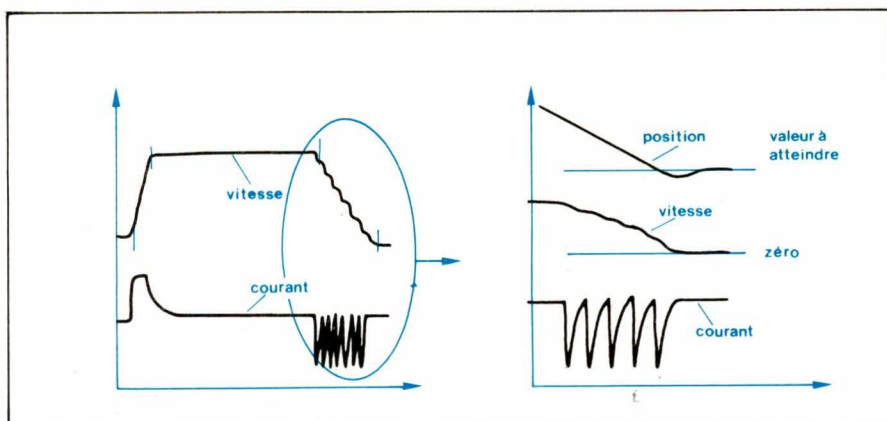


Fig. 5. -

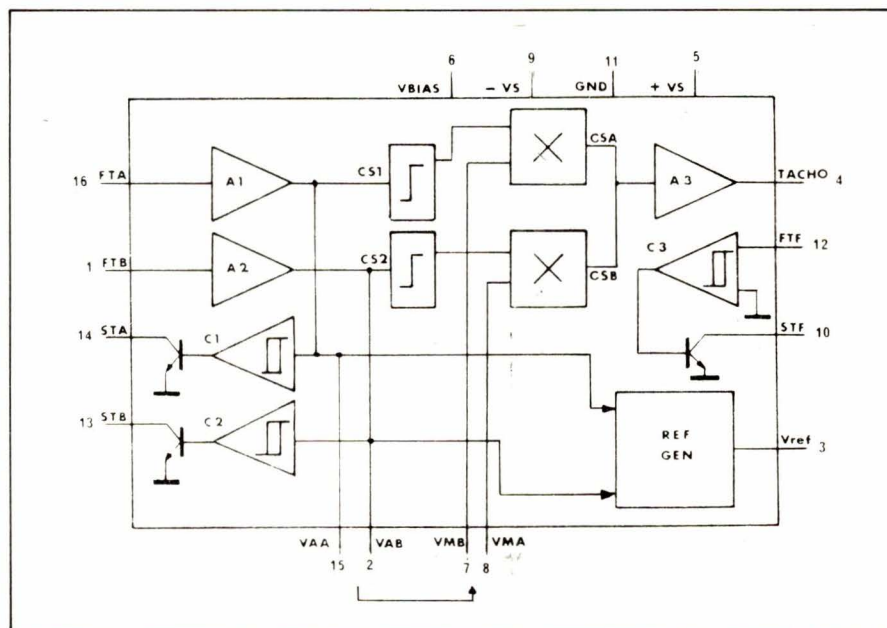


Fig. 6. -

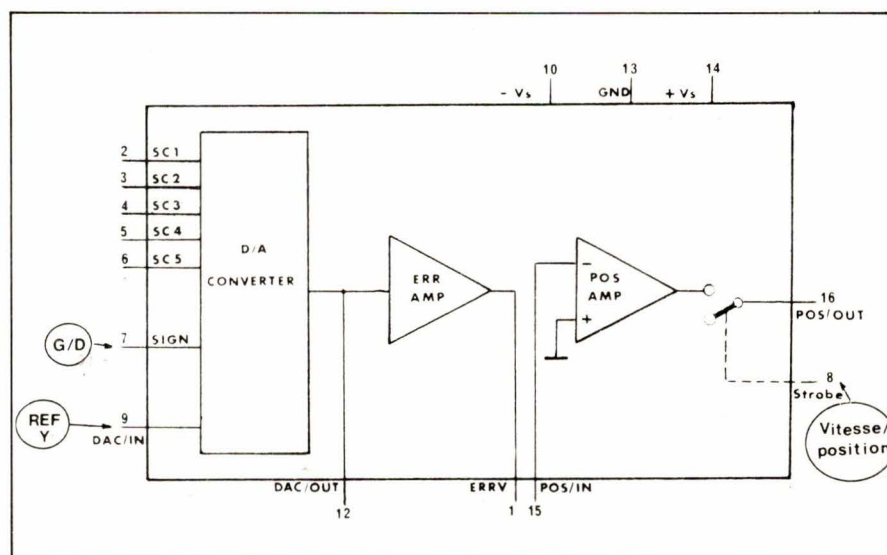


Fig. 7. -

donc facile à éliminer sans compromettre la rapidité du système asservi.

## Présentation du L 291

La figure 7 reproduit le schéma synoptique interne du L 291, qui se compose de 3 blocs principaux :

● **Le convertisseur D/A**, qui reçoit un mot de 5 bits du microprocesseur et en dérive un courant bidirectionnel dont la polarité est fixée par l'entrée « SIGN » et dont l'amplitude est un multiple du courant de référence. La précision du convertisseur est excellente à tous les égards, ce qui garantit une commande de vitesse très



précise, sa qualité primordiale lors de l'arrêt du système sur la position de consigne.

L'ampli d'erreur, qui reçoit des informations du convertisseur D/A et sous la forme du signal « TACHO ». Le résultat du traitement de ces deux informations est appelé « ERRV », c'est-à-dire « tension d'erreur ».

● Un ampli opérationnel associé à deux inverseurs, capable l'un d'inverser la polarité du courant de sortie du convertisseur, l'autre de sélectionner le mode de fonctionnement de l'asservissement de vitesse et/ou de position.

## Présentation du L 292

Le L 292 est capable de commander les 70 W que nécessite un moteur consommant 2 A sous 35 V.

Il s'agit d'un ampli à découpage complet, dont la sortie en pont permet l'inversion de polarité. Il se caractérise par les fonctions suivantes :

- amplificateur tampon à l'entrée,
- ampli inverseur de compensation de boucle,
- oscillateur incorporé,
- comparateur et circuits drivers,
- étages de sortie,
- circuit de mesure du courant dans le moteur.

Son schéma interne est représenté en figure 8.

Une seule tension d'alimentation est nécessaire au fonctionnement de ce circuit à sortie en pont. Un translateur de niveau incorporé permet

l'adaptation au signal bidirectionnel ERRV fourni par le L 291. La tension exclusivement positive ainsi élaborée est alignée sur une référence interne. L'étage suivant est un ampli d'erreur « local » dont la sortie attaque un comparateur. L'autre entrée du comparateur reçoit un signal triangulaire fourni par l'oscillateur incorporé, ce qui permet d'attaquer l'étage de sortie en modulation de largeur d'impulsion (PWM).

Le courant qui en résulte dans le moteur est réinjecté dans l'ampli d'erreur, ce qui permet bien d'obtenir un courant proportionnel à la tension d'entrée.

## Conclusion

Les trois circuits L 290, 291 et 292, bien que mis au point pour travailler en association, peuvent très bien être utilisés séparément pour résoudre un grand nombre de problèmes. Le L 292, notamment peut rendre de sérieux services dans tous les cas où une forte puissance doit être commutée de façon bidirectionnelle, avec modulation de largeur d'impulsion. Le L 291 peut être utilisé en tant que convertisseur D/A à 5 bits (32 niveaux discrets) tout en fournissant deux amplificateurs pouvant servir par ailleurs.

Le L 290, enfin, est le composant idéal pour l'exploitation des signaux délivrés par les codeurs optiques qui sont utilisés dans un nombre croissant de cas de figure. La « compatibilité microprocesseur » de ces trois circuits intégrés linéaires permet de les situer sans hésiter à l'extrême pointe du progrès en matière de servomécanismes.

Patrick GUEULLE

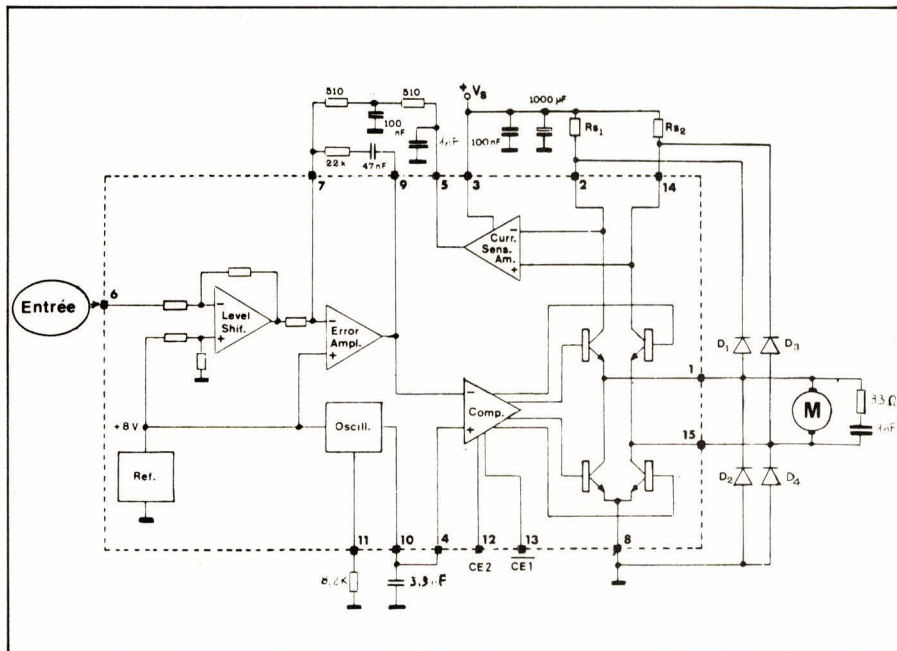
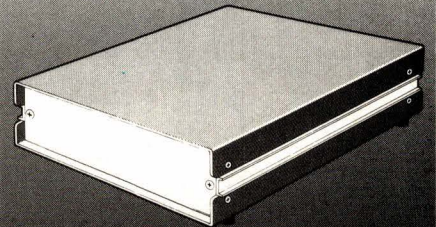


Fig. 8. —

# TRANSISTEK

## Coffrets L2



en profil d'aluminium

"EXCLUSIVITÉ"

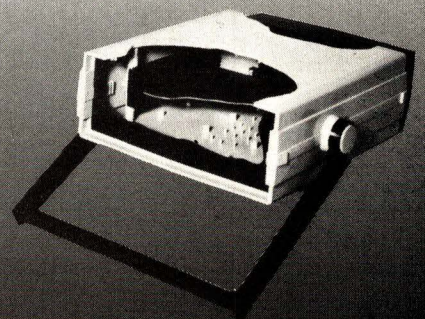
**VP**  
électronique

9, rue Gabriel-Péri - 91300 MASSY  
Massy (1) 920.08.69  
Grenoble (76) 93.50.64  
Rennes (99) 51.88.88

SERVICE-LECTEURS N° 153

# PACINTEC™

## Coffrets CH 23



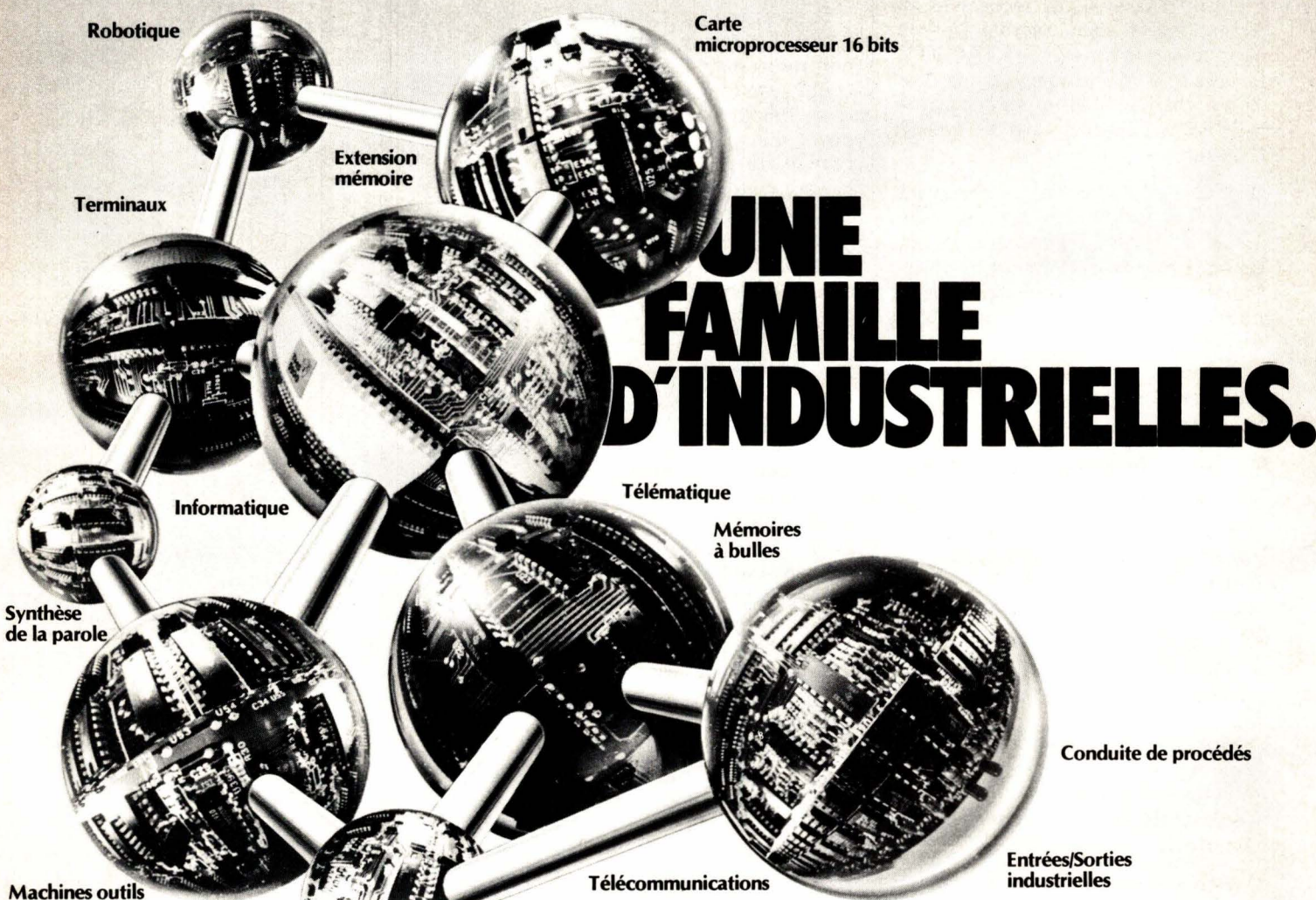
"EXCLUSIVITÉ"

**VP**  
électronique

9, rue Gabriel-Péri - 91300 MASSY  
Massy (1) 920.08.69  
Grenoble (76) 93.50.64  
Rennes (99) 51.88.88

SERVICE-LECTEURS N° 175





## LES CARTES MICROPROCESSEURS TM990 TEXAS INSTRUMENTS, UNE FAMILLE UNIQUE ET EVOLUTIVE.

Elles bénéficient de toute la technologie avancée Texas Instruments: microprocesseurs 16 bits, mémoires MOS, mémoires à bulles, synthèse de la parole... autant d'atouts qui assurent la pérennité de vos développements et l'évolution de vos équipements.

Elles mettent à votre disposition:

- un logiciel exceptionnel,
- des outils de développement et de mise au point sophistiqués et puissants.
- des langages de programmation de haut niveau (Pascal et Basic industriel).

Robots industriels, équipements de télécommunication, conduite de procédés, équipements de télématique ou d'informatique, terminaux spécialisés, automatismes... des domaines où notre famille de cartes microprocesseurs se sent à l'aise, épaulée par les équipes de support technique Texas Instruments.



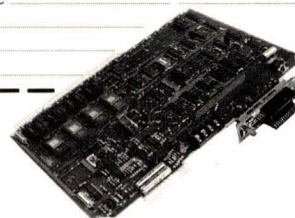
**TEXAS INSTRUMENTS**  
L'électronique qui vous fait progresser.

A retourner à Texas Instruments, B.P. 5, 06270 Villeneuve Loubet.

Je désire faire connaissance avec les membres de votre famille exceptionnelle.

- ☐ Envoyez-moi l'album de famille.  
☐ Je souhaite participer à un séminaire.  
☐ Contactez-moi.

Nom \_\_\_\_\_ Prénom \_\_\_\_\_  
 Société \_\_\_\_\_  
 N° \_\_\_\_\_ Rue \_\_\_\_\_  
 Code postal \_\_\_\_\_  
 Ville \_\_\_\_\_





A l'heure actuelle où il est beaucoup question d'économie d'énergie. Le système que nous proposons, bien que très simple, permet d'améliorer le rendement d'une chaudière à fuel.

Sans entrer dans la conception de la chaudière, il faut savoir que l'injection du fuel se fait grâce à une pompe de type péristaltique. En général, cette même pompe doit aspirer le fuel à partir d'une cuve et injecter un « nuage » de fuel dans le foyer de la chaudière.

# Contrôle électronique du niveau d'un réservoir à fuel

Si la cuve se trouve éloignée de la chaudière (à une distance supérieure à 5 mètres) et en contrebas, la pompe ne « verra » pas toujours la même pression pour le fuel ; le choix du gicleur, le réglage d'admission d'air qui va enrichir ou appauvrir le nuage de fuel vont se trouver modifiés en fonction du niveau du fuel dans la cuve. Les constructeurs de chaudières préconisent, à juste titre, l'adjonction d'une nourrice en charge entre la chaudière et la cuve. Il faut alors prévoir un système de remplissage de cette nourrice en charge, en plaçant une seconde pompe.

Pour améliorer le rendement de l'ensemble, nous proposons un contrôle électronique du niveau de cette nourrice, pour que la pompe de la chaudière soit toujours alimentée à pression constante, et pour avoir des réglages pour la chaudière indépendants du niveau de la cuve.

## Contrôle électronique du niveau de la nourrice en charge

On se référera au schéma synoptique de la **figure 1**.

### 1. Choix du capteur

Le fuel n'est pas conducteur, et se comporte comme un bon isolant, donc il est difficile d'utiliser la variation de capacité ou la variation de conductibilité pour la réalisation du capteur.

On peut toujours le réaliser à partir d'un potentiomètre associé à un flotteur, mais, pour rendre le système plus fiable, nous avons utilisé un capteur opto-électronique. Le

fuel, chimiquement, est assez passif vis-à-vis des plastiques utilisés en électronique (tout au moins, nous l'avons supposé). Le capteur retenu, après différents essais, est donné par la **figure 2**.

Quand le capteur ne plonge pas dans le fuel, la lampe éclaire le phototransistor. On a :  $v = 8 \text{ V}$  donc 1 pour niveau logique. Quand le capteur se trouve dans le fuel, l'éclairement du phototransistor n'est pas suffisant pour rendre ce dernier conducteur, donc  $v \simeq 0$  et le niveau logique 0.

### 2. Position des capteurs $C_1$ et $C_2$

Cette position est schématisée à la **figure 3**.



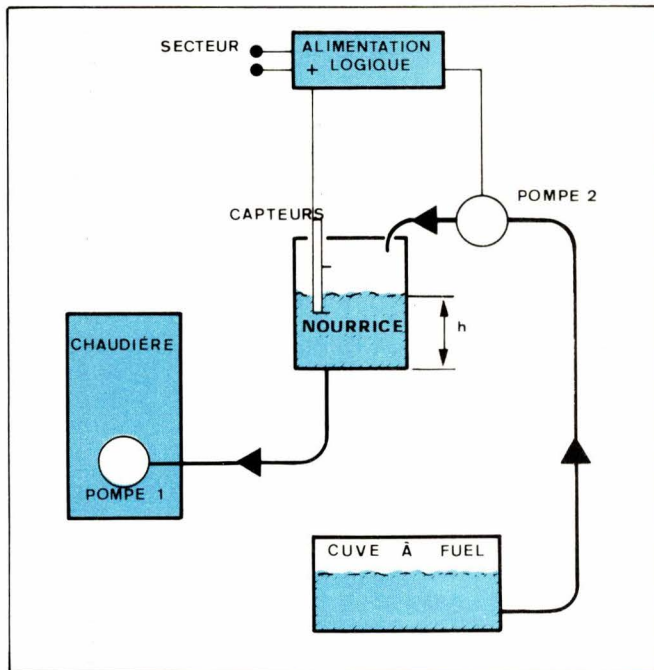


Fig. 1.

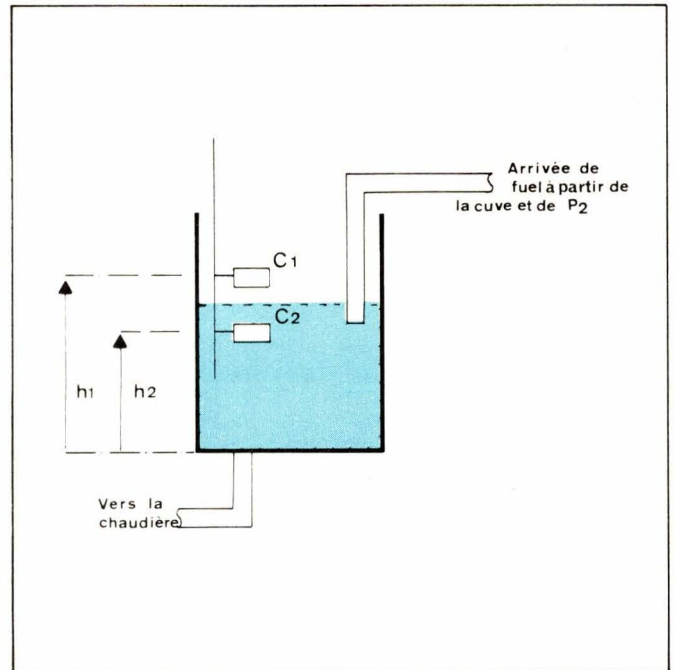


Fig. 3.

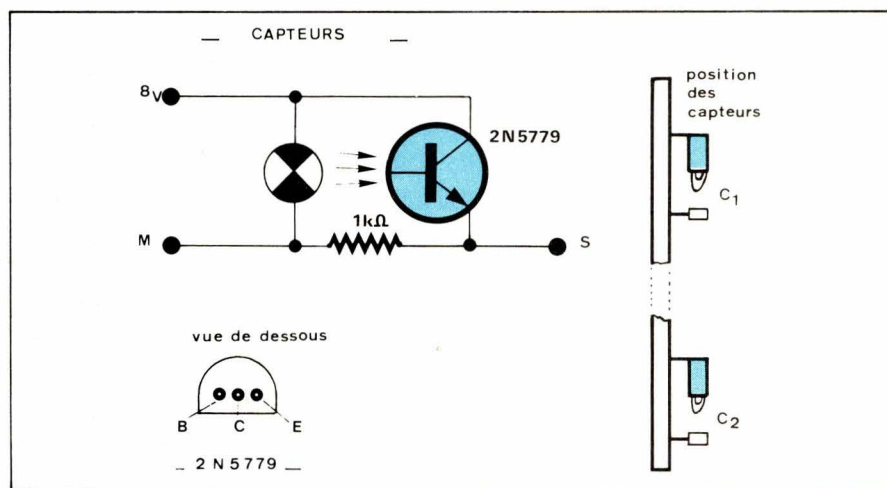


Fig. 2.

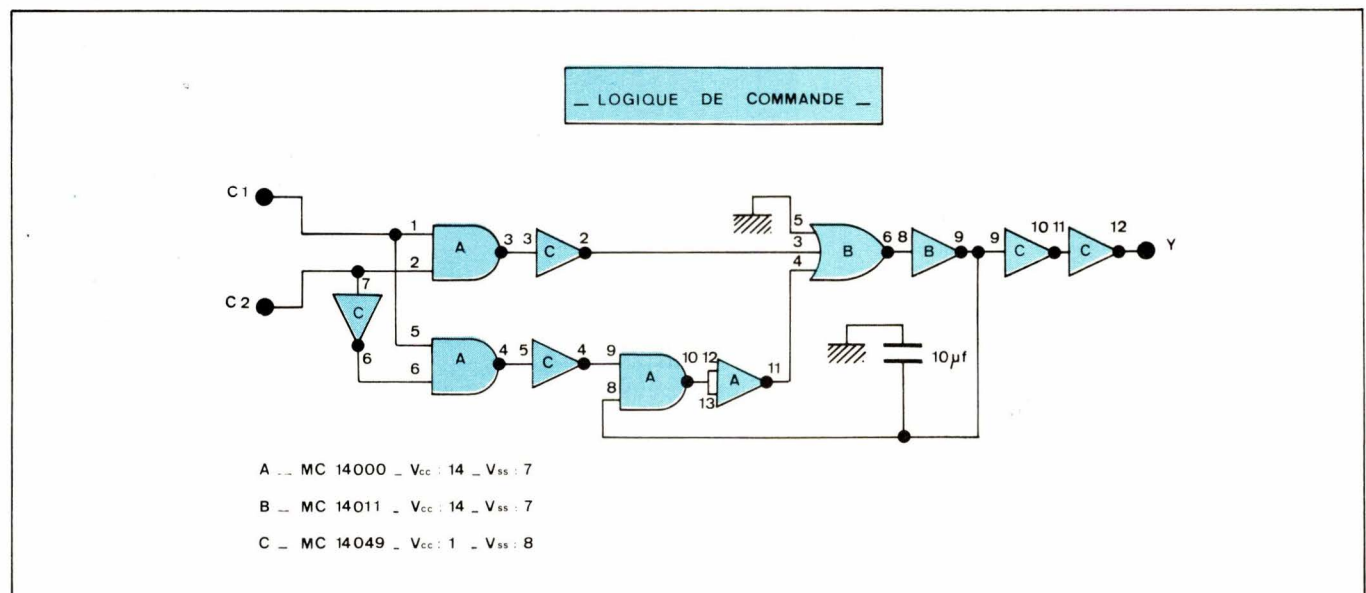


Fig. 4.



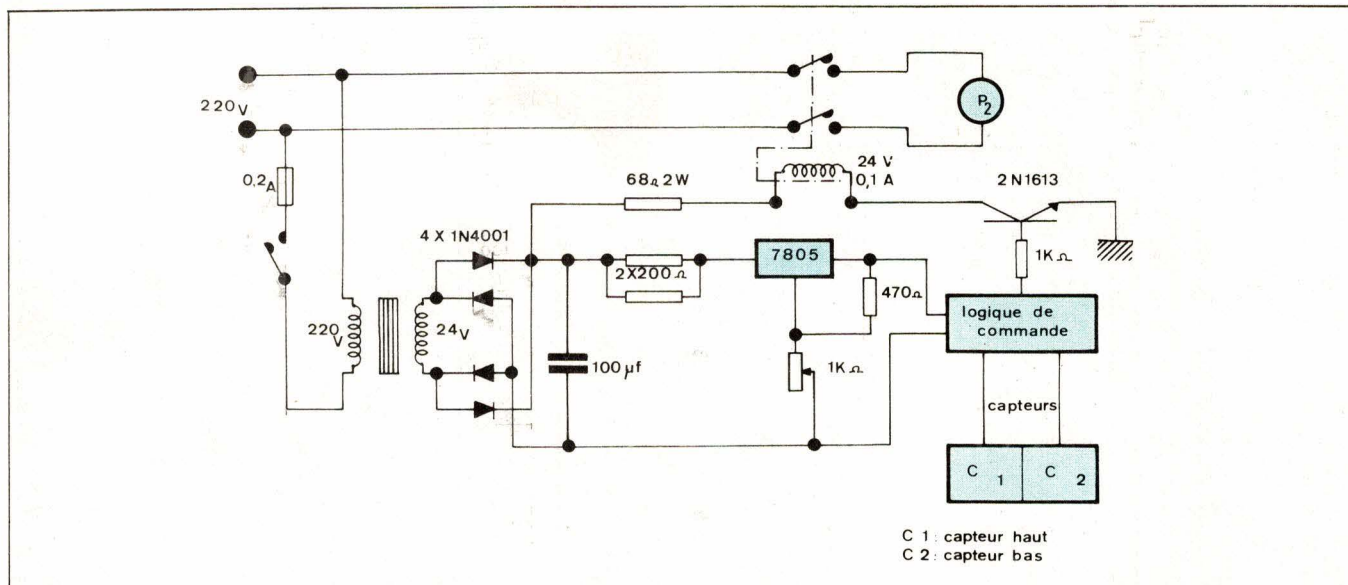


Fig. 5. — Schéma du montage

Nous voulons que la pompe  $P_2$  fonctionne :

- quand  $C_2$  est égal à 0 et à 1  
nourrice vide :  $h < h_2$  ;  $C_2 = 1$   
 $h_2 < h$  ;  $C_2 = 0$
- quand  $C_1$  est égal à 1 ( $h < h_1$ )
- quand  $C_1 = 0$  il faut que la pompe s'arrête ( $h > h_1$ )

La fonction logique sera donc :

$$Y = C_1 \cdot C_2 + C_1 \cdot \overline{C_2} \cdot Y$$

ce qui donne la table de vérité suivante :

$C_1$	1	1	0	1	1
$C_2$	1	0	0	0	1
$Y$	1	1	0	0	1

Le circuit logique correspondant à cette table de vérité est donné par la figure 4. Il est réalisé en logique CMOS afin d'avoir une meilleure immunité aux bruits, car les parasites sont nombreux : transitoires dus au démarrage des pompes  $P_1$  et  $P_2$ , alimentation haute tension des électrodes d'allumage du fuel, etc.

### 3. Commande de la pompe $P_2$

Elle est donnée par la figure 5. On a utilisé un relais temporisé (2 s) afin de reporter dans le temps le transitoire correspondant au démarrage du moteur.

### 4. Fiabilité du système

— Au niveau des capteurs : Il y avait un problème de « goutte », car le fuel est légèrement visqueux. Le phototransistor est suffisamment sensible pour faire la différence entre une goutte et le capteur plongeant dans le fuel.

— Au niveau de la logique de commande : Le seul cas à redouter est pour  $C_1$ . Si ce dernier ne détecte pas le fuel, la pompe ne s'arrête pas.

a) La lampe est hors d'usage. Le phototransistor n'est pas éclairé donc bloqué, donc la sortie  $v = 0$  et  $C_1 = 0$  l'est également. La pompe s'arrête.

b) Le phototransistor est hors d'usage :

- il est en court-circuit  
 $v_1 = +8V$  ;  $C_1 = 1$

Il faut alors prévoir une alarme sonore

- il est en circuit ouvert  
 $v_1 = 0$  ;  $C_1 = 0$

## Résultats

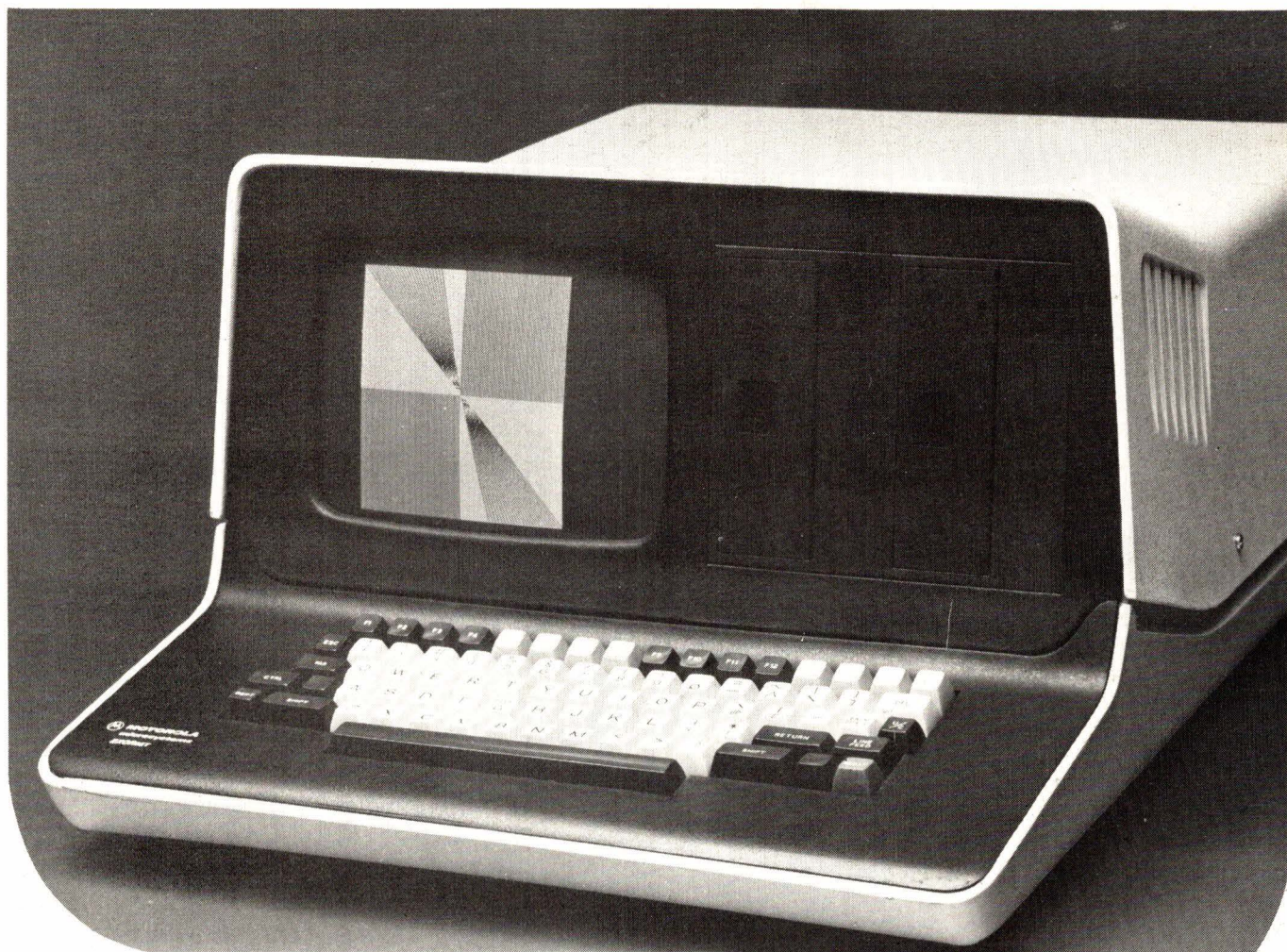
On peut espérer, grâce à la nourrice en charge associée à cet asservissement « tout ou rien » du niveau, prolonger la durée de vie de la chaudière et améliorer le rendement de l'ensemble de 20 à 30 %. Cela dépendra de la position de la cuve par rapport à la chaudière (distance, différence de niveau) avant la mise en place du système.

**G. Therond, technicien**  
**D. Ferrand, maître-assistant**  
I.S.I.M., Université des Sciences  
et Techniques du Languedoc  
Montpellier

### TRADUCTEUR... POURQUOI PAS ?

Sie sind nicht Ingenieur, auch nicht Uebersetzer und doch sind Sie ein schlauer Techniker oder ein versierter Hobbyist. Die Elektronik interessiert Sie und Sie möchten mal probieren zwecks einer deutschsprachiger Ausgabe, unsere Buchreihe « Technique Poche » ins deutsche zu übersetzen. Ja ? Dann schreiben Sie uns bitte, in deutscher Sprache, an E.T.S.F., 2-12, rue de Bellevue, 75940 PARIS Cedex.





# Si vous ne jurez que par **MOTOROLA** *Semiconducteurs S.A* faites-le sur la tête de **Feutrier**

## EXORSET

utilisations: outil de développement • contrôle de processus • terminal intelligent.

clavier ascii + 16 touches programmables

écran 9" • alphanumérique 16x40 & 22x80 caractères • graphique 320x256 points • superposables.

48 K octets de ram • 12 supports pour 24 K octets de reprom • 2 mini-floppy 2x80 K octets

2 interfaces (série RS-232 & parallèle "imprimante") • sorties vidéo & cassette.

écriture de programmes 6809 avec son éditeur de texte et son assembleur absolu

mise au point à l'aide du moniteur résident exorbug.

compilateur/interpréteur "basic-m": objet 6809 translatable, fonctions mathématiques  
(sin, cos, arcsin... log, matrices), disques (séquentiel-indexé), temps réel.

## **Feutrier**

**Feutrier Rhône-Alpes** Rue des Trois-Glorieuses • 42270 Saint-Priest-en-Jarez • Tél. (77) 74.67.33 + • Tél. 300021 F

**Feutrier Ile-de-France** 8, rue Benoît-Malon • 92150 Suresnes • Tél. (1) 772.46.46 + • Tél. 610237 F

**Feutrier Provence** Avenue Laplace • Zone Industrielle • 13470 Carnoux • Tél. (42) 82.16.41

**LA DISTRIBUTION PLUS L'ASSISTANCE TECHNIQUE**



L'électronique, l'acoustique, et bien d'autres domaines de la physique, traitent fréquemment des grandeurs à variations périodiques, mais dont les sinusoïdes n'apparaissent que comme un cas exceptionnel. C'est dommage, puisque la fonction sinusoïdale est la plus simple de toutes les fonctions périodiques, donc la plus facile à étudier.

# Les séries de Fourier et l'analyse harmonique

Fort heureusement, le mathématicien et physicien Fourier a démontré, à la fin du XVIII<sup>e</sup> siècle, que toute grandeur à variations périodiques, pouvait être décomposée en une somme de composantes sinusoïdales : une fondamentale, et ses harmoniques. Il a également fourni le moyen de calculer l'amplitude de chaque harmonique.

En électronique, ceci permet d'étudier la réponse d'un circuit à un signal périodique quelconque, simplement par l'étude de sa réponse à des excitations sinusoïdales.

Dans le courrier de nos lecteurs, on nous demande souvent de traiter ce problème en évitant l'appel aux mathématiques, ce qui ne paraît malheureusement guère possible. Toutefois, nous essaierons de satisfaire le plus grand nombre grâce à un exposé essentiellement physique : les éléments mathématiques, reportés en annexe, pourront être laissés de côté par ceux qu'ils rebutteraient.

## Quelques rappels sur les grandeurs sinusoïdales

Les phénomènes sinusoïdaux abondent dans notre environnement : mouvement du pendule, tension de sortie de générateurs électroniques, courant électrique fourni par l'E.D.F., etc.

On peut tous les traiter, et beaucoup s'y ramènent d'ailleurs directement, à partir de la circulation, à vitesse constante, d'un point sur une circonférence (fig. 1).

Considérons le cercle de centre O, et de rayon a, sur lequel un point M<sub>0</sub>, associé à l'axe Ox, a été choisi comme origine. Le système de coordonnées est complété par l'axe Oy perpendiculaire à Ox. Si le point M se déplace à une vitesse angulaire  $\omega$  constante, et s'il part de M<sub>0</sub> à l'instant  $t = 0$ , sa position angulaire  $\theta$  à un instant  $t$  quelconque est :

$$\theta = \omega t$$

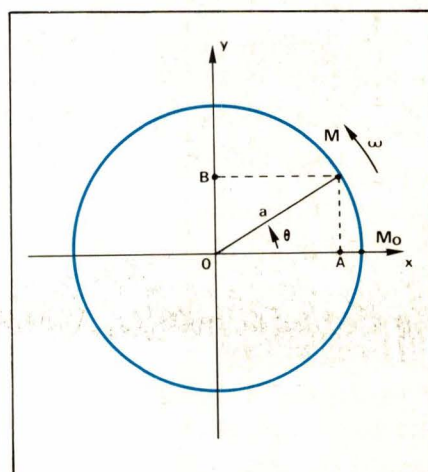


Fig. 1.

M repasse indéfiniment par les mêmes points du cercle, à des intervalles de temps  $T$  égaux. Puisque la vitesse angulaire est  $\omega$  et que le cercle complet représente un angle de  $2\pi$  radians, l'intervalle  $T$ , appelé période, a pour valeur :

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



Désignons par  $x$  et  $y$  les coordonnées du point  $M$ , c'est-à-dire les longueurs algébriques  $OA$  et  $OB$ . Elles permettent de définir les lignes trigonométriques de l'angle  $\theta$  par les relations :

$$x = a \cos \theta = a \cos \omega t$$

$$y = a \sin \theta = a \sin \omega t$$

La fréquence  $F$  du mouvement, est le nombre de tours effectué par unité de temps. On a donc :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}$$

Considérons maintenant deux points  $M$  et  $M'$  qui se déplacent à la même vitesse angulaire  $\omega$ , mais restent continuellement séparés par un angle  $\varphi$  (**fig. 2**), appelé déphasage. A chaque instant  $t$ , l'angle  $\theta'$  parcouru par  $M'$ , est :

$$\theta' = \theta - \varphi$$

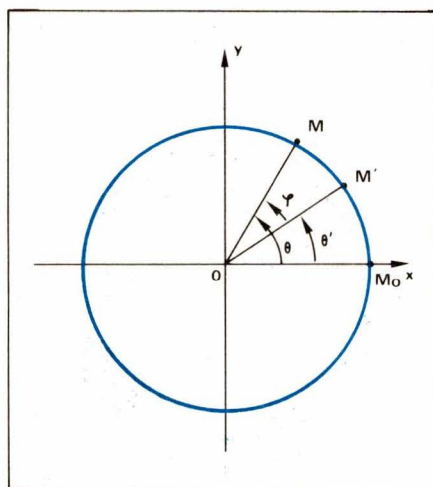


Fig. 2.

Les coordonnées  $x'$  et  $y'$  de  $M'$ , ont donc pour expressions :

$$\begin{aligned} x' &= a \cos (\theta - \varphi) \\ &= a \cos (\omega t - \varphi) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{et } y' &= a \sin (\theta - \varphi) \\ &= a \sin (\omega t - \varphi) \end{aligned}$$

## Représentation des fonctions trigonométriques en fonction du temps

Tout le monde connaît l'allure de la fonction sinusoïdale, avec le temps pris pour variable : c'est la courbe (1) de la **figure 3**, qui passe par l'origine des axes. Puisque la fonction sinus est périodique, on retrouve les mêmes ordonnées aux instants  $t$ ,  $t + T$ ,  $t + 2T$ , etc. L'ordonnée maximale positive, dite « amplitude », est égale au rayon  $a$  du cercle de définition.

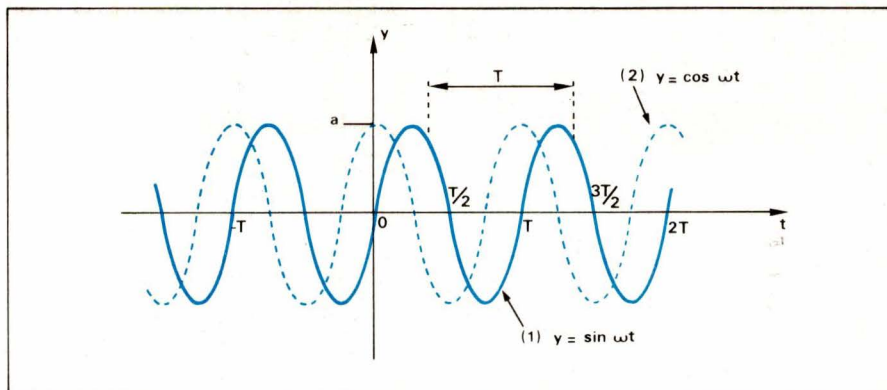


Fig. 3.

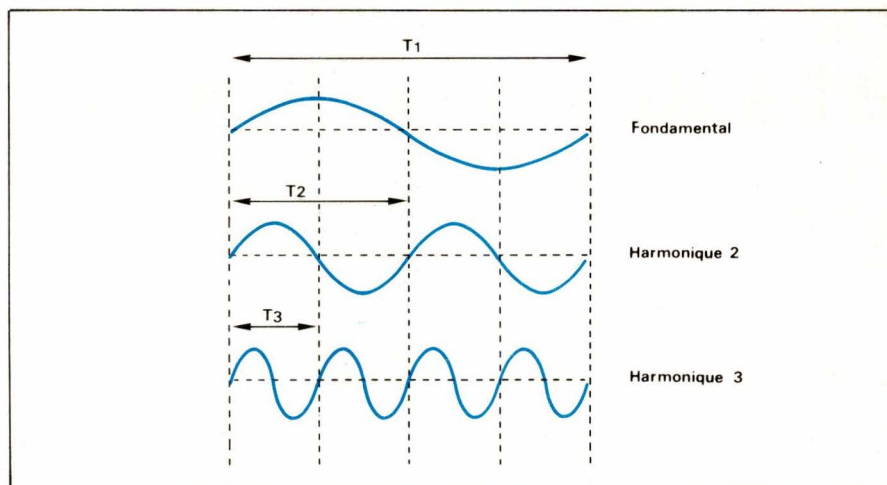


Fig. 4.

La fonction cosinus (courbe (2) de la **fig. 3**), se déduit de la fonction sinus par une rotation d'un quart de tour du cercle de la **figure 1** : ceci revient à un déphasage de  $90^\circ$  ou  $\pi/2$ , et on peut écrire :

$$\cos \omega t = \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right)$$

Dans le système d'axes de la **figure 3**, la fonction cosinus est donc en retard d'un quart de période ( $T/4$ ) par rapport à la fonction sinus.

## Harmoniques d'une fonction sinusoïdale

Soit une fonction sinusoïdale de fréquence  $f$ . On appellera « harmoniques » de cette fonction, toutes les fonctions sinusoïdales dont les fréquences sont des multiples de  $f$  :  $2f$ ,  $3f$ , etc. La fonction de départ est dite « fondamentale », ou harmonique de rang 1. On numérote les autres harmoniques en fonction de leurs fréquences : l'harmonique de rang 2 a pour fréquence  $2f$ , celui de rang 3 a pour fréquence  $3f$ , etc.

La **figure 4** représente, avec la même échelle des temps, l'oscillation fondamentale, et ses harmoniques de rangs 2 et 3.

Les phénomènes physiques qui

font intervenir une oscillation sinusoïdale et ses harmoniques, sont extrêmement nombreux. Tout le monde les connaît en matière musicale. Si, par exemple, on prend pour fondamentale le  $do_1$ , l'harmonique 2 (fréquence double) est le  $do_2$  ; l'harmonique 4 (fréquence quadruple), est le  $do_3$  ; l'harmonique 3 (fréquence triple) est le  $sol_2$ , etc.

Très souvent, le fondamental et ses harmoniques sont émis simultanément, et c'est leur somme qu'on perçoit. En acoustique, la proportion des différents harmoniques caractérise le timbre de l'instrument. Ainsi, on reconnaît aisément le timbre du violon (nombreux harmoniques de rangs élevés et de forte amplitude) de celui de la flûte, qui se rapproche de la sinusoïde pure.

On est donc naturellement conduit à examiner ce que donne la somme d'une fonction sinusoïdale et de ses harmoniques : nous y consacrons le paragraphe suivant.

## Composition de mouvements harmoniques

A la **figure 5**, nous avons représenté une fonction sinusoïdale de pulsation  $\omega$  :



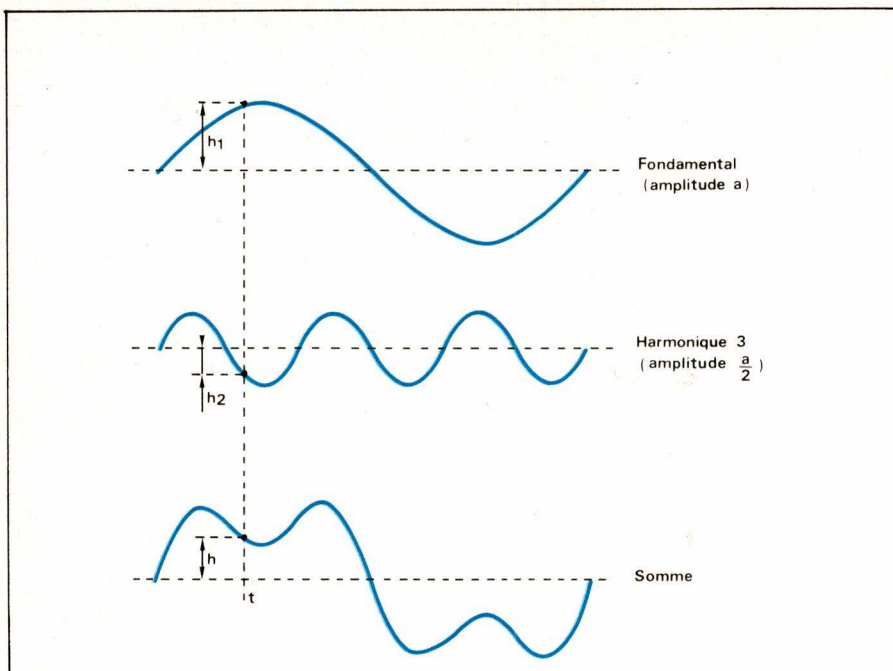


Fig. 5.

$$y_1 = a \cdot \sin \omega t$$

et l'un de ses harmoniques, celui de rang 3, admettant pour équation :

$$y_2 = \frac{a}{2} \cdot \sin 3 \omega t$$

Le choix du coefficient  $a/2$ , traduit le fait que l'amplitude de l'harmonique 3, n'est que la moitié de celle du fondamental.

La troisième ligne montre l'allure du signal résultant, somme, à chaque instant, des elongations des sinusoides composantes. Par exemple, à l'instant  $t$ , la hauteur  $h$  de la résultante est :

$$h = h_1 - h_2$$

puisque l'elongation  $h_2$  est négative à cet instant.

En multipliant les exemples, on pourrait montrer que la forme de l'onde résultante, dépend de plusieurs paramètres : le nombre des harmoniques qui interviennent ; le rang et l'amplitude de chacun de ces harmoniques ; la phase relative entre chaque harmonique et le fondamental.

Mais le problème qui se pose, le plus souvent, est le problème inverse : lorsqu'on connaît une fonction périodique de forme quelconque, de période  $T$  (ou de fréquence  $f = 1/T$ ), est-il possible de la décomposer en sinusoides de fréquences  $f$ ,  $2f$ ,  $3f$ , etc., et de déterminer toutes les caractéristiques (amplitude, phase) des harmoniques ? C'est à cette question que répond le théorème de Fourier, qui conduit au développement en série de Fourier.

### Développement en série de Fourier, d'une fonction périodique

Le théorème de Fourier s'énonce ainsi : tout mouvement périodique de fréquence  $f$ , est représentable par une somme de mouvements sinusoidaux, dont l'un a une fréquence  $f$ , et les autres des fréquences  $2f$ ,  $3f$ , ...,  $kf$  (où  $k$  est un nombre entier), c'est-à-dire sont des harmoniques de  $f$ . Cette décomposition n'est possible que d'une seule manière.

En général, il faut considérer une suite infinie d'harmoniques. Plus précisément, le théorème de Fourier indique que la fonction :

$$y = f(t)$$

de période  $T$ , donc de pulsation  $\omega = 2\pi/T$ , peut s'inscrire :

$$y = a_0 + a_1 \cdot \cos \omega t + a_2 \cdot \cos 2 \omega t \dots + a_n \cdot \cos n \omega t + \dots + b_1 \cdot \sin \omega t + b_2 \cdot 2 \sin \omega t \dots + b_n \cdot \sin n \omega t + \dots$$

Le terme  $a_0$  (qui est une constante), existe si la valeur moyenne de la fonction n'est pas nulle (courbe représentative non centrée sur l'axe  $Ox$ ). La présence simultanée de termes en sinus et en cosinus, permet d'exprimer les déphasages qui apparaissent éventuellement entre fondamental et harmonique.

Le théorème de Fourier donne, d'autre part, les expressions mathématiques des coefficients constants  $a_1$ ,  $a_2$ , ...,  $b_1$ ,  $b_2$ , etc., qui permettent d'en calculer la valeur numérique pour chaque fonction particulière.

Ces expressions faisant appel au calcul intégral, nous les renvoyons en annexe.

Bien entendu, dans le cas le plus général où le développement en série de Fourier d'une fonction, comporte un nombre infini de termes, il n'est pas possible de calculer tous les coefficients. Mais l'amplitude des harmoniques décroît quand leur rang augmente, et on obtient une valeur suffisamment approchée de la fonction, en ne considérant que les premiers termes du développement, les autres étant suffisamment petits pour être négligés.

### Quelques exemples de développements en série de Fourier

En utilisant les expressions données en annexe, les lecteurs familiarisés avec le calcul intégral, pourront déterminer eux-mêmes les développements de beaucoup de fonctions classiquement rencontrées en électronique. Pour les autres, nous citerons ici quelques exemples, en donnant les résultats, mais sans effectuer les calculs.

Le premier exemple (fig. 6), se rapporte à des créneaux rectangulaires symétriques, centrés sur l'axe des temps, et d'amplitude  $a$ . Si  $f$  est la fréquence de ces créneaux, on peut les considérer comme résultant de l'addition d'une infinité de sinusoides :

$$y = \frac{4a}{\pi} \cdot \cos \omega t - \frac{4a}{3\pi} \cdot \cos 3 \omega t + \frac{4a}{5\pi} \cdot \cos 5 \omega t - \frac{4a}{7\pi} \cdot \cos 7 \omega t \dots$$

Comme on peut le constater, le développement ne contient pas de termes en sinus, puisque la fonction est paire (c'est-à-dire qu'elle prend les mêmes valeurs quand on remplace  $t$  par  $-t$ ). D'autre part, il n'y a pas de terme constant, la valeur moyenne étant ici nulle. Ce ne serait plus le cas si on décelait ces mêmes créneaux, par exemple en alignant leur palier inférieur sur 0 (fig. 7). Il faudrait alors rajouter la valeur moyenne de la fonction, soit :

$$a_0 = \frac{a}{2}$$

Le deuxième exemple concerne les signaux en dents de scie de la figure 8. La valeur moyenne étant toujours nulle (signal centré sur l'axe horizontal), on trouve comme développement :



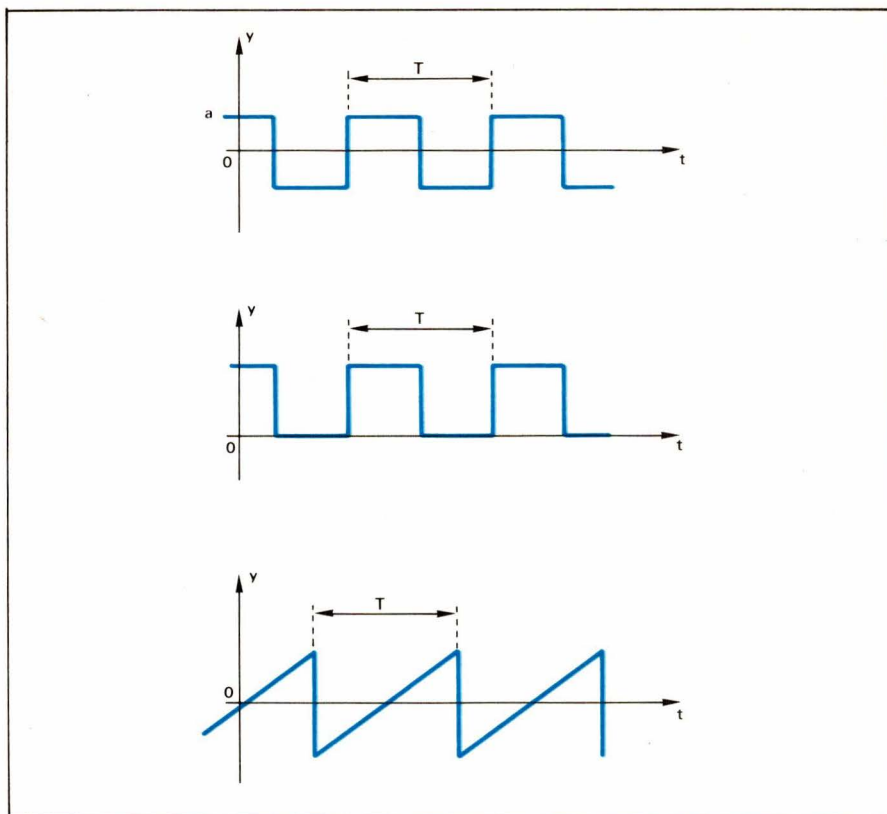


Fig. 6. 7. 8.

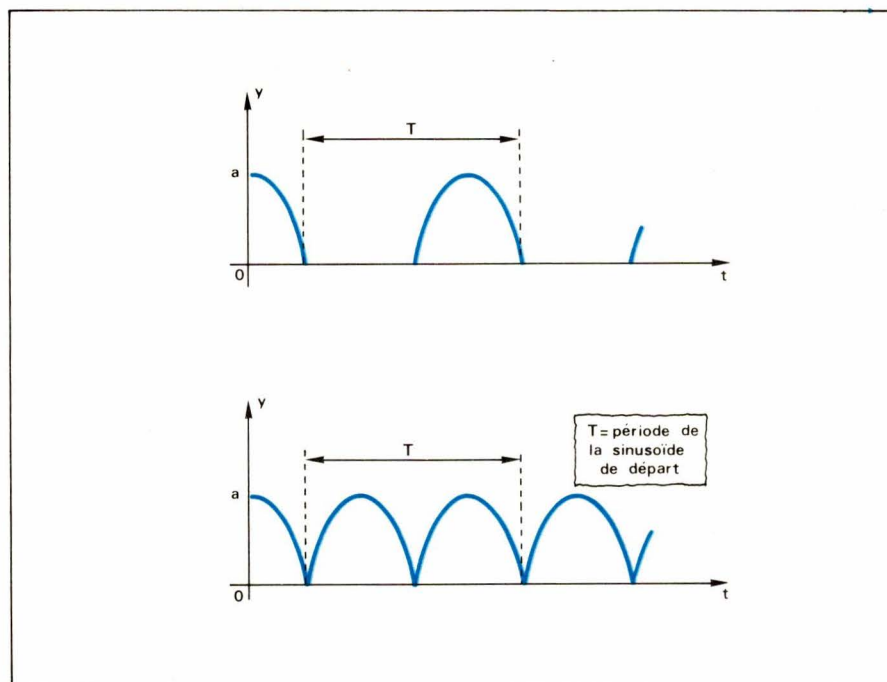


Fig. 9. 10.

$$y = \frac{2a}{\pi} \cdot \sin \omega t - \frac{a}{\pi} \cdot \sin 2 \omega t + \frac{2a}{3\pi} \cdot \sin 3 \omega t - \frac{a}{2\pi} \cdot \sin 4 \omega t \dots$$

Il s'agit ici d'une fonction impaire (sa valeur change de signe quand on remplace  $t$  par  $-t$ ), et le développement ne contient pas de cosinus.

Lorsqu'on effectue un redressement monoalternance, sans filtrage, la tension recueillie à la sortie du

redresseur, prend la forme indiquée à la **figure 9** : il ne reste que les alternances positives de la sinusoïde de départ. La valeur moyenne n'est évidemment pas nulle, et le développement en série de Fourier, indiqué ci-dessous, comporte un terme constant :

$$y = \frac{a}{\pi} + \frac{a}{2} \cdot \cos \omega t + \frac{2a}{3\pi} \cdot \cos 2 \omega t - \frac{2a}{15\pi} \cdot \cos 4 \omega t \dots$$

Pour un redressement à double alternance, toutes les arches de sinusoïde apparaissent en lancée positive (**fig. 10**). Le développement a pour expression :

$$y = \frac{2a}{\pi} - \frac{4a}{3\pi} \cdot \cos 2 \omega t - \frac{4a}{15\pi} \cdot \cos 4 \omega t \dots$$

On remarquera que la valeur moyenne est double de celle du cas précédent, ce qui était physiquement évident. D'autre part, il n'y a pas de termes en  $\omega t$  : en effet, la fréquence aussi, est double de celle du redressement à simple alternance, ce qui veut dire que le fondamental admet maintenant pour fréquence  $2f$ , si on désigne par  $f$  la fréquence de la sinusoïde de départ.

## Spectre de fréquences d'une fonction périodique

On appelle « spectre de fréquences » d'une fonction périodique, le diagramme obtenu en portant, pour les fréquences  $f$ ,  $2f$ ,  $3f$ , etc., des segments de droite de longueurs proportionnelles à l'amplitude de l'harmonique correspondant, c'est-à-dire, respectivement, aux termes  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$ , etc. du développement en série de Fourier. A titre d'exemple, la **figure 11** montre le spectre de fréquences des créneaux de la **figure 6**, ou de la **figure 7** (le terme constant, qui traduit la valeur moyenne n'est pas pris en considération ici).

Ce spectre traduit directement l'expression mathématique du développement, mais il est plus facile à lire, puisque, d'un seul coup d'œil, il montre directement l'importance des harmoniques.

## Etude et mesure de la distortion harmonique

Tout amplificateur est supposé reproduire sans déformation les signaux électriques qu'on applique à son entrée, pour les transmettre à la charge. Tel est, par exemple, le cas des amplificateurs utilisés en haute fidélité.

Bien que parfois bien approché, cet idéal n'est jamais totalement atteint. Parmi les défauts d'un amplificateur, on observe, notamment, l'apparition de distortion harmonique. Cela signifie que, si on injecte sur l'entrée un signal parfaitement sinusoïdal, la tension de sortie aura



la même fréquence  $f$ , mais avec une forme qui s'écarte plus ou moins de la sinusoïde : il y a donc apparition d'harmoniques.

Souvent, on se contente d'évaluer globalement le pourcentage de l'ensemble des harmoniques, par rapport à la tension efficace totalement délivrée. Mais il est possible de raffiner les investigations, en déterminant séparément la présence de chaque harmonique, et son amplitude par rapport à la fondamentale. Cette opération, qui constitue « l'analyse harmonique », revient à effectuer expérimentalement le développement en série de Fourier, de la tension de sortie.

Il existe différents analyseurs d'ondes, capables de réaliser cette opération. Nous n'en décrivons qu'un exemple, brièvement. Le schéma synoptique, très simplifié, est celui de la **figure 12**. Le signal à analyser, est introduit sur un amplificateur à très large bande, qui ne risque pas d'atténuer les harmoniques, même de rang élevé. Une boucle de réactions, formée d'un réseau sélectif accordable en double T ou en T ponté par exemple, réduit le gain de l'amplificateur à l'unité, sauf sur sa propre fréquence d'accord, où le gain est alors très grand, et connu. On peut donc, pour chaque fréquence, donc pour chacun des harmoniques, mesurer l'amplitude correspondante, à l'aide d'un voltmètre électronique. Dans la pratique, le montage est évidemment assez complexe, car on exige de lui une grande sélectivité.

## Observation oscilloscopique d'ondes complexes

Les quelques oscillogrammes que nous proposons pour terminer cette étude, peuvent être rapprochés du dessin de la **figure 5**. Tous, en effet, résultent de l'addition de deux tensions sinusoïdales, l'une de fréquence  $f$  (nous avons choisi  $f = 300$  Hz), et l'autre d'une fréquence multiple de  $f$ .

L'appareillage idéal pour ce genre de démonstration, aurait été un synthétiseur, que nous n'avons malheureusement pas à notre disposition. Au prix de quelques acrobaties, dues notamment à la difficulté de photographier des oscillogrammes peu stables (en raison des dérives en fréquence des appareils utilisés), nous avons eu recours au montage de la **figure 13**, qui met en œuvre deux générateurs basse fréquence. Le pre-

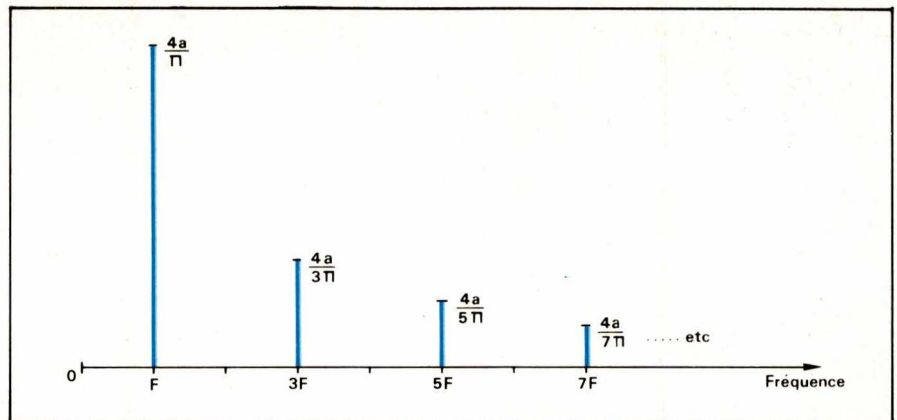


Fig. 11.

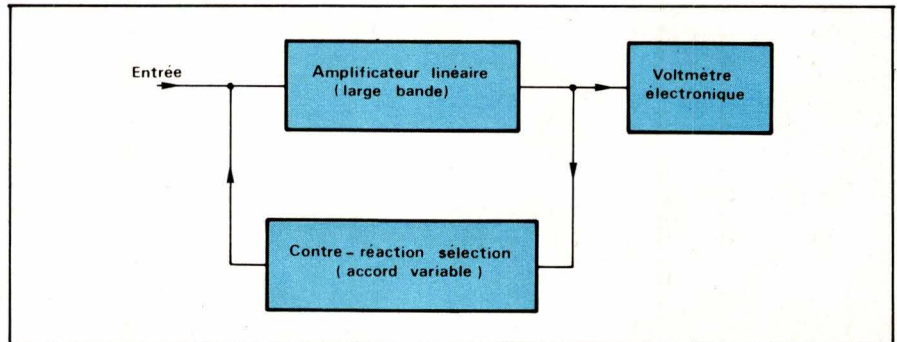


Fig. 12.

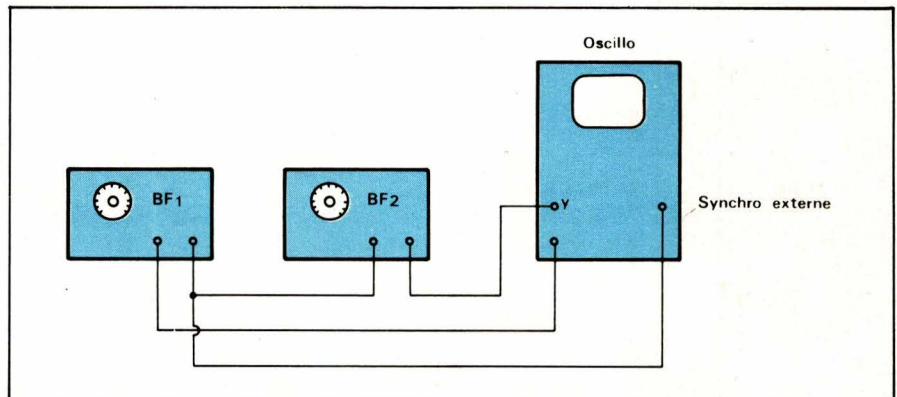


Fig. 13.

mier, BF<sub>1</sub>, délivre la fondamentale, avec une tension fixe de 10 V crête à crête. Le deuxième, BF<sub>2</sub>, y ajoute l'harmonique, à fréquence et tension variables.

La synchronisation interne s'effectuant de façon assez capricieuse en présence d'un fort taux d'harmoniques, nous avons dû déclencher la base de temps par la fondamentale, directement prélevée sur le générateur BF<sub>1</sub>, et appliquée en synchronisation externe.

Dans le cliché de la **figure 14**, on a introduit environ 30 % d'harmonique 2. Comme chaque fois qu'il n'existe que des harmoniques de rang pair, la forme d'onde résultante est dissymétrique. Elle dépend, par contre, des phases relatives de la fondamentale et de l'harmonique ajouté : la **figure 15** le prouve, qui

correspond à une phase différente, toujours avec 30 % d'harmonique 2.

Dans le cas de la **figure 16**, le taux a été porté à 45 %, et se traduit par une inversion de l'une des crêtes. Toujours avec 45 %, une autre phase conduit à la **figure 17**.

La même dissymétrie s'observe dans le cas d'un harmonique 4, donc encore de rang pair : le taux atteint environ 40 %, pour l'oscillogramme de la **figure 18**.

Par contre, s'il n'y a présence que d'harmoniques de rang impair, l'onde résultante est symétrique. C'est ce que montrent les exemples des **figures 19 et 20**, pris avec 45 % d'harmonique de rang 3 dans le premier cas, et de rang 5 dans le deuxième cas.

R. Rateau



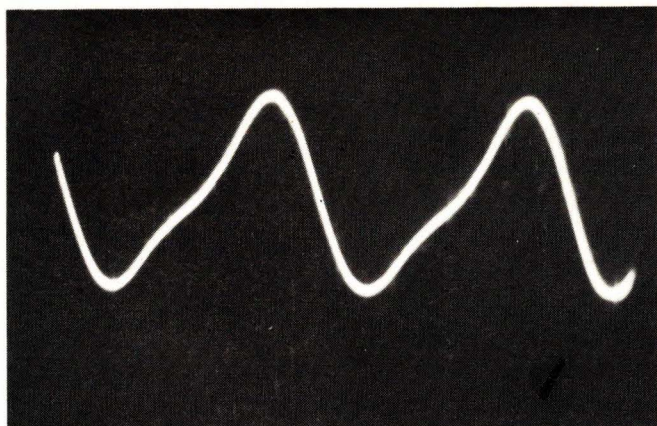


Fig. 14.

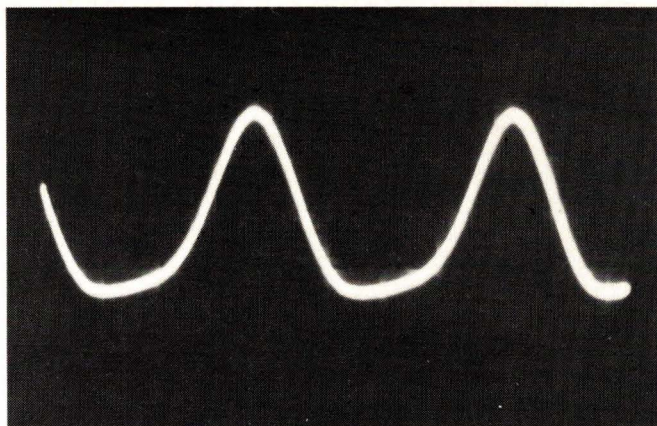


Fig. 15.

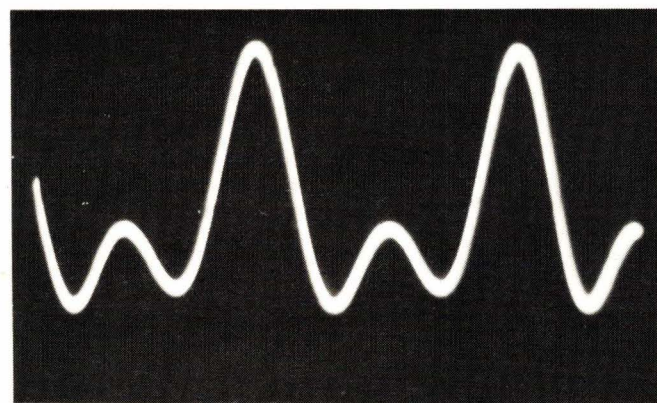


Fig. 16.

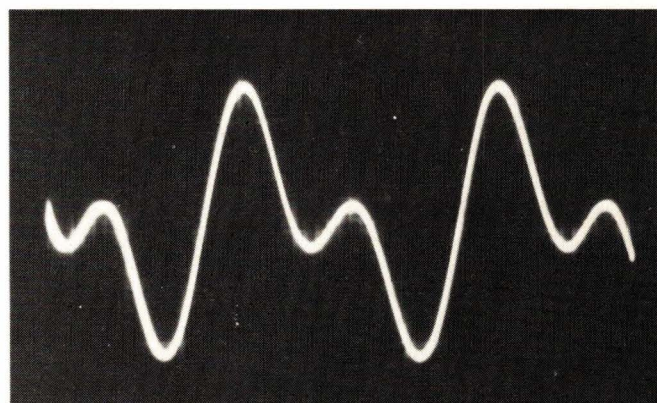


Fig. 17.

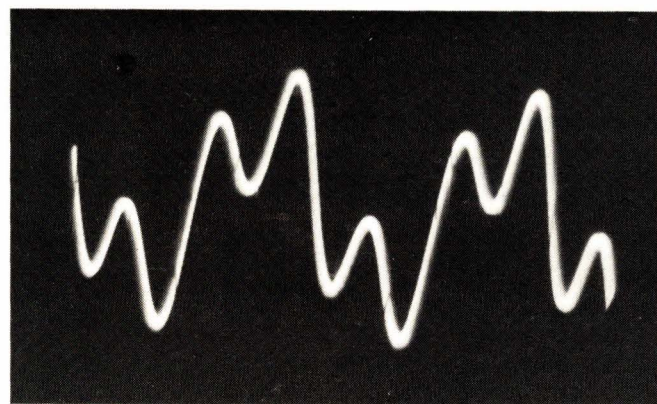


Fig. 18.

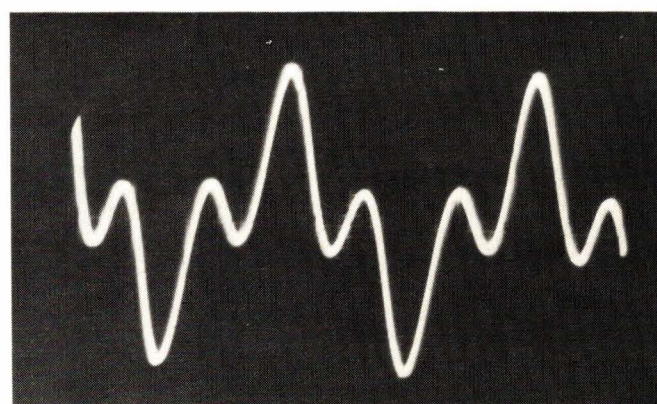


Fig. 19.

## Annexe

Nous avons donné, en cours d'article, la forme générale du développement en série de Fourier d'une fonction périodique, et quelques exemples particuliers, mais sans effectuer les calculs. Les relations ci-dessous permettent de calculer les coefficients  $a_0$ ,  $a_1$ , etc.,  $b_1$ , etc., du développement, pour une fonction  $y(x)$ , avec :

$$x = \omega t$$

Le terme constant n'est autre, nous l'avons dit, que la valeur moyenne de la fonction, sur une période. Donc :

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} y(x) \cdot dx$$

Les termes  $a_n$  et  $b_n$  ont respectivement pour expression :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(x) \cdot \cos nx \cdot dx$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(x) \cdot \sin nx \cdot dx$$

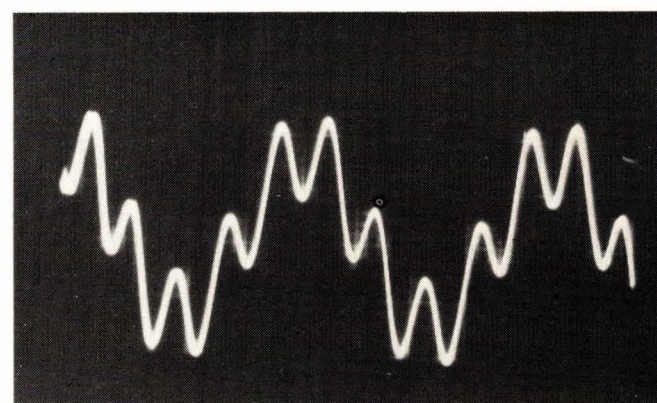


Fig. 20.

Notons qu'il existe des cas où on ne sait pas calculer l'intégrale de la fonction  $y(x)$ . On résout alors le problème graphiquement, en effectuant une intégration par planimétrie. Certaines machines sont d'ailleurs capables de réaliser automatiquement cette opération.



Les câbles transportant des signaux haute fréquence ou des impulsions à large spectre de fréquences, et les connecteurs doivent être adaptés l'un à l'autre, tant mécaniquement qu'électriquement.

En technique de mesure, et d'une manière générale dans toutes les applications où il s'agit de transmettre des signaux de fréquence élevée, on utilise quasi exclusivement des câbles blindés du type coaxial.

La miniaturisation de plus en plus poussée des équipements électroniques, et l'impératif de transmettre une quantité d'informations toujours plus grande n'est pas sans poser des problèmes dans le domaine des connecteurs.

Aux très hautes fréquences, le comportement des connecteurs est difficilement prévisible dans les moindres détails, plus particulièrement lorsqu'ils sont assemblés et combinés entre eux.

Un connecteur coaxial est un composant dont les propriétés sont très étroitement liées à ses caractéristiques constructives et aux matériaux conducteurs et isolants dont il est constitué.

Face à la très grande diversité qui existe dans le domaine des connecteurs, il convient de connaître et d'interpréter correctement les spécifications fournies par les constructeurs. (\*)

# Les connecteurs coaxiaux pour hautes fréquences

## Les câbles coaxiaux

Les caractéristiques électriques des connecteurs sont dans une très large mesure analogues à celles des câbles qui leur sont destinés.

Un rappel succinct des paramètres et des propriétés du câble coaxial permettra de comprendre les critères de choix d'un connecteur destiné à une application déterminée.

Un câble coaxial « normal » est composé d'une âme métallique (conducteur central), entourée d'un diélectrique, puis d'une gaine de blindage, également métallique, et enfin, d'une enveloppe extérieure protectrice en matière plastique. (fig. 1).

(\*) Dans le cadre du présent article, nous passons sous silence les connecteurs coaxiaux utilisés en radio-T.V.

### 1° Les caractéristiques constructives d'un câble sont :

- Le diamètre  $d$  du **conducteur central** (monobrin ou multibrin), en cuivre parfois en cuivre étamé ou argenté, en acier cuivré, exceptionnellement en fil nickel-chrome ;
- Le diamètre intérieur  $D$  de la **gaine de blindage**, le plus souvent constituée par une tresse en fins fils de cuivre, de cuivre étamé ou de cuivre argenté. Parfois, le blindage est formé d'un feuillard de cuivre enroulé en hélice sur le diélectrique, ou par un tube de cuivre ajusté sur le diélectrique.
- Le **diélectrique** qui sépare les deux conducteurs est le plus souvent :
  - du polyéthylène ou polythène (PE),



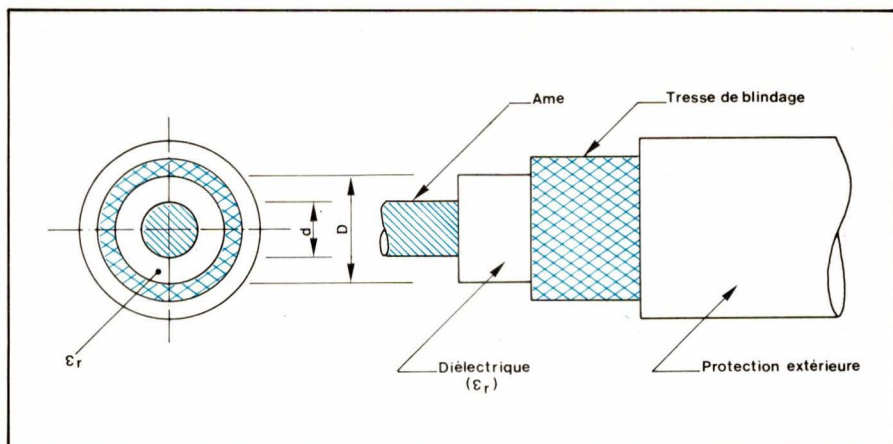


Fig. 1. — Composition d'un câble coaxial classique.

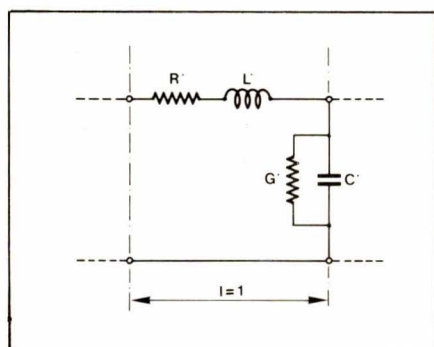


Fig. 2. — Les paramètres linéiques d'une ligne de transmission.

- du polytétrafluoréthylène ou Teflon (PTFE),
- du fluoréthylène-propylène (FEP).
- de la mousse de polythène ou polythène cellulaire (PEH),
- de la fibre de verre epoxy.

— Pour l'**enveloppe extérieure protectrice** on utilise des matières plastiques de la famille des chlorures de polyvinyle (PVC), ou bien encore les mêmes matériaux que ceux mentionnés pour le diélectrique (PE, PTFE).

**2° Les caractéristiques électriques** sont déterminées par :

- la nature des conducteurs (résistivité  $\rho$ ),
- le rapport des diamètres  $D/d$ ,
- la nature du diélectrique (permittivité relative  $\epsilon_r$ )

On définit les paramètres électriques spécifiques (par unité de longueur) suivants (fig. 2) :

— **La résistance linéique**

$$R' = \frac{\rho}{\pi \cdot \delta} \cdot \frac{1}{D} + \frac{1}{d} \quad \Omega/\text{m} \quad (1)$$

On sait qu'aux fréquences élevées le courant est localisé à la périphérie des conducteurs, dans une couche qui devient de plus en plus mince à

mesure que la fréquence augmente (effet pelliculaire). La profondeur de pénétration (fig. 3) s'exprime par la relation :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 f}} \quad (2)$$

avec  $\mu_0$  = perméabilité du vide ou de l'air =  $4 \pi \cdot 10^{-7}$  H/m

Pour une ligne coaxiale à conducteurs en cuivre, la résistance  $R'$  par unité de longueur se calcule par l'expression :

$$R' = 4,2 \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{f} \cdot \left( \frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) \quad \text{en } \Omega/\text{m} \quad (3)$$

— **La capacité linéique  $C'$**  est déterminée par  $\epsilon_r$  et par le rapport  $D/d$  selon la relation :

$$C' = \frac{\epsilon_r}{18 \ln \frac{D}{d}} \cdot 10^{-9} \quad (4)$$

en F/m

Elle est donc indépendante de la fréquence.

— **La conductance transversale spécifique  $G'$**  (encore appelée perdittance) est due à l'imperfection du diélectrique :

$$G' = \omega \cdot C' \cdot \tan \delta \quad (5)$$

$\tan \delta$  représente l'angle de pertes du matériau isolant qui sépare les deux conducteurs.

— **L'inductance linéique  $L'$**  résulte des inductances propres de chaque conducteur, augmentée de l'effet de l'inductance mutuelle des deux conducteurs. Pour une ligne coaxiale on trouve :

$$L' = 2 \ln \frac{D}{d} \cdot 10^{-7} \quad (6)$$

en H/m

En supposant les paramètres dissipatifs  $R'$  et  $G'$  négligeables (ligne à

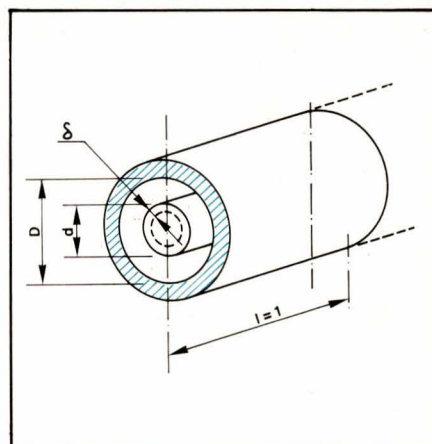


Fig. 3. — Par effet pelliculaire, le courant HF est localisé dans une couronne périphérique d'épaisseur  $\delta$  = profondeur de pénétration.

faibles pertes), l'**impédance caractéristique** se réduit à l'expression

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

qui prend la forme suivante dans le cas du câble coaxial :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \quad (7)$$

Importance du rapport  $D/d$

— **L'affaiblissement exponentiel** que subit un signal au cours de sa transmission sur câble est déterminé par les **pertes** dans les conducteurs et dans le diélectrique, soit :

$$\alpha = \alpha_R + \alpha_G \quad \text{en NP/m}$$

avec  $\alpha$  = affaiblissement total par unité de longueur ;  $\alpha_R$  = affaiblissement dû aux pertes joule dans les conducteurs ;  $\alpha_G$  = affaiblissement dû aux pertes dans le diélectrique.

On notera que :

$$\alpha_{(\text{NP/m})} = 8,686 \alpha \quad (\text{dB/m})$$

et

$$\alpha_{(\text{dB/m})} = 0,111 \alpha \quad (\text{NP/m})$$

— L'affaiblissement  $\alpha_R$  augmente avec  $\sqrt{f}$  (effet pelliculaire) et est fonction du rapport  $D/d$  selon la relation :

$$\begin{aligned} \alpha_R &= K \sqrt{f} \frac{1}{\ln \frac{D}{d}} \left( \frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) \quad (8) \\ &= \frac{K'}{D} \frac{1+x}{\ln x} \end{aligned}$$

avec  $K$  = un coefficient qui tient compte de la nature des conducteurs

$$x = \frac{D}{d}$$

Au-dessus de 10 MHz environ, l'effet de la perdittance du diélectrique



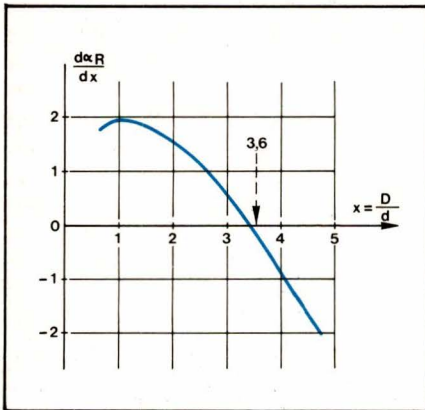


Fig. 4. — L'affaiblissement d'un câble coaxial est minimal pour la valeur du rapport  $D/d = 3,6$  qui annule la dérivée de  $d\alpha_R/dx$ .

que se manifeste, conduisant à un affaiblissement supplémentaire, en première approximation, proportionnel à la fréquence :

$$\alpha_G = \pi \cdot f \cdot \text{tg } \delta \sqrt{L'C'} \quad (9)$$

On peut considérer que le produit  $L'C'$  est indépendant des dimensions et de la géométrie du câble. Il existe dès lors une valeur minimale de  $\alpha_R$ , et donc aussi de l'affaiblissement total  $\alpha$ , correspondant à la valeur de  $x = D/d$  qui annule la dérivée de  $\alpha_R$  par rapport à  $x$ , soit :

$$\frac{d\alpha_R}{dx} = (1 - x) - x \cdot \ln x = 0$$

La résolution graphique (fig. 4) donne :

$$x_{\text{opt}} = \left( \frac{D}{d} \right)_{\text{opt}} = 3,6$$

Il y correspond une valeur préférentielle de l'impédance caractéristique.

— Pour un coaxial à diélectrique air ( $\epsilon_r = 1$ )

$$Z_{0 \text{ opt}} = 60 \ln 3,6 = 77 \Omega$$

— Avec un diélectrique pour lequel  $\epsilon_r = 2,25$  (PTFE),

$$Z_{0 \text{ opt}} = \frac{77}{\sqrt{2,25}} = 51,3 \Omega$$

— Avec  $\epsilon_r = 2,3$  (PE), on trouve :

$$Z_{0 \text{ opt}} = 50,77 \Omega$$

avec  $\epsilon_r = 1,4$  à  $1,7$  (PEH),

$$Z_{0 \text{ opt}} = 65 \Omega \dots 59 \Omega$$

Les courbes de la figure 5 montrent la variation de  $\alpha$  et de la puissance transmissible (valeurs relatives) en fonction de  $D/d$ . (Pour  $D/d = 1,649$ ,  $Z_0 = 30 \Omega$  avec  $\epsilon_r = 1$ )

Les valeurs usuelles de  $Z_0$  sont :  $50 \Omega$ ,  $60 \Omega$  et  $75 \Omega$ .

En technique de mesure et en hy-

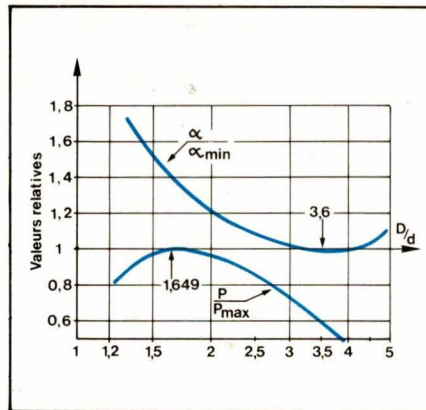


Fig. 5. — Pour  $D/d = 3,6$  l'affaiblissement d'un câble coaxial est minimum. Un rapport  $D/d = 1,649$  permet la transmission d'une puissance maximale.

perfréquences, le choix de  $Z_0 = 50 \Omega$  comme valeur standardisée est donc bien justifié, et on remarquera qu'elle est intermédiaire entre  $30 \Omega$  (puissance maximum) et  $77 \Omega$  (affaiblissement minimum).

L'affaiblissement introduit par un câble coaxial est de l'ordre de 4 à 30 dB/100 m à 100 MHz, et de 10 à 100 dB/100 m à 1 GHz, selon la nature et le diamètre des conducteurs et du diélectrique.

Un câble coaxial à âme multibrin donne, à diamètre égal, une atténuation légèrement supérieure à celle d'un câble à conducteur central plein de mêmes dimensions et de même constitution, par exemple :

46 dB/100 m à 1 GHz pour le câble à âme monobrin,  
52 dB/100 m, à la même fréquence, pour le câble multibrin.

Pour un rapport  $D/d$  constant, l'atténuation est inversement proportionnelle à  $D$  (eq. 8), mais le prix du câble croît approximativement linéairement avec  $D$ , ce qui est une excellente raison pour ne pas augmenter inutilement le diamètre du câble.

Fréquence de coupure ou fréquence limite

Aux fréquences basses et modérément élevées, le mode de propagation des ondes électromagnétiques sur ligne coaxiale est du type TEM (Bibl. 1, 2, 3, 4) : les vecteurs  $E$  et  $H$  sont dans un même plan de section droite (fig. 6-a) ; le champ électrique est radial et le champ magnétique est tangent à un cercle de section droite dont le centre coïncide avec le centre du système coaxial ; le vecteur radiant longitudinal est perpendiculaire au plan des vecteurs  $E$  et  $H$ . Les champs  $E$  et  $H$  n'ont aucune composante dans la direction de propagation.

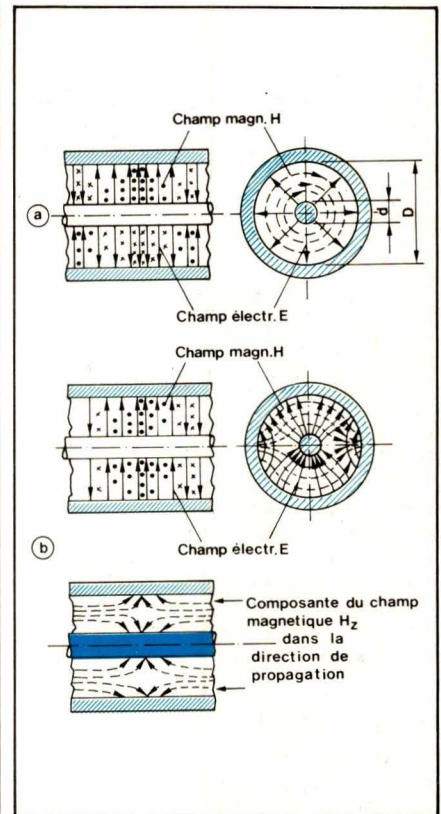


Fig. 6. — a) Dans le mode de propagation TEM sur ligne coaxiale, le champ  $E$  est radial et le champ  $H$  est en tout point tangent à un cercle dont le centre coïncide avec le centre du système.

b) Au-delà d'une certaine fréquence, des modes du type « guide d'ondes » se manifestent : il existe une composante  $H_z$  du champ magnétique dans la direction de propagation.

Au-delà d'une certaine fréquence, des modes de propagation analogues à ceux qui existent dans les guides d'ondes se manifestent, en particulier le mode  $TE_{10}$  (ou  $H_{10}$ ).

Dans ce cas, il existe une composante de champ  $H$  dans la direction de propagation (fig. 6-b), d'où la désignation  $H_{10}$ .

Un guide d'ondes peut être considéré comme un système de transmission à bande étroite.

Lorsqu'un signal à large spectre de fréquences est lancé sur une ligne coaxiale, celle-ci se comporte comme un filtre sélectif pour les fréquences supérieures à celle, appelée « fréquence de coupure » ou fréquence limite.

C'est la fréquence à partir de laquelle le mode  $TE_{10}$  est susceptible de se produire.

La fréquence de coupure  $f_c$  est fonction (bibl. 13 et 17) :

- des dimensions (somme des diamètres  $D$  et  $d$ ),
- de la nature du diélectrique.

La longueur d'onde critique  $\lambda_c$  d'un câble coaxial est donnée par la



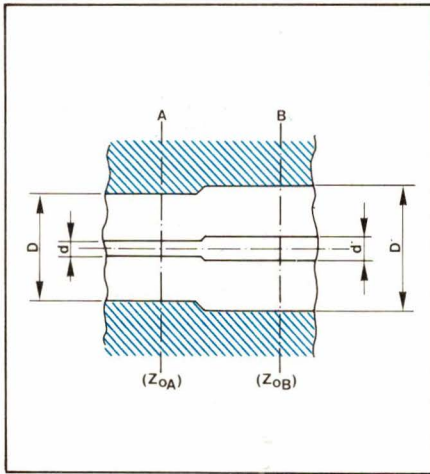


Fig. 7. — L'impédance caractéristique  $Z_{0A}$  à une section droite AA' d'un connecteur devrait être égale à  $Z_{0B}$  en une section droite BB'.

formule suivante (approximation de l'ordre de 7 %) :

$$\lambda_c = \sqrt{\epsilon_r} \cdot \pi \frac{D+d}{2} \quad (10)$$

Ainsi donc, la longueur d'onde critique dans un coaxial à diélectrique air ( $\epsilon_r = 1$ ) est égale au périmètre de la circonférence qui a pour diamètre la moyenne arithmétique des diamètres des conducteurs.

La fréquence critique s'exprime alors par :

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c} = \frac{c}{0,5 \pi \sqrt{\epsilon_r} (D+d)}$$

en Hz, m/s, m (11)

$$= \frac{19,1}{\sqrt{\epsilon_r} (D+d)}$$

en GHz ; cm.

## Réflexions et ondes stationnaires

Des irrégularités dimensionnelles ou des discontinuités dans les matériaux tant diélectriques que conducteurs sont à l'origine de perturbations dans l'impédance caractéristique d'un câble. A ces points de discontinuité se produisent des ondes réfléchies qui, se combinant avec le signal incident, font apparaître des ondes stationnaires sur la ligne.

On caractérise la désadaptation ou l'irrégularité de l'impédance d'un câble, soit par :

— le facteur de réflexion

$$K = \frac{U_{\text{réf}}}{U_{\text{dir}}} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{\Delta Z}{2 Z_0}$$

$\Delta Z$  étant l'écart entre l'impédance  $Z$  en un point de discontinuité et l'impédance caractéristique nominale  $Z_0$ .

$K$  est généralement exprimé en %. Ainsi, un câble spécifié  $50 \Omega \pm 2 \Omega$

pourra présenter un facteur de réflexion  $K = 2 \%$ .

— le Rapport d'Ondes Stationnaires (R.O.S.) défini par la relation

$$S = \text{R.O.S.} = \frac{|Z_0|}{|Z|} \text{ ou } \frac{|Z|}{|Z_0|} \geq 1$$

Ce rapport peut encore s'exprimer en fonction du module du facteur de réflexion :

$$S = \frac{1 + |K|}{1 - |K|}$$

Un facteur de réflexion  $K = 2 \%$  produit un R.O.S. de 1,04.

— Les pertes d'insertion dues à la présence de réflexions, s'expriment par l'une des relations suivantes :

$$p = -10 \log (1 - K^2)$$

ou :

$$p = -10 \log \frac{4S}{(S+1)^2}$$

On remarquera que  $(1 - K^2)$  est la fraction de puissance transmise.

## L'effet de blindage

A côté de la régularité de ses caractéristiques sur toute la longueur, un câble se juge encore selon son « étanchéité H.F. ».

Un câble est étanche aux hautes fréquences lorsqu'aucune énergie ne peut, ni pénétrer dans le câble, ni en sortir (absence de rayonnement).

Certains constructeurs caractérisent l'effet de blindage en spécifiant la **résistance de couplage**  $R_s$ . Celle-ci est définie comme étant le rapport de la chute de tension sur le conducteur extérieur (blindage ou écran) à l'intensité du courant traversant le conducteur central (Bibl. 5, 11, 12).

A un blindage parfait correspondrait ainsi une valeur  $R_s = 0$ .

Mais le plus souvent — particulièrement pour les connecteurs — on exprime les **fuites H.F.** par le rapport — en dB — du signal rayonné parasite au niveau du signal présent à l'intérieur du système coaxial. (Bibl. 11, 12).

Il existe des câbles coaxiaux dans lesquels le blindage et la protection mécanique sont constitués par un tube de cuivre rouge ajusté sur le diélectrique, assurant un blindage électrique parfait par suite de la structure continue du conducteur extérieur. Ce type de coaxial doit évidemment être réservé aux raccordements fixes non déformables.

De même, il existe des câbles à

**écran double** qui leur confère aussi une excellente protection contre les champs électriques et magnétiques. L'emploi de ce type de câble est particulièrement recommandé pour la transmission de signaux impulsifs dans un environnement soumis à d'importants champs électromagnétiques à prédominance B.F., et exposés à des contraintes mécaniques.

## Les connecteurs coaxiaux

### 1. Les caractéristiques électriques

Elles sont les mêmes que celles qui ont été définies pour les câbles. Mentionnons plus particulièrement :

**L'impédance caractéristique**, qui est déterminée par les dimensions (rapport du diamètre intérieur du corps du connecteur au diamètre du contact central).

**La fréquence d'utilisation**, ou la gamme de fréquences. Souvent on spécifie :

- la valeur maximum possible (\*) (exemple : 2 GHz),
- la plage de fréquences recommandée (exemple : 0 à 1,5 GHz).

Comme nous l'avons déjà signalé, la limitation en fréquence des composants coaxiaux est due à l'apparition de résonances (modes de propagation parasites) dans les éléments diélectriques supports du conducteur central.

**Le R.O.S.** pour la bande de fréquences recommandée. Par exemple :  $S \leq 1,25$  de 0 à 1,5 GHz.

Les normes de qualité stipulent une limite supérieure en fonction de la fréquence, suivant une relation de la forme :

$$S \leq S_0 + a.f \text{ (f en GHz)}$$

Par exemple :

$$S \leq 1,02 + 0,03 f$$

Idéalement, l'impédance caractéristique à une section droite quelconque d'un connecteur devrait être la même, ce qui implique un rapport  $D/d$  constant. (fig. 7 et 8).

Pour des mesures de haute précision, l'utilisation de connecteurs ayant un R.O.S. inférieur à 1,04 s'impose, alors que, pour des applications courantes, un R.O.S. de 1,2 à 1,3 est jugé largement suffisant.

(\*) On peut considérer que  $f_{\text{max}} = 80$  à  $90 \%$  de la fréquence de coupure  $f_c$ .



**Le facteur de réflexion K** (exprimé en %) est une mesure du degré d'adaptation, et augmente normalement avec la fréquence. Le facteur K des connecteurs de précision est de l'ordre de 0,05 % à 10 GHz.

Le problème de l'uniformité de l'impédance caractéristique se complique lorsqu'il s'agit de raccord, d'embases, de fiches coudées, de connecteurs adaptateurs entre séries (voir fig. 18, courbe B).

**Les pertes d'insertion** expriment (en dB) l'affaiblissement que subit le signal — à une fréquence spécifiée — lors de son passage à travers le connecteur.

Les pertes d'insertion augmentent avec la racine carrée de la fréquence, selon une relation de la forme :

$$p = b \cdot \sqrt{f}$$

La fréquence étant exprimée en GHz (par exemple :  $p = 0,04 \sqrt{f}$  dB, soit  $\leq 0,1$  dB à 6 GHz).

**Les fuites HF** : l'étanchéité HF imparfaite est dans certains cas caractérisée par la « résistance de couplage »  $R_s$ .

Une résistance de couplage  $R_s \leq 5 \cdot 10^{-4} \Omega$  est équivalente à une efficacité de blindage  $\geq -90$  dB (voir rubrique correspondante dans le chapitre « câbles coaxiaux »).

**La tenue à la tension** : on spécifie le plus souvent la tension maximum d'utilisation en  $V_{eff}$ .

**La puissance admissible**, c'est-à-dire, celle que le connecteur est capable de transmettre. S'il s'agit de transmettre une fréquence élevée sous haute tension, il faudra nécessairement faire appel à des câbles et à des connecteurs de grand diamètre. Il existe des connecteurs pouvant véhiculer une puissance de 5 kW sous 5 kV à 1 GHz.

**Les résistances de contact** : selon les modèles et les matériaux utilisés, la résistance de contact en continu est comprise entre quelques dixièmes de m $\Omega$  et quelques m $\Omega$ .

Dans les catalogues, on spécifie le plus souvent la résistance de contact du conducteur central (exemple :  $< 6$  m $\Omega$ ) et celle du conducteur extérieur (exemple :  $< 2$  m $\Omega$ ).

**La résistance d'isolement** est spécifiée sous une tension donnée. Pour la plupart des types de connecteurs, sa valeur atteint au moins 5000 M $\Omega$ .

## Phénomènes d'intermodulation :

Lorsqu'une puissance HF est transmise à travers un connecteur, des phénomènes de non linéarité peuvent se manifester par suite de la présence de matériaux métalliques dont les contacts forment des jonctions à conduction unilatérale. Il peut en résulter des phénomènes d'intermodulation qui risquent d'affecter défavorablement les signaux transmis.

Des connecteurs non spécialement traités en vue de l'obtention d'une très faible distorsion d'intermodulation peuvent facilement produire des signaux de l'ordre de  $-80$  dBm lorsqu'ils transmettent des puissances de 50 à 100 W seulement (bibl. 7).

Il est évident que ce « bruit d'intermodulation » peut compromettre totalement les performances d'un récepteur sensible qui fonctionne avec des niveaux de signaux utiles de l'ordre de  $-12$  dBm.

Il existe des connecteurs spéciaux à structure beryllium-cuivre plaqué or, exempts de matériaux ferreux, pour lesquels on arrive à un rapport d'intermodulation de  $-190$  dB.

## 2. Les caractéristiques mécaniques

Trois facteurs définissent un connecteur coaxial : sa fonction, l'interface et la variante.

**La fonction** définit la configuration générale du connecteur, par exemple :

- mâle ou femelle,
- droit ou coudé.

**L'interface** définit la compatibilité d'accouplement de deux connecteurs. L'accouplement est correct lorsque les **plans de référence** coïncident. Une **série** est constituée par la gamme de connecteurs ayant une interface commune.

**Les variantes** sont relatives au mode de montage du câble (par soudure, par sertissage, etc.) et le type de ce dernier (semi-rigide ou souple).

Lorsque le connecteur n'est pas destiné à être monté sur un câble coaxial, il est nécessaire de définir le **profil arrière**. Le choix du profil arrière dépend de la fixation du connecteur sur le support (panneau arrière, châssis, etc.) ainsi que du raccordement du contact central au circuit.

A ces différents aspects vient en-

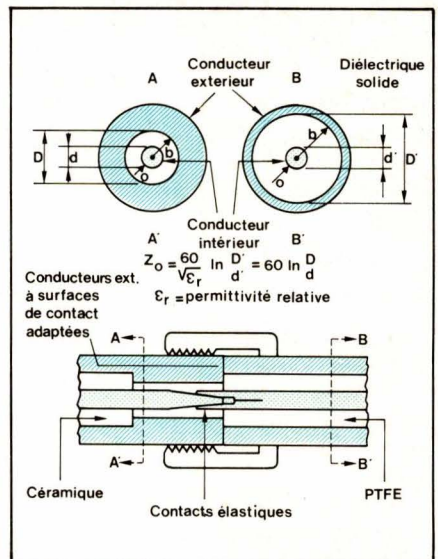


Fig. 8. — Les dimensions aux sections AA' et BB' d'un connecteur doivent être différentes afin d'assurer une impédance caractéristique constante en présence de diélectriques de nature différente (air et PTFE). Les pièces conductrices et isolantes doivent être parfaitement adaptées à l'endroit de leur zone de contact.

core s'ajouter la **nature des matériaux** constitutifs, en particulier :

### Les matériaux conducteurs :

— corps et entrée de câble : en laiton ou, parfois, en acier inoxydable, avec protection de surface (métallisation résistante à la corrosion, nickelage, argenture, exceptionnellement dorure,

— parties métalliques élastiques : broches et douilles du contact central,

— revêtement du contact central : doré par exemple.

### Les matériaux isolants :

— le diélectrique : PTFE, polystyrène, etc.,  
— les joints : élastomère silicone, néoprène, etc.,

## 3. Les critères de choix d'un connecteur

Le choix d'un type de connecteur pour une application déterminée fait intervenir plusieurs critères parfois incompatibles.

Face à la grande diversité qui existe dans le domaine des connecteurs, il convient d'examiner quels sont les facteurs qui détermineront le choix dans un cas particulier.

Les points suivants seront à considérer :

- la fréquence maximale, ou le spectre de fréquences, des signaux en présence,
- l'impédance caractéristique, et les tolérances admises sur celle-ci,



- la puissance HF et la tension nominale d'utilisation,
- s'agit-il d'un matériel « grand public » (usage général, radio, TV, etc.) ou professionnel très performant (appareils de mesure, transmission d'impulsions, télécommunications, radar, etc.),

La réponse à cette question fera apparaître des impératifs relatifs à :

- l'affaiblissement d'insertion et les fuites HF tolérées,
- la stabilité et la précision des caractéristiques,
- le mode de raccordement au câble,
- l'endurance exigée (le nombre d'accouplements et désaccouplements),
- le système d'accouplement (par vis, par encliquetage, par enfichage lisse),
- le poids et le prix.

Subsidiairement interviendront encore :

- les températures extrêmes de fonctionnement,
- les contraintes mécaniques et climatiques.

**Quelques remarques pratiques** s'imposent ici :

Les câbles transportant les signaux HF et les connecteurs doivent être adaptés l'un à l'autre. Mais il est parfaitement inutile d'exiger d'un connecteur des **performances supérieures** à celles du câble auquel il sera relié.

Ainsi, un câble pour lequel les fuites HF seraient de  $-30$  dB à 2 GHz, n'a aucune raison d'être équipé d'un connecteur pour lequel le constructeur spécifie que les fuites HF sont de  $-90$  dB à 3 GHz, si ce dernier coûte plus cher qu'un type de connecteur avec une étanchéité HF spécifiée de  $-50$  dB à 3 GHz.

Par contre, pour une application critique, exigeant un câble à blindage double assurant un rayonnement de fuite de  $-90$  dB, il faudra utiliser un connecteur de haute précision, pour lequel le constructeur garantit des fuites de l'ordre de  $-110$  à  $-120$  dB. Un tel connecteur sera évidemment nettement plus coûteux.

Tant que la **longueur du connecteur** ne dépasse pas 1 à 5 % de la longueur d'onde du signal, il est même parfaitement superflu de spécifier l'impédance caractéristique !... L'adaptation entre l'impédance caractéristique du câble et celle du connecteur devient nécessaire au-dessus de 50 à 100 MHz seulement,

tant qu'il s'agit d'équipements relativement peu performants.

A 100 MHz correspond une longueur d'onde de 3 m, et un connecteur dont la longueur ne dépasse pas 3 cm (c'est-à-dire 1 % de  $\lambda$ ) n'introduira donc pratiquement aucune perturbation, quelle que soit son impédance caractéristique.

A 300 MHz, la longueur électrique de ce même connecteur atteint environ 5 % de la longueur d'onde ; on se trouve à la limite du domaine d'utilisation de ce connecteur « non adapté ». Au-dessus de 300 MHz, une impédance caractéristique uniforme devient de plus en plus nécessaire, et au-dessus de 1 GHz, c'est une condition absolument primordiale !

De même, les **pertes d'insertion** d'un connecteur sont, dans la très grande majorité des cas, plusieurs ordres de grandeur inférieures à celles des câbles.

Par contre, dans des équipements hyperfréquences destinés à la mesure précise du R.O.S., des pertes, de l'étanchéité HF, etc., la connaissance des caractéristiques correspondantes des connecteurs utilisés est indispensable si l'on prétend garantir une précision de mesure élevée.

#### 4. Les normes relatives aux connecteurs

C'est au cours de la dernière guerre mondiale que les connecteurs pour équipements HF ont été utilisés à très grande échelle, et que l'impérieuse nécessité d'une standardisation apparut.

Le Comité International Electronique (I.E.C.) commença ses travaux sur la normalisation des câbles et connecteurs HF en 1959.

Mais ce ne fut qu'en 1965 que le comité C 83.2 de l'American National Standards Institution (ANSI) sortit les normes MIL-C-39012, ouvrant ainsi l'ère de la standardisation en matière de connecteurs coaxiaux HF. (Bibl. 5).

Bien qu'il s'agisse d'une norme militaire, qui a bénéficié de plusieurs révisions, adaptations et mises à jour au cours de la dernière décennie, elle a eu une influence décisive sur les versions commerciales des connecteurs.

Les normes MIL ont été interprétées à l'origine comme des normes de pièces détachées (« piece part specifications »). Les normes actuelles sont des normes de fonction

(« performance specifications »). Celles-ci ne stipulent les dimensions exactes que dans la zone de couplage (« mating face »). A ceci s'ajoutent les prescriptions pour les valeurs indicatives et les dimensions extérieures.

Ses spécifications et ses prescriptions et méthodes d'essai sont adoptées dans le monde entier, et ont donné lieu à un certain nombre de normalisations nationales et internationales.

C'est ainsi que la norme européenne CECC 22 110 (en projet) est en voie d'être adoptée par pratiquement tous les pays de la CEE pour se substituer aux diverses normes nationales : CCTU-1003 et NF C 93 562/ 563, (France), BS 9210 N 0006 (Grande-Bretagne). La norme définitive CECC 22 110 sera d'ailleurs compatible avec la norme MIL-C-39012 et avec le projet de norme IEC.

#### 5. Les familles de connecteurs

La grande diversité de types de connecteurs s'explique par les impératifs souvent incompatibles relatifs à :

- la fréquence d'utilisation,
- la qualité exigée (par exemple, un R.O.S. extrêmement réduit),
- et le prix.

Le fonctionnement dans le domaine des hyperfréquences conduit à des dimensions très réduites, car le diamètre (intérieur) du connecteur doit être tel que la longueur de la circonférence reste inférieure à la longueur d'onde (approximation de la formule 10). Comme nous l'avons déjà mentionné, si cette condition n'est pas réalisée, il faut s'attendre à des modes de propagation du type « guide d'ondes » entre le contact central et le conducteur extérieur. Cette propagation multi-onde s'accompagne inévitablement d'une augmentation du facteur de réflexion, de pertes de puissance et d'une distorsion des signaux transmis.

On peut établir une classification des connecteurs coaxiaux en 5 grandes familles :

- les connecteurs de taille moyenne,
- les connecteurs miniatures,
- les connecteurs subminiatures,
- les connecteurs de précision,
- les connecteurs spéciaux.

Chacune de ces familles comprend un certain nombre de « séries » dont les plus courantes sont passées en revue ci-après.



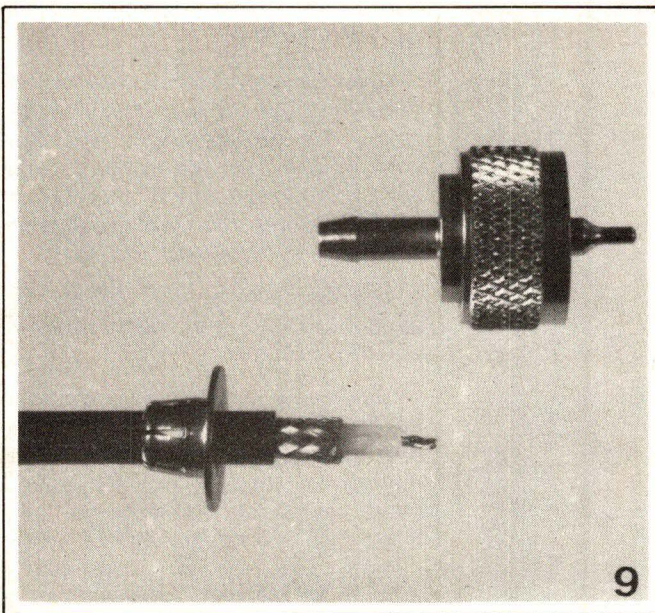


Fig. 9. — Connecteur de la série dite « UHF » utilisant un principe de câblage rapide breveté. (Doc. UMD-Amphenol.)

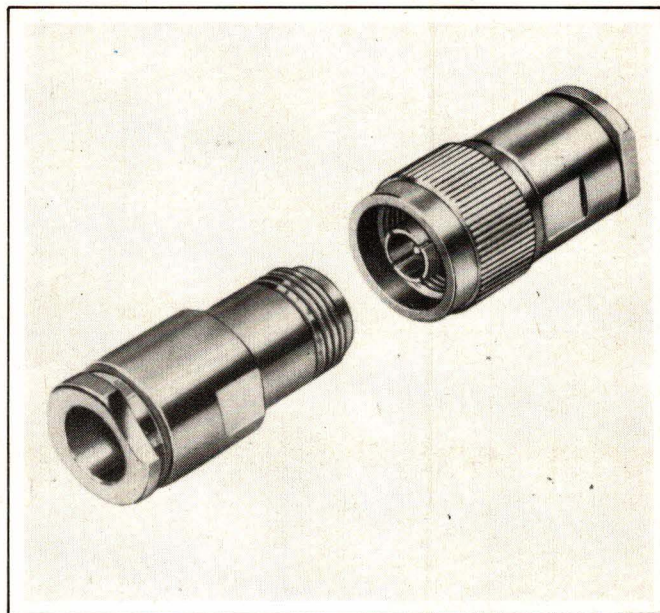


Fig. 10. — Série « N » - fiche et prise droites (Doc. Radiall).

## Connecteurs standard de taille moyenne

### Série « UHF » (fig. 9)

Les connecteurs dits « UHF » sont les plus anciens et les moins coûteux. Il s'agit de connecteurs coaxiaux à visser, assurant un accouplement qui rend impossible toute rotation relative des fiches et prises. Les douilles femelles d'alésage 4 mm permettent l'introduction d'une fiche banane standard.

Contrairement à ce que semble indiquer la dénomination de ce type de connecteur, il n'est **pas du tout** prévu pour être utilisé dans la gamme des fréquences UHF actuelle.

Sa fréquence limite ne dépasse pas 500 MHz et il faut pratiquement déconseiller son emploi au-dessus de 200 à 300 MHz... Aussi paradoxal que cela puisse paraître, le domaine d'application de la série dite « UHF » s'arrête là où commence la bande des fréquences UHF.

On ne spécifie même pas la valeur de l'impédance caractéristique de ce connecteur et il ne convient donc certainement pas pour assurer une adaptation d'impédance. Par suite des discontinuités d'impédance qui se produisent au point de jonction du câble et du connecteur, à l'intérieur du connecteur entre la broche (ou la douille) centrale et le corps extérieur, et dans la zone de contact entre une fiche mâle et une embase par exemple, des réflexions risquent de provoquer une altération inadmissible des signaux de fréquence élevée.

Ces connecteurs sont utilisables avec des câbles dont le diamètre extérieur est compris entre 5 et 17,75 mm.

### Série « N » (Navy) (fig. 10)

Ces connecteurs ont été développés au cours de la seconde Guerre mondiale. Ce sont des connecteurs à accouplement par vis (filetage), conçus pour l'emploi de connexions d'équipements ou de mesures nécessitant de très bonnes performances radioélectriques et mécaniques (résistance au ruissellement et aux intempéries).

Les dimensions physiques des connecteurs N sont semblables à celles des types « UHF », mais leurs caractéristiques électriques sont nettement supérieures. Ils existent avec des impédances constantes de 50  $\Omega$  et 75  $\Omega$  (parfois 70  $\Omega$ ) et sont utilisables jusqu'à 10 GHz environ.

L'isolant le plus souvent utilisé est le PTFE (assurant une bonne tenue aux variations de température, faibles pertes diélectriques et excellente résistance à la soudure).

### Caractéristiques techniques (\*)

- Gamme de fréquences : 0 à 11 GHz.
- R.O.S. pour les bandes de fréquences recommandées : < 1,3 pour fiches et prises droites.
- Affaiblissement d'insertion : < 0,15 dB à 0,3 dB à 10 GHz.

(\*) Les valeurs reprises sous cette rubrique pour les différentes séries ne sont que des ordres de grandeurs. Il peut y avoir des différences d'une marque à l'autre, tout en répondant aux prescriptions des normes en vigueur.

— Fuites HF : — 90 dB min. de 2 à 3 GHz.

— Câbles :  $\varnothing$  extérieur compris entre 4,8 et 11,4 mm.

Il y a lieu de noter que les modèles 50  $\Omega$  et 75  $\Omega$  sont incompatibles entre eux.

Signalons enfin qu'il existe un connecteur N de précision — intermariable avec le N standard — connu sous la désignation APC-7N, ayant les mêmes caractéristiques que ceux de la série APC-7 (voir plus loin), sauf un R.O.S. de 1,08 max. à 18 GHz.

### Série « C »

Les connecteurs de la série C ne diffèrent de ceux de la série N que par leur système d'accouplement à baïonnettes deux ergots. Dans les connecteurs de la série N, le diélectrique à l'endroit des surfaces de contact est l'air, tandis que ceux de la série C utilisent une petite longueur de PTFE (overlapping), assurant un plus long trajet de claquage, ce qui permet de disposer de versions haute tension, supportant 4 000 V crête.

### Caractéristiques techniques

On peut se référer à celles relatives à la série N, avec toutefois une fréquence maximum admissible limitée à 2 GHz pour les modèles 4 000 V.

Les connecteurs C sont utilisables avec des câbles coaxiaux souples dont le diamètre extérieur est compris entre 4,9 et 11,4 mm.



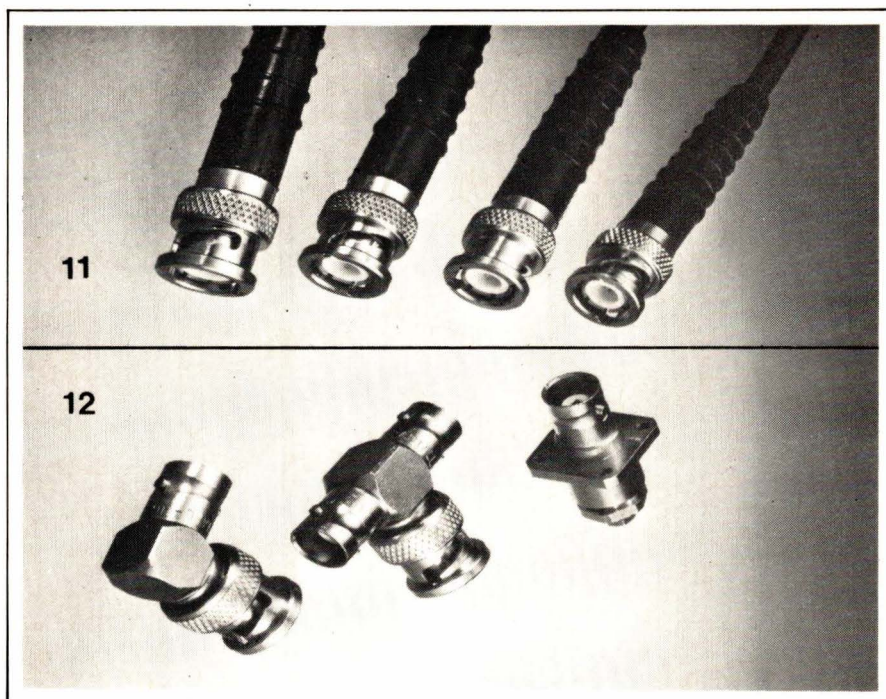


Fig. 11. — Série « BNC » - Cordons coaxiaux surmoulés.

Fig. 12. — Série BNC - Raccord coudé, raccord en T et prise à platine (Doc. Radiall).

### Variantes

La famille des connecteurs de taille moyenne comporte un certain nombre de variantes de ceux décrits cidessus. Nous n'en retiendrons que quelques-unes :

— La série HN (= type N haute tension 1 500 V).

— La série SC (= type C à accouplement par filetage, répondant aux normes spéciales imposées par l'armée de l'air USA).

— Série LC : connecteurs très robustes pour câbles de  $\varnothing$  ext. 25 mm max., pour tensions de service 5 kV et 10 kV, avec des puissances de crête de 40 à 250 kW.

— La série TRIAX : connecteur coaxial à accouplement par vis, à blindage double qui traverse séparément le connecteur. Les connecteurs de cette série ont une excellente étanchéité HF.

— La série TWINAX : connecteur coaxial à 2 pôles (bifilaires) à accouplement par vis — Impédance : 78 et 95  $\Omega$  pour câbles bifilaires, RG/U types 22, 22B, 108A.

### Connecteurs standard miniatures

#### Série « BNC »

(Bayonet Navy Connector) (fig. 11 et 12)

Certains fabricants utilisent aussi la désignation KBN ou KBN-BNC. Ce sont des connecteurs miniatures à

accouplement par baïonnette à deux ergots. Ils possèdent un écrou fendu pour le système d'accouplement, avec deux rondelles élastiques qui garantissent un bon contact, même en présence de vibrations. Ces connecteurs sont étanches au ruissellement, sauf pour les modèles comportant un presse-étoupe hexagonal.

#### Caractéristiques techniques

— Impédance caractéristique : 50  $\Omega$  et 75  $\Omega$

— Fréquences possibles : 0 à 10 GHz — 0 à 1,5 GHz

— Fréquences recommandées : 0 à 4 GHz — 0 à 1 GHz.

Au-dessus de la fréquence maximum recommandée pour le connecteur BNC, les fuites HF deviennent importantes.

— Affaiblissement d'insertion :  $\leq 0,1$  dB à 1 GHz —  $\leq 0,2$  dB à 3 GHz

— Fuites HF : — 55 dB minimum à 3 GHz

— R.O.S. : 1,2 à 1,4 entre 0 et 4 GHz

— Utilisable avec câbles de  $\varnothing$  extérieur compris entre 2 et 11 mm.

Les connecteurs BNC, robustes, de performances moyennes, et d'encombrement réduit, sont utilisables dans la majorité des secteurs de l'électronique professionnelle, plus particulièrement dans le domaine de l'appareillage de mesure, et toutes

liaisons ne fonctionnant pas au-delà de quelques GHz.

(Les équipements de mesure de précision pouvant aller jusqu'au domaine des GHz seront le plus souvent équipés de connecteurs de la série N, mécaniquement plus robustes, et assurant un blindage plus efficace.)

Les connecteurs BNC offrent cependant un rapport qualité/prix à peu près optimal.

Signalons enfin que la marque AMP vient de mettre sur le marché des connecteurs dits « BNC commerciaux » (fig. 13 et 14) légèrement moins encombrants et plus légers que les modèles BNC conventionnels. Les caractéristiques sont à tout point de vue comparables à celles des modèles standard, à l'exception d'une force de rétention légèrement plus petite, et d'une résistance de contact de 3 m $\Omega$  max. (au lieu de  $< 2$  m $\Omega$ ).

#### Série « TNC »

(Threaded Navy Connector) (fig. 15)

Les connecteurs de cette série ne diffèrent mécaniquement de la série BNC que par leur système d'accouplement à vis, qui les destine plus particulièrement aux équipements soumis à des chocs, trépidations et vibrations importantes. Grâce à leur bonne continuité électrique dans l'accouplement rigide, les « crachements » dans les contacts sont évités dans des conditions de fonctionnement extrêmes. L'accouplement par vis améliore également l'effet de blindage.

#### Caractéristiques techniques

— Fréquence limite : 11 GHz

— R.O.S. :  $< 1,15$  jusqu'à 3 GHz — de 3 à 11 GHz

— Affaiblissement d'insertion : 0,18 dB à 9 GHz

— Fuites HF : — 60 dB min. à 3 GHz.

#### Série « MHV »

Il s'agit d'un petit connecteur coaxial haute tension, dérivé de la série BNC avec baïonnette. Ce connecteur est à impédance non définie et convient pour des tensions de 5 000 V et une fréquence de 50 MHz max.

#### Série BNC-TRX

Ces connecteurs triaxiaux à accouplement baïonnette sont destinés à relier les câbles triaxiaux, ou un câble triaxial à un appareil.



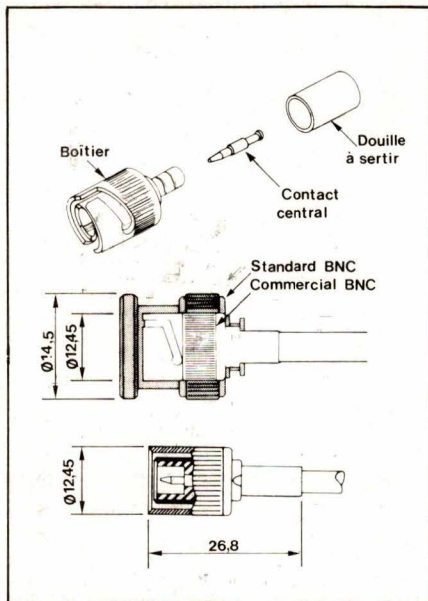


Fig. 13. — Connecteur « BNC commercial » AMP — composition — comparaison des dimensions par rapport au « BNC standard ».

Ils assurent la continuité électrique :

- du conducteur central
- de la première tresse par un contact de masse élastique
- de la deuxième tresse (isolée de la première) par un contact élastique intégré au corps du connecteur.

Ces trois éléments sont isolés entre eux par un diélectrique PTFE.

- Impédance :  $50 \Omega$  ; fréquence max. : 10 GHz
- Câbles :  $\varnothing$  ext. 6,7 à 7,3 mm.

#### Série « SHV », haute tension

Ces connecteurs à baïonnette (2 ergots, type BNC), du type haute tension, sont conformes au standard Nucléaire NIM (Nuclear Instrumentation Module). Ils sont munis de contacts centraux emprisonnés, situés très en retrait à l'intérieur de l'isolant, ce qui élimine tout danger de décharge électrique lors de la manipulation sous tension de connecteurs désaccouplés.

Domaines d'utilisation : circuits impulsions des accélérateurs linéaires, et toutes applications haute tension jusqu'à 10 kV.

## Connecteurs subminiatures

Plus petits que les BNC, ces connecteurs ont des performances électriques nettement supérieures, grâce notamment aux contacts plaqués or, qui assurent une résistance électrique minimale. Ces connec-

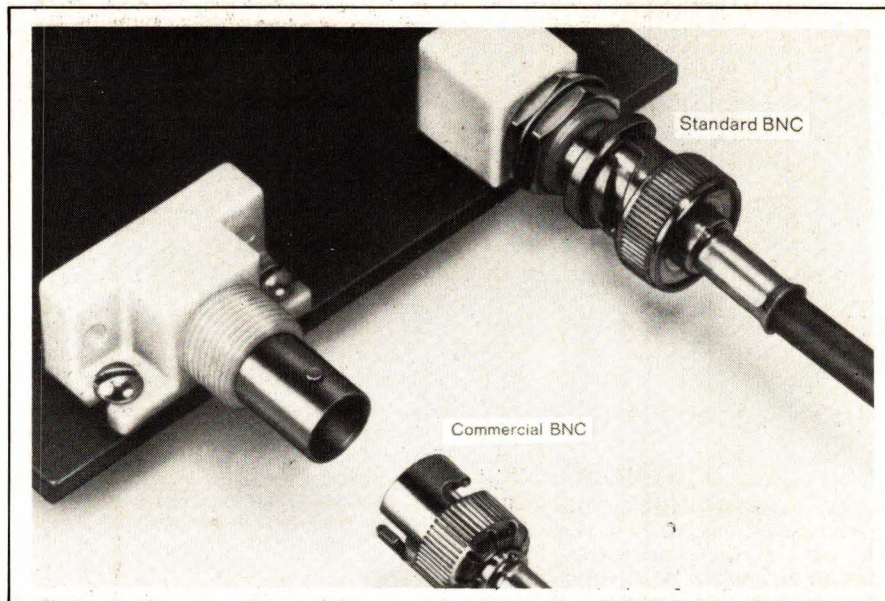


Fig. 14. — Connecteur « BNC standard » et « BNC commercial » (Doc. AMP-Deutschland).

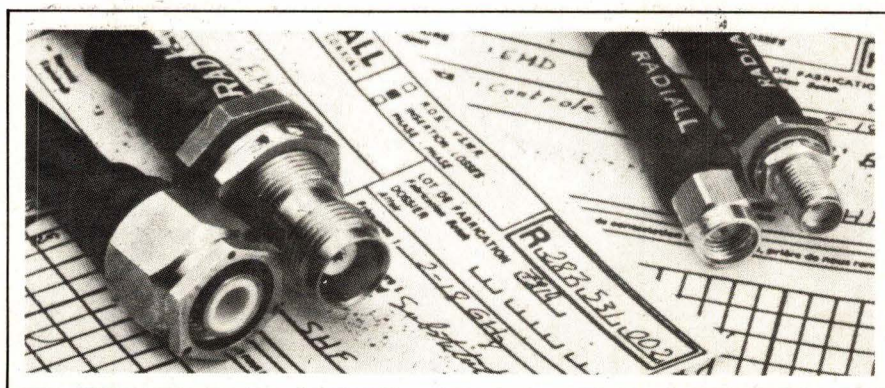


Fig. 15. — Série TNC - Cordons avec câble hyperfréquence flexible, équipés de connecteurs TNC et SMA. Ces produits sont livrés avec un relevé de mesures indiquant le R.O.S. et les pertes dans la bande de fréquences d'utilisation. (Doc. Radiall.)

teurs s'imposent dans les équipements hyperfréquences.

#### Série « SMA »

(Sub-Miniature, type A), KMR, RIM (\*) ou SRM (\*\*)

Ce sont des connecteurs 3 mm « semi-précision », à accouplement par vis, destinés aux systèmes coaxiaux fonctionnant à de très hautes fréquences, nécessitant d'excellentes performances électriques.

Ce type de connecteur, à l'origine conçu par la Bendix Scintilla Corp, fut popularisée sous la désignation OSM par Omni-Spectra Inc., et est actuellement fabriqué par de nombreux constructeurs, (fig. 16) sous les désignations SMA, SRM, KMR, RIM.

Parfaitement adaptée aux hyperfréquences, la série SMA offre une importante variété d'embases pour circuits à ruban et à microruban, de prises et de fiches pour câbles semi-

rigides et souples, des transitions lignes coaxiales-guides d'onde, des raccords et des adaptateurs. (fig. 17)

Les connecteurs mâles comportent l'écrou de verrouillage. Dans la plupart des modèles, les pièces métalliques sont dorées.

A l'origine, ce type de connecteur a été spécialement conçu pour être utilisé avec des câbles coax semi-rigides (UT141) de 3,38 mm, dont

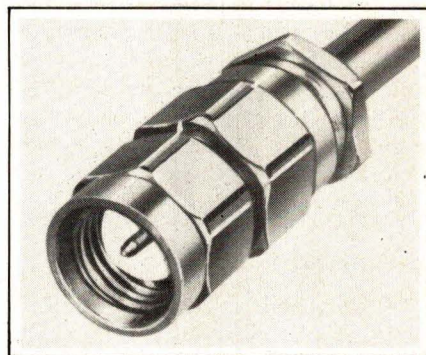


Fig. 16. — Fiche SMA (SRM) mâle pour câble semi-rigide Q, 141'' avec âme acier faisant office de contact central (Doc. Sealelectro).

(\*) Marque déposée RADIALL.  
(\*\*) Marque Sealelectro.



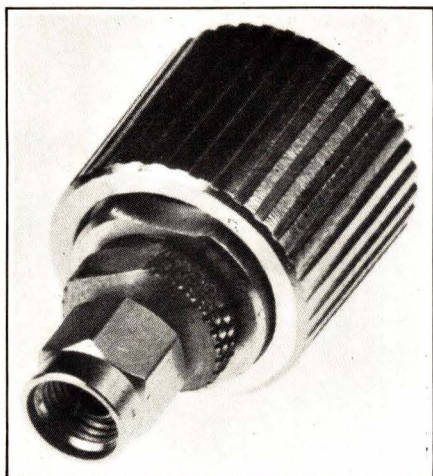


Fig. 17. — Adaptateur de très haute précision destiné aux laboratoires et aux mesures de précision sur des sous-ensembles hyperfréquences. Ils assurent la transition entre des connecteurs de type 7 mm et la série SMA (RIM 3,5) (Doc. Radiall).

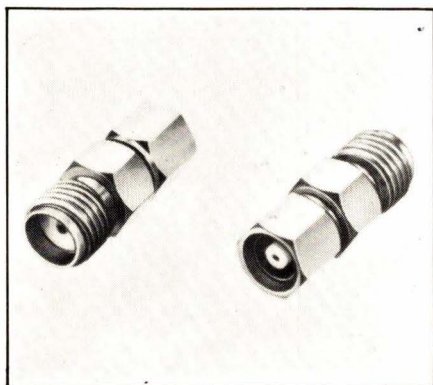


Fig. 20. — Adaptateur à visser Conhex femelle - SMA femelle (Doc. Sealectro).

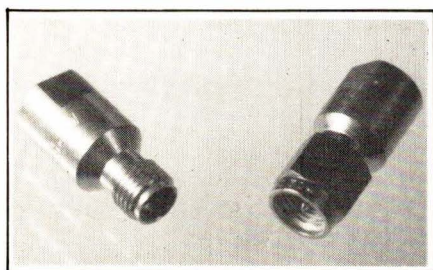


Fig. 21. — Connecteur de précision APC-3,5, compatible avec la série SMA (Doc. UMD-Amphenol).

le conducteur extérieur est un tube de cuivre sans aucun revêtement protecteur. Il existe actuellement des versions pour câble souple de 1,78 à 5,58 mm. Le conducteur central est dans ce cas utilisé comme broche centrale du connecteur.

#### Caractéristiques techniques

- Impédance : 50  $\Omega$
- Fréquence d'utilisation : 0 à 12,4 GHz (connecteurs droits pour câbles semi-rigides : de 0 à 18 GHz)
- R.O.S. : 1,05 à 1,25 entre 2 et 3 GHz ( $1,05 + 0,005 f$  pour fiche à

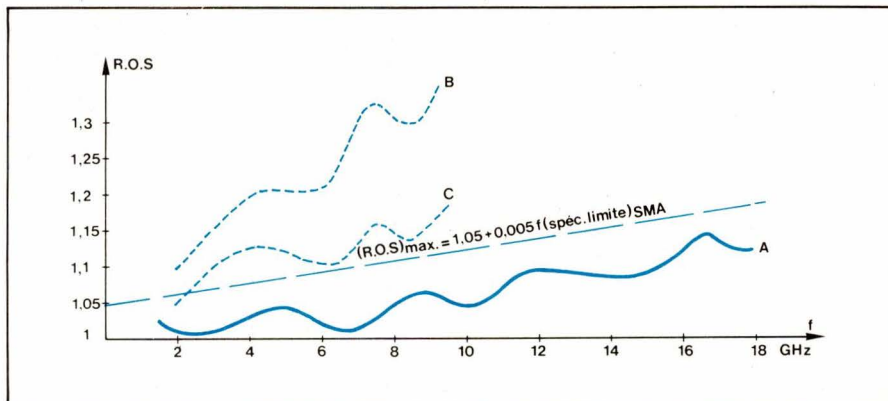


Fig. 18. — Courbes typiques de variation du R.O.S. pour différentes combinaisons de connecteurs subminiatures :

A : fiche à souder SMA + prise à souder SMA sur câble semi-rigide de  $\varnothing$  3,58 mm (la droite correspond à la spécification limite).

B : Fiche coudée SMB sur câble  $\varnothing$  2,6 mm.

C : Fiche droite SMB et prise droite SMB, câble  $\varnothing$  2,6 mm.

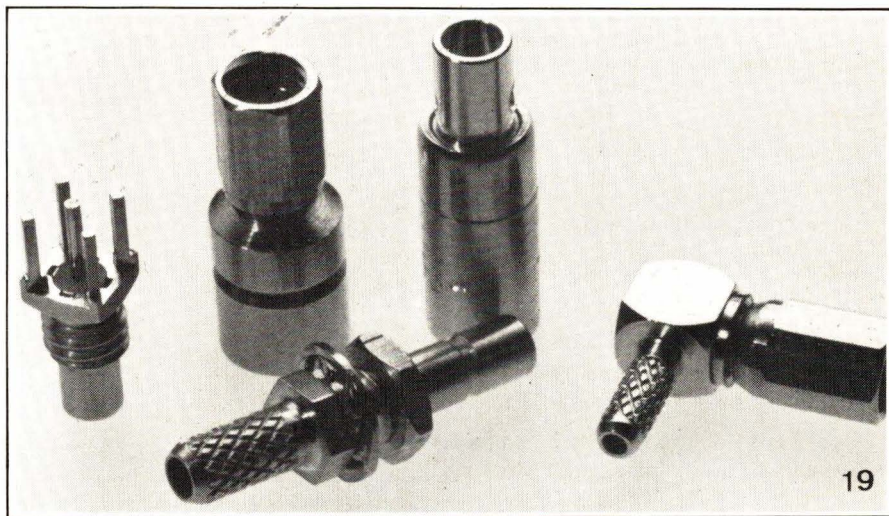


Fig. 19. — Connecteurs subminiatures, séries SMB et SMC (Doc. Radiall).

souder, accouplée avec prise à souder sur câble semi-rigide  $\varnothing$  3,58 mm) (fig. 18 courbe A)

- Affaiblissement d'insertion :  $\leq 0,15$  dB à 6 GHz ( $0,06 \sqrt{f}$ )
- Fuites HF : de 2 à 3 GHz : 95 dB min ; de 3 à 18 GHz : 85 dB min.
- Câbles :  $\varnothing$  ext. compris entre 2,2 et 5,58 mm

Domaines d'application : faisceaux hertziens, systèmes de détection et tous dispositifs fixes ou embarqués, fonctionnant dans une gamme de fréquences de 5 à 18 GHz. Convient particulièrement pour les connexions semi-permanentes ou fixes.

#### Série « SMB »

(Sub-Miniature, type B), KMC ou SUBCLIC (\*) - fig. 19

Ces connecteurs à accouplement et verrouillage par encliquetage (« snap-on ») ont été développés pour la miniaturisation des connexions dans les équipements

dont les principales exigences sont le gain de poids et la recherche de bonnes performances HF.

Ce modèle, plus petit que le SMA, est un peu moins robuste, et son utilisation sera réservée aux applications ne nécessitant pas de fréquentes manœuvres de connexion et de déconnexion, mais où une grande densité d'implantation s'impose.

Dans cette série, le genre des connecteurs est inversé par rapport à la plupart des autres séries de connecteurs. Elle comprend : des fiches femelles et des prises mâles pour câbles souples, des embases mâles à souder sur fils et pour cartes imprimées, et des raccords divers.

#### Caractéristiques techniques

- Impédance : 50  $\Omega$
- Fréquences d'utilisation : 0 à 5 GHz
- R.O.S. :  $< 1,15$  à  $1,45$  de 0 à 2 GHz

\* Subclis, Subglis et Subvis sont des marques déposées Radiall.



- Affaiblissement d'insertion :  $< 0,2$  dB à 1,5 GHz
- Câbles souples de  $\varnothing$  2 à 3,58 mm.

Il existe une **variante** de ce type de connecteur, désignée « **SUBGLIS** » ou **SMS** (« slide-on ») qui s'accouple par simple enfichage axial, et ne possède donc pas de dispositif d'encliquetage. Ce modèle est spécialement destiné aux raccordements sur racks, ou pour être monté sur des cartes de circuits imprimés qui se trouvent à l'intérieur d'équipements électroniques et pour les applications à connexions multiples, qui n'exigent pas une rétention positive, mais une connexion électrique et mécanique légère, mais néanmoins fiable.

Série « SMC », KMV  
ou SUBVIS (fig. 19)

Ce sont des connecteurs pour câbles souples et semi-rigides de  $\varnothing$  2 mm, 2,6 mm et 3,8 mm, à accouplement et verrouillage par vis (« screw locking »).

Les caractéristiques électriques et les domaines d'application sont sensiblement les mêmes que ceux mentionnés pour la série SMB, sauf en ce qui concerne : la fréquence d'utilisation, qui peut atteindre 7 à 10 GHz ; et un R.O.S. légèrement plus favorable.

L'emploi de ces connecteurs, plus petits et un peu plus fragiles que ceux de la série SMA, sera surtout intéressant à l'intérieur des équipements n'exigeant qu'un nombre très réduit de manœuvres de déconnexion.

- Sealelectro fabrique les modèles miniatures **CONHEX** et subminiatures **NANOHEX**, qui existent en trois types d'accouplement : (fig. 20)

- Par verrouillage à vis (conformes à la norme SMC).
- Par encliquetage (norme SMB).
- Par enfichage lisse (SMS).

Les modèles CONHEX sont disponibles dans des impédances 50  $\Omega$  et 75  $\Omega$

Les connecteurs subminiatures 50  $\Omega$  NANOHEX satisfont ou surpassent les exigences des normes relatives aux séries SMB et SMC :

- Gamme de fréquences : 0 à 12,4 GHz.
- R.O.S. :  $< 1,25$  à 1,30 jusqu'à 12,4 GHz ou 80 % de la fréquence maximum de coupure du câble (souple RG-196 U,  $\varnothing$  2 mm, ou semi-rigide  $\varnothing$  1,43 mm)

- Affaiblissement d'insertion : 0,25 dB max à 4 GHz.

- Fuites HF : modèles à visser :  $> -50$  dB de 2 à 3 GHz ; encliquetage et à enfichage lisse  $> -40$  dB entre 2 et 3 GHz.

#### Série « SSMA »

Radiall et Solitron/Microwave Connector Div. ont développé cette série de connecteurs à accouplement par vis, dont le corps est en acier inoxydable passivé et les contacts en cuivre au béryllium doré. Les dimensions sont encore plus petites que celles des SMA.

Ces connecteurs 50  $\Omega$  sont utilisables jusqu'à 26 GHz, la fréquence recommandée d'utilisation avec câble semi-rigide de  $\varnothing$  2,2 mm étant 18 GHz.

#### Caractéristiques

- R.O.S. :  $< 1,07 + 0,01 f$ .
- Fuites HF :  $> -[100 - f \text{ (GHz)}]$  dB.
- Affaiblissement d'insertion :  $< 0,04 \sqrt{f}$  dB, soit  $< 0,1$  dB à 6 GHz.

#### Connecteurs de précision

Les connecteurs de la série SMA ne garantissent plus un fonctionnement correct au-dessus de 18 GHz et leur utilisation devient pratiquement impossible au-dessus de 24,5 GHz, par suite des modes de propagation parasites qui s'y manifestent.

C'est ainsi que les constructeurs ont développé des connecteurs de haute précision, utilisables au-delà de 30 GHz.

Ces performances sont obtenues en substituant l'air au diélectrique solide (PTFE) et en observant des tolérances mécaniques extrêmement réduites. De cette manière, l'impédance caractéristique n'est plus déterminée que par le rapport des diamètres (D/d), et le R.O.S. dépend essentiellement de la précision de l'adaptation des dimensions du conducteur central.

Série « APC-3,5 »  
(Amphenol Precision Connector 3,5 mm) (\*)

Les connecteurs de cette série – à accouplement par vis – tant dans les versions mâles que femelles – s'adaptent sans problème aux connecteurs SMA-KMR de sexe opposé. (fig. 21)

(\*) APC3,5 et APC7 sont des marques déposées par Amphenol-Bunker Ramo Corporation.

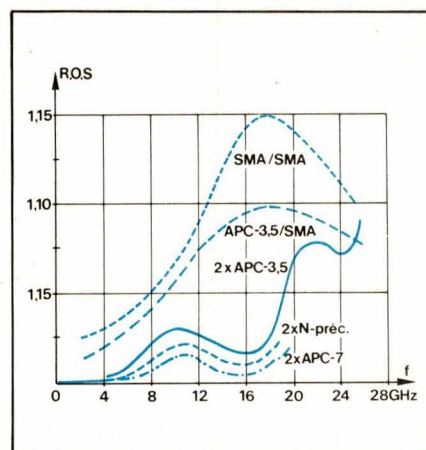


Fig. 22. - Variation du R.O.S. avec la fréquence pour quelques combinaisons « fiche-prise » de connecteurs de précision et « semi-précision ».

Grâce à leur très petit diamètre (3,5 mm), ils sont utilisables jusqu'à la fréquence limite de 34 GHz, avec un R.O.S. particulièrement réduit (1,3 à 30 GHz)

Ils sont aussi plus robustes et plus fiables que ceux de la série SMA, et les caractéristiques se maintiennent même après un grand nombre de manœuvres.

Enfin, ils sont comparativement moins coûteux.

#### Caractéristiques techniques

- Impédance : 50  $\Omega$ .
- Gamme de fréquences : 0 à 34 GHz.
- R.O.S. :  $1,01 + 0,004 f$ .
- Affaiblissement d'insertion :  $0,015 \sqrt{f}$  dB.
- Fuites HF :  $> -100$  dB à 26,5 GHz.
- Câbles : ligne rigide à air de  $\varnothing$  3,5 mm, et câble semi-rigide de  $\varnothing$  2,16 mm (0,085") et 3,58 mm (0,141")

Les connecteurs APC-3,5 conviennent particulièrement bien pour les équipements de test et d'instrumentation hyperfréquences exigeant de fréquentes manœuvres d'accouplement et de désaccouplement. Ils remplacent avantageusement les connecteurs SMA (auxquels ils s'adaptent par ailleurs sans aucune difficulté) dans les systèmes et microcircuits hyperfréquences qui doivent assurer de bonnes performances au-dessus de 18 GHz.

Les courbes de la **figure 22** montrent la variation du R.O.S. en fonction de la fréquence, pour différentes combinaisons « fiche-prise » de connecteurs de précision et « semi-précision ». (Bibl. 15 & 16). On remarquera la supériorité de la paire adaptée 2xAPC-3,5 entre 18 et 26 GHz. (Bibl. 18 et 19).



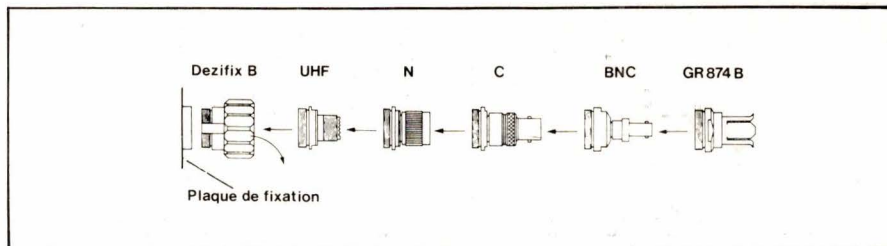


Fig. 23. — Les adaptateurs Rhode & Schwarz Dezifix B - UHF/N/C/BNC/GR 874B.

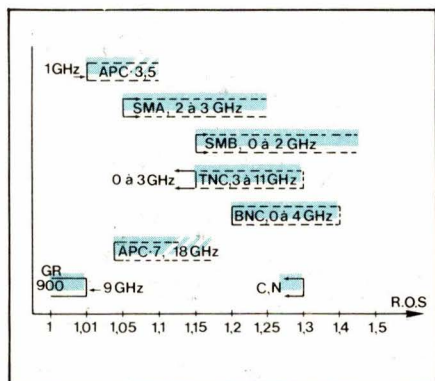


Fig. 25. — Les plages de variation du R.O.S. — selon la version — avec indication des fréquences de mesure.

### Série « APC-7 » (Amphenol Precision Connector — 7 mm)

Les connecteurs de cette série garantissent un coefficient de réflexion extrêmement faible (R.O.S. = 1,039 max. à 18 GHz).

L'accouplement hermaphrodite (\*) (sans sexe) par vis permet d'interconnecter deux connecteurs quelconques de cette série.

Les connecteurs APC-7, d'impédance caractéristique garantie  $50 \Omega \pm 0,1 \Omega$  sont essentiellement destinés aux équipements de mesure de haute précision, car leur prix est élevé. Ils répondent aux spécifications de la norme IEEE Standard 287, et acceptent des câbles dont le diamètre extérieur est de 7 mm (RG214/U et câble semi-rigide de  $\varnothing 6,35$  mm (0,250") et 8,26 mm (0,325").

### Caractéristiques techniques

- Impédance :  $50 \Omega \pm 0,1 \Omega$ .
- Gamme de fréquences : 0 à 18 GHz.
- R.O.S. : 1,039 max. à 18 GHz ( $1,003 + 0,002 f$ )
- Affaiblissement d'insertion :  $< 7 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$  (soit 0,028 dB à 16 GHz).
- Fuites HF :  $> -120$  dB.
- Résistance de contact du conducteur int. :  $< 1$  m $\Omega$  ; contact ext.  $< 0,1$  m $\Omega$ .

(\*) Selon la mythologie hellénique, le fils de Hermès et Aphrodite réunit les caractères des deux sexes.

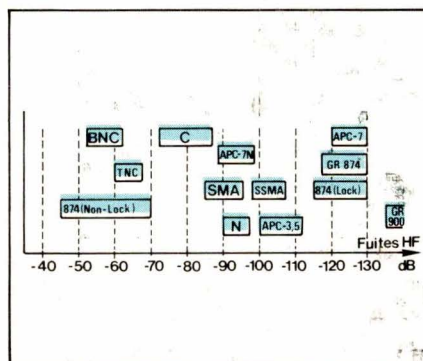


Fig. 26. — Les valeurs moyennes des fuites HF par rayonnement (variables selon la fréquence de mesure et la configuration des connecteurs de la même série).

Il existe deux variantes de la série APC-7 :

- le modèle **APC-7S** est une version sexée économique de l'APC-7 auquel il s'adapte parfaitement.
- le modèle **APC-7N** (Amphenol Precision N Connector) a les mêmes caractéristiques que l'APC-7, sauf :
  - Impédance :  $50 \Omega \pm 0,2 \Omega$ .
  - R.O.S. : 1,08 max jusqu'à 18 GHz.
  - Pertes d'insertion :  $3 \cdot 10^{-2} f$  dB.
  - Fuites HF :  $> -90$  dB à 6 GHz.

Les connecteurs APC-7N sont interchangeables avec deux de la série N.

### Connecteurs spéciaux

Les constructeurs spécialisés dans le domaine des équipements hyperfréquences très performants ont fait appel à des connecteurs de précision que l'on trouve encore aujourd'hui sur certains appareils.

Nous mentionnons plus particulièrement :

- Les modèles hermaphrodites à faible course **DEZIFIX** et **PRECIFIX** de la marque Rhode et Schwarz. Bien que cette société utilise depuis quelques années sur ses appareils de mesure des connecteurs de la série N (plus petits et plus légers) son programme de connecteurs comporte encore une gamme étendue d'adaptateurs (Bibl. 14) permettant de brancher ces éléments sur toute une série de connecteurs ré-

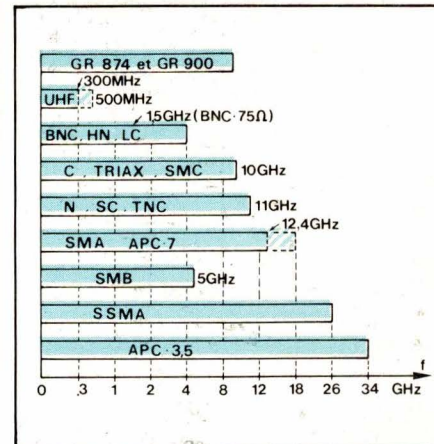


Fig. 24. — Les plages de fréquences couvertes par les séries de connecteurs les plus courantes.

pondant aux normes internationales, par exemple, Dezifix-UHF-N-C-BNC-GR 874B (fig. 23)

— Les modèles **GR874** et **GR900** de General Radio sont encore des connecteurs hermaphrodites 14 mm-50.

Le premier est un connecteur d'usage général, utilisable de 0 à 9 GHz ; il se distingue tout particulièrement par un très faible R.O.S. (inférieur à 1,04 entre 0 et 9 GHz pour la version 874-BBL).

Le modèle GR900 est un connecteur de précision utilisable pour des applications de laboratoire jusqu'à 8,5 GHz, caractérisé par un R.O.S. extrêmement faible ( $1,001 + 0,001 f$ ), une étanchéité HF remarquablement bonne (fuite  $> -130$  dB ; pour le modèle 900BT, le constructeur spécifie une valeur  $> -140$  dB entre 0 et 7 GHz), et des pertes d'insertion insignifiantes ( $< 0,003 \sqrt{f}$  dB pour une paire).

Ces connecteurs sont conformes à la norme IEEE287 de 1968 (IEEE Standard for Precision Coaxial Connectors) et à la recommandation CEI457-2.

### Les différentes variantes de connecteurs, raccords et adaptateurs

Il existe une très grande gamme de composants coaxiaux, dans chacune des séries dont il a été question ci-dessus. Signalons en particulier :

- Les fiches et prises droites et coudées.
- Les embases droites et coudées.
- Des embases à sorties microruban amovibles, spécialement développées pour les sorties coaxiales des boîtiers de micro-électronique.



TABLEAU COMPARATIF

Série	Taille	Accouplement	$f_{\max}$ recc. (GHz)	R.O.S.	$U_{\text{eff max}}$
UHF	M	à visser	0,3	—	—
BNC	m	baïonnette	4	1,3	500 V
TNC	m	à visser	11	1,3	500
N	M	à visser	11	1,3	1 000
C	M	baïonnette	11	1,3 5	1 500
SMA	sm	à visser	12 à 18	1,3	500
SMB	sm	encliquetage	3 à 4	1,15... 1,41	500
SMC	sm	à visser	10	1,15... 1,3	500
SSMA	sm	à visser	34 à 40	1,08... 1,26	250
APC-3,5	sm	à visser	26 à 34	1,085	500
APC-7	M	à visser	18	1,039	1 000
APC-N	M	à visser	18	1,08	1 000

M = taille moyenne ; m = miniature ; sm = subminiature

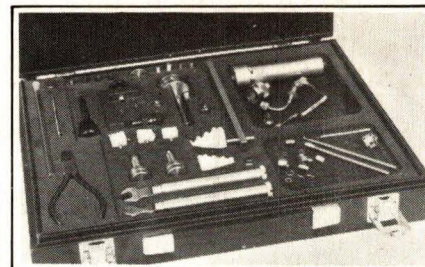


Fig. 27. — La valise d'outillage Sealectro facilite la mise en œuvre des câbles semi-rigides de  $\varnothing$  3,58 mm et 2,16 mm. Elle est spécialement destinée aux travaux de laboratoire et aux petites séries.

## Bibliographie

1. **R.N. Ghose** : « Microwave Circuit Theory and Analysis ». (Mc Graw-Hill, N.Y.-1963).

2. **J. De Neef** : « Les lignes à microruban ». (Electronique Applications n° 10 (1979) pp.85'95).

3. **H.P. Wolff** : « Leitungskenngrößen von Hochfrequenzkabeln » (Neues von Rhode & Schwarz, n° 76, janvier 1977, pp. 27-29).

4. **CH. A. Harper** : « Handbook of Wiring, Cabling and Interconnecting for Electronics ». (McGraw-Hill, N.Y. - 1972).

5. **W.G. Wright** : « Understanding the Rf Connector Spec-MIL-C-39012 A ». (Microwaves, Aug. 69, pp. 64-66).

6. **W. Turley** : « RF Connectors - Practical Design Considerations and Applications ». (Electronic Engineering, septembre 1975, pp. 51-53).

7. **M. Grossman** : « Focus on RF Connectors » (Electronic Design, n° 11, May 24, 1976, pp. 60-69).

8. **T. Ormond** : Connector Systems » (E.D.N., janvier 5, 1980, pp. 103-111).

9. **L.J. Hardeman** : « Getting more out of coaxial connectors » (Microwaves, janvier 1971, pp. 34-42).

10. **F. Jayne** : « Improved Reflectometer Test for Coaxial Connectors » (Microwaves, septembre 1965, p. 34).

11. **J. Zorzy & R.F. Muehlberger** : « RF Leakage Characteristics of

popular coaxial Cables and Connectors 500 MHz to 7,5 GHz ». (Microwave journal, novembre 1961, pp. 80-86).

12. **E. Schaefer** : « Stecker in der Elektronik - 10 ». (Elektronik-praxis n° 7 - July 1980, pp. 77-78).

13. **J.F. Gilmore** : « TE11-mode resonances in precision coaxial connectors » (The General Radio Experimenter, vol. 40, n° 8, Aug. 1966, pp. 10-13).

14. **W. Rossbach & K.-H. Schmith** : « Quels sont les éléments de connexion RF fournis par R & S ? ». (Actualités de Rhode & Schwarz, n° 88, 1980/1, pp. 20-23).

15. **X** : « Coaxial and Waveguide Catalog and Microwave Measurement Handbook ». (Hewlett-Packard, 1979-1980).

16. **Catalogues et notices techniques** : Amphenol, Radiall, Sealectro, Suhner, Omni-Spectra Inc., Bendix, Socapex, ITT-Pomona Electronics.

17. **F.W. Gundlach** : « Grundlagen der Höchsthochfrequenztechnik ». (Springer-Verlag, 1950, p. 315).

18. **S.F. Adam, G.R. Kirkpatrick, N.J. Sladek & S.T. Bruno** : « A High performance 3,5 mm Connector to 34 GHz. (Microwave journal, July 1976).

19. **G.R. Kirkpatrick, R.E. Pratt & D.R. Chambers** : « Coaxial Components and Accessories for Broadband Operation to 26,5 GHz ». (HP journal, June 1977, pp. 10-16).

- Des raccords droits et coudés, des raccords en Té.
- Des raccords coaxial-guide d'onde et coax-ligne à ruban, micro-ruban et « triplate ».
- Des atténuateurs coaxiaux adaptés.
- Des charges adaptées (1 W à 100 W), et des bouchons de court-circuit.
- Des adaptateurs entre-séries.
- Des commutateurs coaxiaux, etc.

A chaque série de connecteurs correspondent un certain nombre de types de câbles.

Pour le montage des connecteurs sur câble, il est absolument indispensable de suivre scrupuleusement les recommandations fournies par le constructeur, qui met souvent à la disposition de l'utilisateur un outillage spécial (trousse de montage), permettant : (fig. 27)

- D'obtenir une plus grande précision de fonctionnement du câble dans le connecteur, assurant ainsi un R.O.S. minimum.
- D'assurer la reproductibilité des cotes dans le cas de montage en série.
- De diminuer le temps de montage.

Les figures 24, 25 et 26 permettent la comparaison rapide des performances des différentes séries de connecteurs coaxiaux.

Le tableau synoptique reprend les caractéristiques essentielles des connecteurs les plus utilisés.

Pour terminer, signalons encore l'existence de connecteurs pour fibres optiques dont les systèmes d'accouplement et de verrouillage sont dérivés des modèles coaxiaux (BNC, TNC, SMA...) dont ils possèdent toutes les caractéristiques mécanique.

**J. DE NEEF**

Ingénieur industriel  
chargé de cours  
à l'Institut supérieur industriel  
de l'Etat, Bruxelles



# fibres optiques



## connecteurs SOCAPEX

### UNE TRÈS LARGE GAMME

#### POUR FIBRES SILICE-SILICE DOPÉE

Série 724: connecteurs monovoies à très faibles pertes  $< 0,5$  db pour fibre gradient d'indice 50/125  $\mu$  ou tous autres diamètres.

#### POUR FIBRES SILICE-SILICONE DE 200 $\mu$ ET 400 $\mu$ .

Série 722: connecteurs monovoies miniatures, boîtier KMR (SMA).

Série 723: connecteurs monovoies et multivoies (2-6-7), boîtier LJT (MIL.C.38999 Série I), verrouillage "Baïonnette".

Série 7201: connecteurs monovoies subminiature à vis.

#### CONNECTEURS SPÉCIAUX

- Connecteurs multivoies à haut degré d'étanchéité.
- Connecteurs mixtes électrique-optique.

#### COMPOSANTS PASSIFS

- Epissures - dérivateurs - atténuateurs.

#### OUTILLAGES DE MISE EN ŒUVRE



# SOCAPEX

10 bis, QUAI LÉON BLUM - BP 32 - 92151 SURESNES - CEDEX - FRANCE - TEL (1) 772.91.13

3935

# ELECTRO-CONCEPT

CONCEPTION ET FABRICATION  
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

**40 personnes  
sur  
1 000 m<sup>2</sup> couvert  
à votre service  
à 60 mn de Paris**

*Proto classique 24 heures.  
Proto métallisé 4 jours.*



**Fabrication  
industrielle  
et professionnelle  
de tout circuits  
imprimés  
simple face,  
double face,  
classique  
et à liaisons  
par trous  
métallisés.  
(Méthode Pattern  
uniquement)**

**25, route d'Orléans, 45610 CHAINGY  
Tél. : (38) 88.86.67 lignes groupées.**



L'industrie électronique est amenée à effectuer un grand nombre de reports de composants sur circuits imprimés. Ces opérations sont réalisées le plus souvent par brasage tendre (communément appelé étain-plomb) soit à la vague, soit au fer. Les brasures obtenues doivent être fiables dans le contexte de l'utilisation du produit fini : à ce niveau intervient le contrôle qui relie l'aspect du joint brasé à la qualité de celui-ci.

Il est certain que plus le matériel devra satisfaire des exigences de qualité importantes, et c'est le cas des équipements spatiaux, plus la qualité des joints brasés devra être bonne.

Cet aspect « qualité » et son impact sur le coût des matériels poussèrent l'Electronique Marcel Dassault et le C.N.E.S. à mener conjointement des travaux d'investigation sur la brasabilité des composants électroniques à connexions de cuivre étamé (en pratique : résistances et condensateurs).

# Les problèmes de soudabilité des composants haute fiabilité

## Nature des problèmes de brasabilité

Les problèmes de brasabilité sont généralement décelés simultanément par les câbleurs et les contrôleurs, les uns constatent que la « soudure monte mal », lors du report et les autres, une anomalie d'aspect du joint brasé.

On peut répartir ces problèmes en trois groupes :

- problème sur un lot de fabrication d'un fournisseur de composant
- problème sur un grand nombre de lots de fabrication d'un fournisseur
- problème sur tous les lots de fabrication de tous les fournisseurs d'un même type de composant.

Voyons pour chaque cas la manière dont sont techniquement abordés les problèmes et les retombées économiques de ces défauts.

1. Problème sur un lot de fabrication d'un fournisseur

Après examen visuel approfondi, expertise des composants par coupe micrographique, test de brasabilité en comparaison avec un lot réputé correct et un entretien avec le fabricant, on localise presque à coup sûr la dérive amenant le défaut de qualité.

Ces dérives sont dues principalement à :

- une erreur ou insuffisance de protection des sorties à braser
- des essais de nouveaux cycles d'élaboration des composants
- une surchauffe durant le moulage des enrobages
- un stockage trop long des bobines de fil étamé (ou autres fils de sortie) avant élaboration des composants
- un stockage défectueux du lot incriminé avant livraison.

L'expertise du lot par l'utilisateur et le fournisseur conduit le plus souvent à un accord sur l'analyse du processus de dégradation et le lot défectueux est remplacé.



L'incidence économique de ce type de problème peut être décomposée de la manière suivante :

- temps de déclenchement : délai 3 à 4 jours environ — temps passé : 10 heures environ
- expertise et recherche de la solution : délai 1 semaine environ — temps passé : 30 heures environ
- attente du lot de remplacement : perte de délai : 2 semaines à 1 mois.

## 2. Problème sur un grand nombre de lots de composants d'un fabricant

Dans ce cas, l'approche du problème est sensiblement différente ; en effet, l'affaire débute souvent par un glissement de la qualité dont les câbleurs habiles s'affranchissent jusqu'à ce que le temps de câblage devienne trop important et qu'il faille se rendre à l'évidence : il y a un problème de brasabilité.

A partir de ce moment, le cycle d'expertise est le même que dans le cas précédent mais la localisation du défaut est parfois plus délicate du fait du manque d'élément de référence. Toutefois, on peut généralement imputer le problème de brasabilité à :

- un mauvais choix ou affaiblissement de la qualité des métaux et protection qualitativement et quantitativement en ce qui concerne les sorties à braser,
- une dérive des conditions d'élaboration ou de stockage des composants.

Pour résoudre ce type de problème, on est amené à faire admettre et faire effectuer les essais par le fournisseur. Ces démarches sont souvent longues et la solution de remplacement survient après un délai pendant lequel les difficultés continuent, entraînant un coût élevé de la fabrication (dû aux retouches). De plus, la qualité du produit fini s'en ressent.

L'incidence économique de ce type de problème peut être décomposée comme suit :

- temps de déclenchement de l'affaire : délai 15 jours à 1 mois — temps passé : 50 heures environ
- expertise et recherche de la solution : délai 15 jours à 1 mois — temps passé : 100 heures environ
- attente du lot de remplacement : délai 1 à 2 mois — temps passé : non chiffrable.

## 3. Problème sur tous les lots de tous les fabricants d'un même type de composants

Ce problème intervient quand des contraintes supplémentaires inhabituelles sont appliquées aux composants avant leur câblage. Ainsi, dans le cadre de programmes spatiaux antérieurs, de nombreuses difficultés de brasage se sont révélées sur des composants fiabilisés provenant de divers fabricants.

L'analyse de ces difficultés a montré que la dégradation de brasabilité des connexions était due essentiellement au cycle de fiabilisation, lequel comporte une opération de burn-in consistant à exposer les composants sous tension en chaleur sèche à 125 °C pendant 168 heures.

Or, le cycle de fiabilisation étant impératif pour les composants à usage spatial, une meilleure connaissance du paramètre « brasabilité » et des exigences « qualité » s'y afférant, s'est avérée indispensable.

A ce titre, ont été envisagées les actions suivantes :

- Etude des phénomènes de dégradation de la brasabilité des connexions de composants.
- Caractérisation d'un fil de cuivre étamé à l'usage de composants spatiaux.

Ces actions dont le cheminement et les conclusions font l'objet de cet article ont été longues à mener à bien ; elle devraient entraîner des retombées techniques et économiques importantes.

On peut les décomposer (pour une société utilisatrice) de la manière suivante :

- période de déclenchement : délai : 3 mois — temps passé : temps normaux de câblages et de contrôle  $\times 2$
- étude et aboutissement : délai : 4 ans — temps passé pour l'étude : 2 ans — temps de câblage : temps normaux  $\times 2$ .

## Phénomènes de dégradation de la brasabilité

### 1. Mécanismes de dégradation

La brasabilité d'un fil de cuivre protégé d'un revêtement étain (ou étain-plomb) peut se dégrader suivant deux processus :

#### a) Processus externe

Par contamination de surface du revêtement protecteur, essentiellement :

- graisses ou souillures manuelles,
- oxydation prononcée du revêtement au contact de l'air.

#### b) Processus interne

Par diffusion totale de l'étain du revêtement dans le cuivre et formation d'un intermétallique non brasable dans le cas d'une épaisseur d'étain insuffisante. En effet, le phénomène de diffusion de l'étain dans le cuivre conduit à la formation de deux composés intermétalliques (**bilbo 1 et 2**) :

- $\text{Cu}_3\text{Sn}$ , riche en cuivre, gris foncé et non brasable,
- $\text{Cu}_6\text{Sn}_5$ , riche en étain, gris clair et brasable.

Si l'épaisseur et la continuité de la protection d'étain sont suffisantes, il y a formation des deux intermétalliques  $\text{Cu}_3\text{Sn}$  et  $\text{Cu}_6\text{Sn}_5$  (**fig. 1.a**).

Si l'épaisseur du revêtement est insuffisante sur toute la périphérie du fil ou localement sur une génératrice (cas du revêtement excentré), l'étain diffuse totalement dans le cuivre en formant partout ou localement un

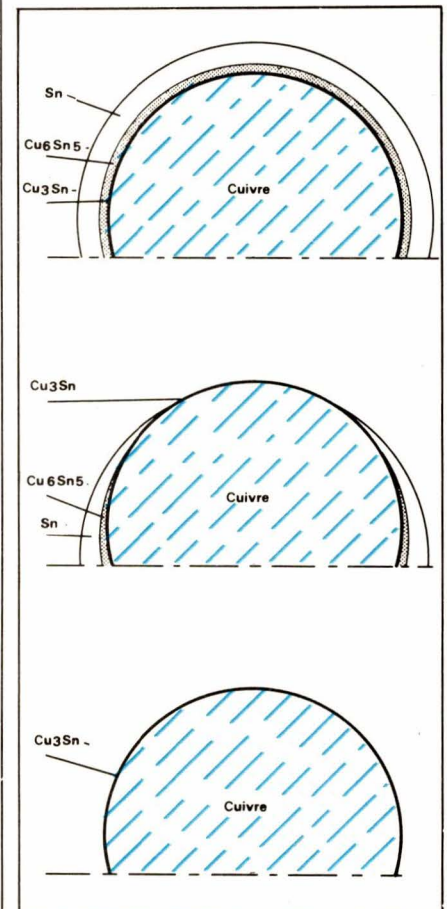


Fig. 1. — Représentation des composés intermétalliques en fonction de la qualité du revêtement ; a) protection centrée ; b) protection excentrée ; c) protection insuffisante.



seul intermétallique proche du cuivre et non brasable :  $\text{Cu}_3\text{Sn}$  (fig. 1.b. et 1.c.). Ce cas conduira à des difficultés de brasage.

## 2. Causes de dégradation

Les phénomènes de la brasabilité dus à l'oxydation en surface du revêtement protecteur d'étain et à la formation de composés intermétalliques apparaissent de façon naturelle en stockage à température ambiante. Mais, ils seront accentués quand la température augmentera comme nous le verrons au cours de cet article.

Ainsi, la brasabilité originelle du fil de cuivre étamé servant de connexions sera inévitablement éprouvée par le cycle de fabrication des composants, opérations qui font intervenir les facteurs « temps » et « température ».

### a) Cycle de fabrication du composant

Celui-ci conduit à une dégradation de la brasabilité des connexions du composant car il engendre essentiellement les contraintes suivantes :

- températures élevées à certaines étapes de fabrication,
- atmosphère hostile (vapeurs oxydantes, produits de dégazage...),
- nombreuses manipulations des connexions.

Les niveaux de ces contraintes varient en fonction du type de composant (résistances, condensateurs,...) et des modes d'élaboration propres à chaque fabricant.

### b) Fiabilisation des composants

Elle consiste notamment à faire subir aux composants une contrainte de fonctionnement en température (125 °C) pendant 168 heures. Cette opération (burn-in) s'effectue généralement dans une étuve à circulation d'air et donc tend à dégrader la brasabilité des connexions selon les deux processus énoncés précédemment.

● L'oxydation des connexions sera accélérée par cette opération, mais elle ne sera généralement pas cause de défauts sauf si la brasabilité des composants a été fortement dégradée lors de leur fabrication.

● C'est néanmoins la croissance des composants intermétalliques  $\text{Cu}/\text{Sn}$  qui contribuera le plus à une dégradation notable de la brasabilité tout particulièrement en cas de revêtement excentré ou insuffisant.

### c) Stockage des composants avant câblage

Les lots de composants issus du cycle de fiabilisation sont généralement stockés avant d'être câblés. Ce stockage de durée variable (quelques semaines à quelques années) pourra entraîner une dégradation de la brasabilité qu'il est nécessaire d'estimer. Dans ce but, on effectuera sur quelques échantillons un vieillissement accéléré afin de simuler l'évolution de leur brasabilité.

Il existe deux types de vieillissement accéléré généralement admis pour les composants électroniques :

- Exposition en chaleur sèche, 16 heures à 155 °C (biblio 3).
- Exposition à la vapeur d'eau pendant 4 heures (biblio 4).

Ces deux vieillissements, généralement présentés comme équivalents, conduisent en fait, vis-à-vis de la brasabilité, à des mécanismes de dégradation différents.

#### Cas de la chaleur sèche

L'oxydation de surface de la protection d'étain va s'accroître au contact de l'air ambiant. De plus, les composés intermétalliques vont voir leur croissance s'accroître du fait de la température.

Ce mode de vieillissement entraîne donc les deux mécanismes de dégradation de la brasabilité définis précédemment.

#### Cas de la vapeur d'eau

La dégradation externe du fil sera importante du fait du ruissellement de l'eau à la surface des connexions. Par contre, la croissance des composés intermétalliques sera pratiquement nulle du fait de l'ambiance thermique peu contraignante : environ 90 °C pendant 4 heures.

Ainsi ce mode de vieillissement n'entraîne qu'un mécanisme de dégradation de la brasabilité.

## Caractérisation d'un fil de cuivre étamé

### 1. Principes de caractérisation

Afin d'évaluer les dégradations de brasabilité causées par les diverses contraintes thermiques énoncées précédemment, nous avons entrepris différents travaux portant successivement :

- sur un fil de cuivre protégé d'un revêtement étain pur déposé au bain,
- sur des connexions de composants passifs fabriqués par diverses sociétés utilisant ce même fil.

Ces travaux ont consisté à mesurer la brasabilité du fil et des connexions après les conditionnements définis dans le tableau 1.

### 2. Mesure de brasabilité

Pour apprécier la brasabilité d'un fil ou d'une connexion de composant, nous avons utilisé la méthode méniscographique. C'est la seule qui permet de quantifier le paramètre « brasabilité » (biblio 5).

En effet, par cette méthode, on mesure l'angle de mouillage entre l'échantillon et le bain de soudure dans lequel il est immergé (biblio 6).

Nous avons fixé les conditions de mesure de la façon suivante (biblio 7) :

#### ● Bain de soudure

- composition : SnPb 6040
- température : 240 °C

#### ● Paramètre de mesure

- profondeur d'immersion = 2 mm
- durée d'immersion = 5 s
- flux utilisé = type RMA (Biblio 8)

L'angle de mouillage  $\theta$  est calculé pour les conditions définies ci-dessus au bout d'un temps  $t = 2$  s et les critères de jugement sont les suivants :

$0^\circ \leq \theta \leq 40^\circ$  bonne brasabilité

$40^\circ < \theta \leq 55^\circ$  brasabilité acceptable

Conditionnement	Au niveau du fil	Au niveau des composants
En l'état	Après fabrication du fil	
Après simulation Burn-in 168 h 125 °C	Stockage de 168 h à 125 °C	Stockage de 168 h à 125 °C
Après vieillissement en chaleur sèche	(168 h à 125 °C) + 16 h à 155 °C	(168 h à 125 °C) + 16 h à 155 °C
Après vieillissement en vapeur d'eau	(168 h à 125 °C) + 4 h vapeur d'eau	(168 h à 125 °C) + 4 h vapeur d'eau

Tableau 1



$55^\circ < \theta$  mauvaise brasabilité

### ● Nombre de mesures

20 mesures de brasabilité au méniscographe ont été effectuées à chacun des stades définis dans le tableau précédent, aussi bien au niveau du fil qu'au niveau des connexions relatives à quatre types de composants différents.

### 3. Exploitation des résultats de mesures

Tous les résultats de mesures ont été reportés sur des histogrammes représentant :

- en abscisses : la valeur de l'angle de mouillage mesuré à deux secondes (de  $5^\circ$  en  $5^\circ$ )

- en ordonnées : le nombre de mesures correspondant à chaque angle de mouillage mesuré.

Les principaux résultats sont donc représentés sur les histogrammes des figures suivantes :

**Figure 2 :** brasabilité du fil de cuivre étamé en bobine

**Figure 3 :** brasabilité des connexions des composants « type A »

**Figure 4 :** brasabilité des connexions des composants « type B »

**Figure 5 :** brasabilité des connexions des composants « type C »

**Figure 6 :** brasabilité des connexions des composants « type D ».

#### a) Brasabilité du fil

Toutes les mesures de brasabilité au niveau du fil ont donné des résultats satisfaisants quelles que soient les contraintes appliquées. L'apparente amélioration de la brasabilité du fil après contraintes thermiques n'est pas significative et doit être considérée comme liée aux incertitudes de mesure.

#### b) Brasabilité des connexions de composants

Les histogrammes permettent de conclure que la dégradation de la soudabilité originelle du fil est fonction du cycle de fabrication des composants. En effet :

- La brasabilité du fil n'a pas été dégradée par le cycle de fabrication des composants type A.

- La brasabilité du fil a été dégradée par les cycles de fabrication des composants type B, C et D. Elle de-

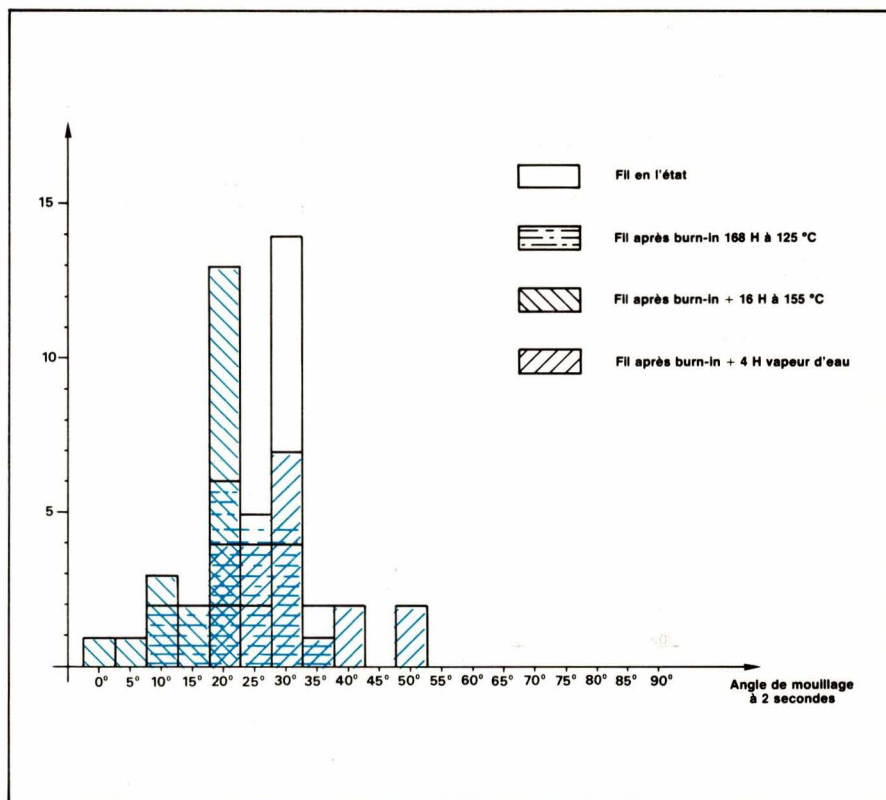


Fig. 2. — Fil de cuivre étamé diamètre 0,6 mm ; flux RMA.

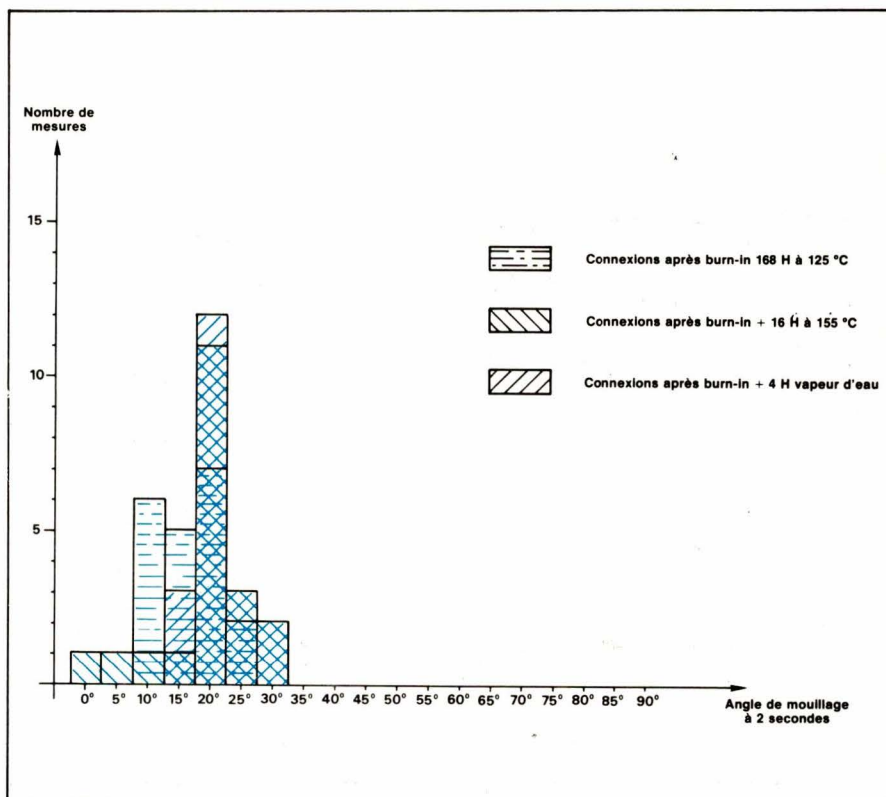


Fig. 3. — Connexions de composants type « A » ; flux RMA.

meure cependant acceptable pour les fabrications types B et C.

#### 4. Travaux complémentaires

##### a) Mesures de brasabilité du fil effectuées en utilisant un flux R (biblio 8)

La figure 7 qui regroupe ces me-

sures met en évidence les éléments suivants :

- Le fil présente une bonne brasabilité en l'état (tous les angles de mouillage étant compris entre  $0^\circ$  et  $40^\circ$ ).

- La dégradation de brasabilité du fil est pratiquement équivalente



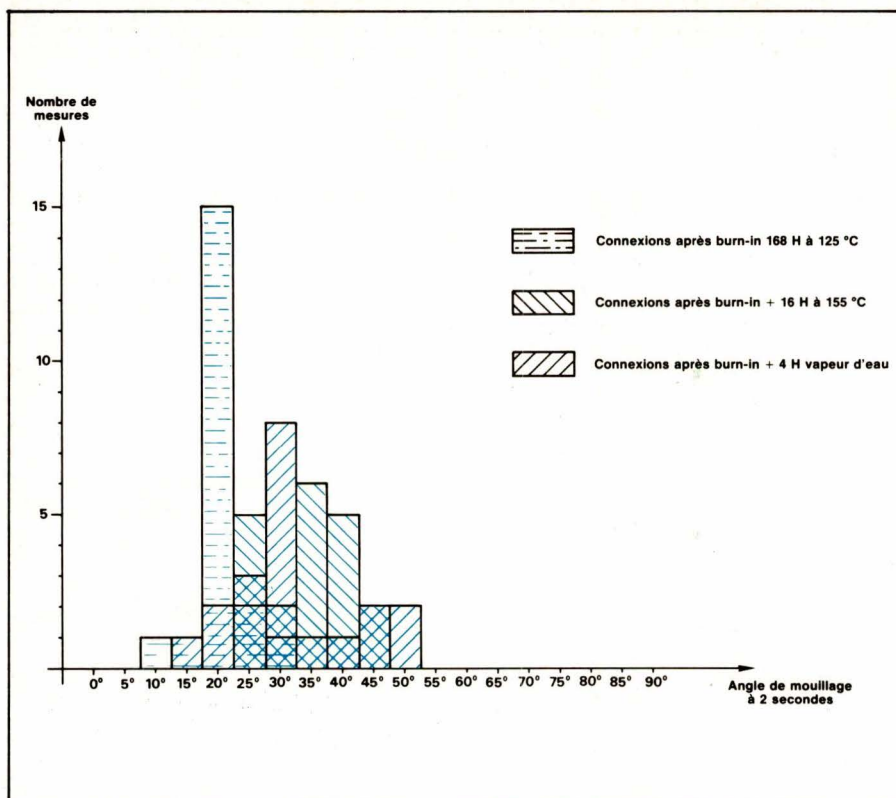


Fig. 4. — Connexions de composants type « B » ; flux RMA.

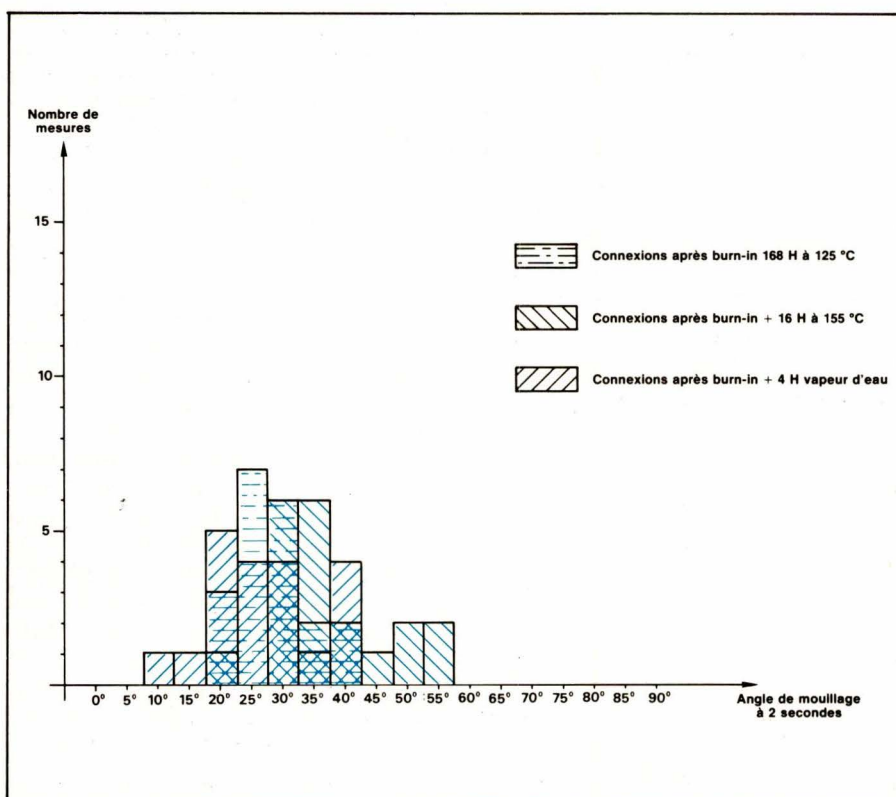


Fig. 5. — Connexions de composants type « C » ; flux RMA.

après burn-in et après burn-in + 16 h à 155 °C.

— La dégradation de brasabilité due au vieillissement du fil en vapeur d'eau est bien plus importante que pour le vieillissement en chaleur sèche.

Ce dernier point non constaté

après les mesures effectuées avec un flux RMA (fig. 2) montre que cette dégradation relève uniquement du processus externe et que seul un flux non activé peut la mettre en évidence.

#### b) Mesures de l'épaisseur du revêtement

Ces mesures ont été effectuées par une méthode de contre-électrolyse (appareil du type Coulomat). Elles ont permis d'évaluer :

d'une part, l'épaisseur minimale d'étain protégeant le fil de cuivre, d'autre part, l'épaisseur moyenne des composés intermétalliques Cu/Sn.

Les résultats ont permis de conclure sur les points suivants (voir fig. 8) :

- L'épaisseur d'étain était au minimum de 5  $\mu\text{m}$ .
- La croissance des intermétalliques est surtout importante dans la première centaine d'heures du burn-in à 125 °C.
- Le stockage en chaleur sèche à 155 °C accélère cette croissance pendant ses premières heures et conduit à la formation d'environ 2,5  $\mu\text{m}$  de composés intermétalliques.
- Le vieillissement en vapeur d'eau n'augmente pas la formation des composés intermétalliques.

## Conclusions

### Méthodes de mesure de la brasabilité

La méthode méniscographique est la seule permettant de quantifier le paramètre « brasabilité ». Elle ne met pas en jeu l'interprétation visuelle souvent difficile et source de litiges comme dans les méthodes « du bain » ou « de la goutte ».

D'autre part, la reproductibilité des mesures et la souplesse d'utilisation du méniscographe rendent cet appareil intéressant à la fois pour des travaux d'évaluation de fils et pour des contrôles systématiques de la brasabilité :

- au niveau des bobines de fil en contrôle d'entrée chez le fabricant de composants,
- au niveau des lots de composants haute fiabilité en recette chez l'utilisateur.

### Influence du cycle de fabrication

La dégradation de la brasabilité des connexions dépend du cycle de fabrication des composants. En effet, le même fil de cuivre étamé évalué au niveau des connexions de composants issus de diverses chaînes de fabrication (type A, B, C, D : figures 3, 4, 5 et 6) présente une brasabilité plus ou moins dégradée.

Ceci est dû :

- d'une part aux cycles de fabrica-



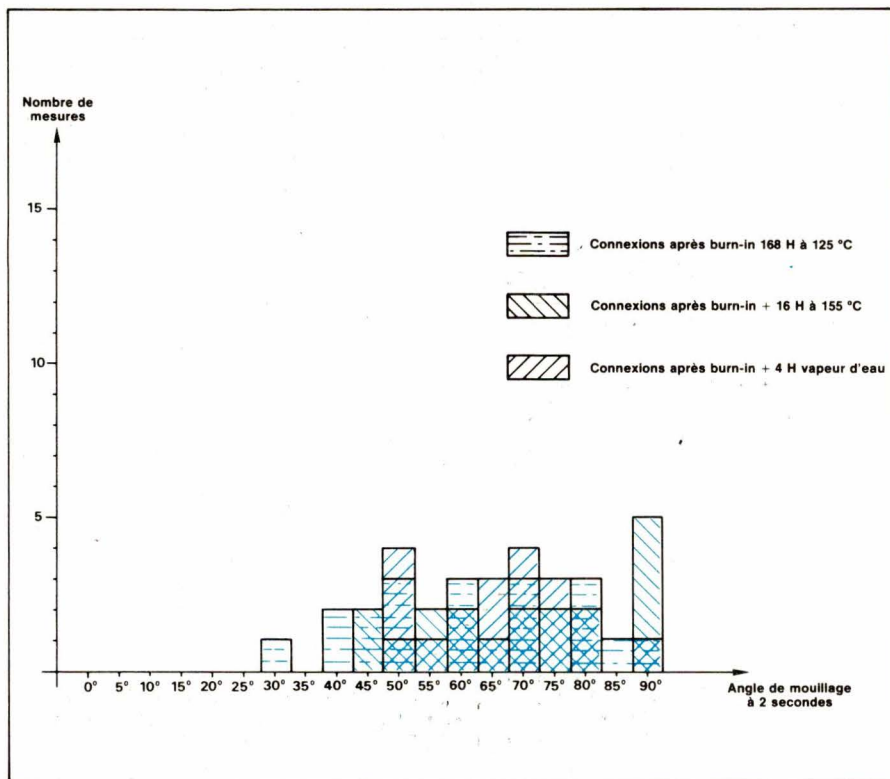


Fig. 6. — Connexions de composants type « D » ; flux RMA.

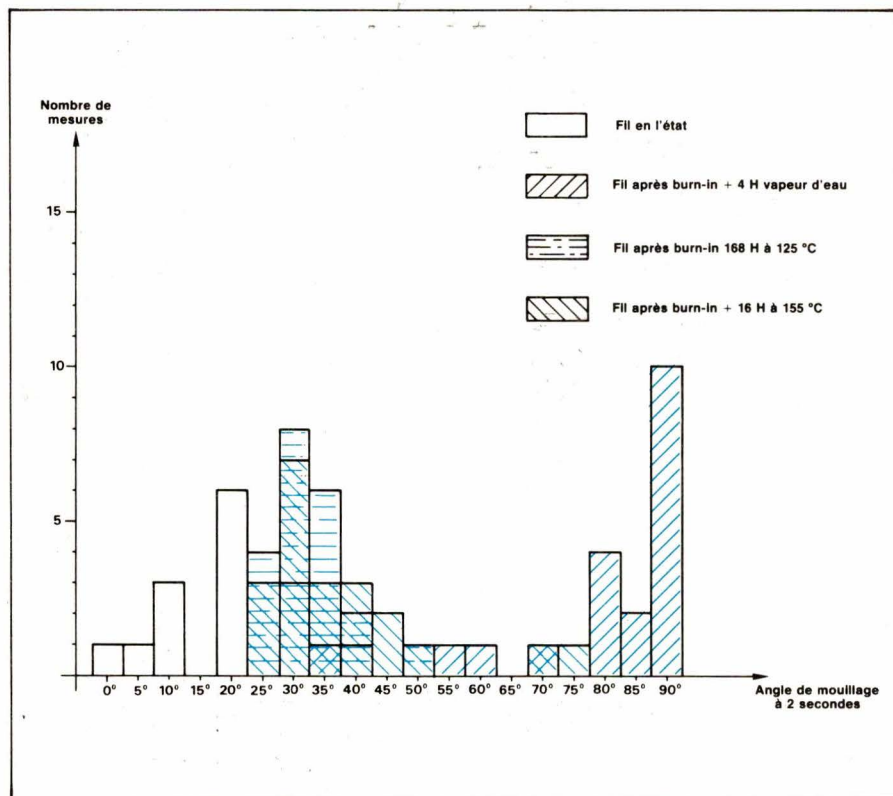


Fig. 7. — Fil de cuivre étamé diamètre 0,6 mm ; flux R.

tion qui diffèrent suivant le type de composant (par exemple : résistance/condensateur), — d'autre part aux cycles de fabrication qui sont plus ou moins optimisés pour un même type de composant. Il convient dans ce cas de sensibiliser le fabricant sur ce paramètre afin qu'il affine chaque étape du cycle d'élaboration des composants dans un souci d'amélioration

de la brasabilité : (contrôle des atmosphères oxydantes ou polluantes, optimisation des passages en température, ...).

#### Vieillessement accéléré

Les diverses mesures de brasabilité effectuées parallèlement sur des échantillons issus des deux types de vieillissement accéléré (chaleur sèche

et vapeur d'eau) nous ont montré que ceux-ci entraînaient des mécanismes de dégradation de brasabilité différents.

#### Cas de la chaleur sèche

Ce vieillissement entraîne les deux mécanismes de dégradation de la brasabilité, c'est-à-dire : oxydation de surface du revêtement protecteur et croissance des composés intermétalliques.

#### Cas de la vapeur d'eau

Ce vieillissement n'entraîne qu'une dégradation de surface de la protection d'étain par un processus qui n'est pas uniquement dû à l'oxydation vue la présence de vapeur d'eau.

Ainsi, le vieillissement en chaleur sèche 16 H à 155 °C apparaît le plus représentatif d'un stockage longue durée des composants et nous préconisons donc son emploi.

#### Épaisseur minimale du revêtement protecteur d'un fil de cuivre

Les mesures de brasabilité et d'épaisseur de revêtement d'étain que nous avons effectuées après diverses contraintes thermiques (cycle de fabrication des composants, fiabilisation, vieillissement accéléré) ont montré qu'il est très important d'avoir une épaisseur minimale d'étain sur le fil pour conserver une brasabilité acceptable des connexions.

En effet, nous avons mesuré que les diverses contraintes thermiques (sans cycle de fabrication des composants) subies par le fil entraînaient la formation d'au moins 2,5 µm de composés intermétalliques. Il est important que l'étain protégeant le fil de cuivre initial ne se transforme pas entièrement en composés intermétalliques Sn/Cu

— sur toute la périphérie du fil (cas d'une épaisseur de protection insuffisante : fig. 1.c.),

— sur une génératrice du fil (cas d'une protection gravement excentrée : fig. 1.b.).

C'est pour cette raison qu'il est essentiel d'avoir une épaisseur minimale d'étain garantie à au moins 2,5 µm au niveau du fil de cuivre étamé avant son utilisation pour la fabrication des composants.

Marc Billot, Serge Clément  
Centre national  
d'Études spatiales  
MM. Dhaussy, Fouquet  
Electronique Marcel Dassault



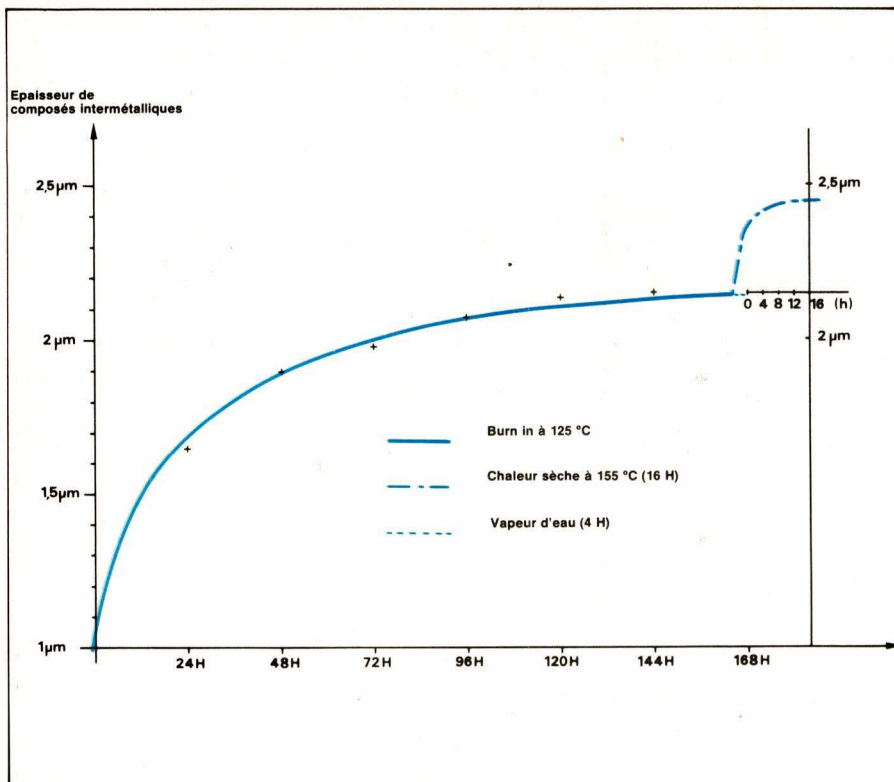


Fig. 8. — Croissance des composés intermétalliques sur le fil de cuivre étamé.

## Bibliographie

1. « A preliminary report on growth of compound layers on various metal bases plated with tin and

its alloys », by D.A. Unsworth and C.A. Mackay (Tin Research Institute, Greenford, Middlesex).

2. « Effects of intermetallics on the

reliability of tin coated Cu, Ag and Ni parts » by Dennis Olsen, Richard Wright and Howard Berg (Motorola Semiconductor, Phoenix, Arizona).

3. NFC 20-602 : Essais généraux climatiques et mécaniques, chaleur sèche.

4. NFC 90-540 : conducteurs étamés pour composants destinés à être rapportés par brasage tendre.

5. NFC 90-550 : alliages et flux utilisés pour l'exécution de brasages tendres.

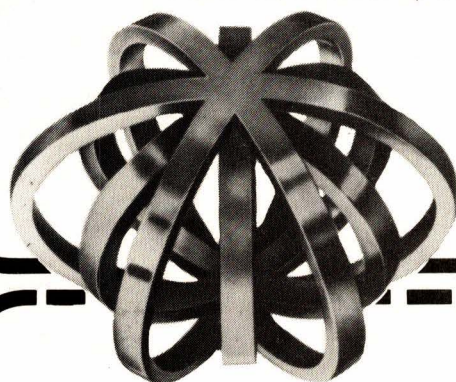
6. Document G3S : Session de formation à la mesure de la soudabilité et des opérations connexes.

7. Instruction CNES/QFT/IN.0606 : mesure de la soudabilité par la méthode du méniscographe.

8. Spécification FEDERAL QQ-S-571 E : Solder, tin alloy, tin-lead alloy, and lead alloy.

# nouveau composant = nouveaux marchés

En 1980, le salon des composants électroniques de Paris a rassemblé 1515 exposants de 31 pays des 5 continents et 87 243 visiteurs professionnels représentant les principaux secteurs de l'industrie : télécommunications, automatisation, informatique, aéronautique, automobile...



salon international des  
**composants électroniques 81**

composants - mesure - équipements.

**PARIS 6-11 avril**

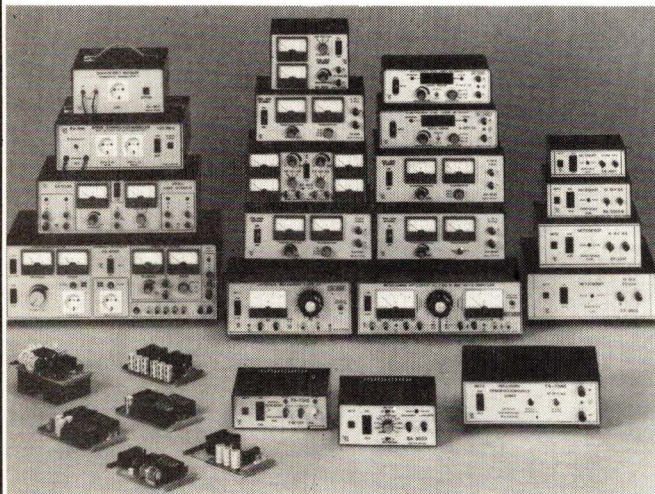
Informations complémentaires et carte d'invitation gratuite  
sur simple demande : S.D.S.A. 20, rue Hamelin, F 75116 Paris  
☎ 505 13 17 ☎ 630 400 F

Nom \_\_\_\_\_  
Fonction \_\_\_\_\_ Société \_\_\_\_\_  
Adresse \_\_\_\_\_

Du 7 au 10 avril, Colloque International sur les nouvelles orientations des circuits intégrés.



# 60 MODELES D'ALIMENTATIONS



**Depuis l'alimentation pour amateur...  
... jusqu'aux besoins les plus sérieux  
des laboratoires**

## UN APERÇU DE LA GAMME

Ondulation 0,3 mV, résolution 10 mV protections électroniques absolues c.c., surintensité

EA 3020 S	0-15 V	20 A	TTC 2 713 F
EA 3013 S	0-30 V	5 A	TTC 1 887 F
EA 3032 S	0-150 V	2 A	TTC 3 391 F
EA 3023 S	2 x 0-30 V	2,5 A	TTC 2 723 F

Alimentation spéciale microprocesseur EA 3045, alimentation universelle AC/DC avec variac

— Gamme économique

EA 3004	3-18 V	2-3,5 A	TTC 589 F
EA 3004 4/7	3-18 V	4-7 A	TTC 743 F
EA 3009	0-20 V	5-8 A	TTC 924 F

Protections électroniques cc- surintensité et température

EA 3016	0-20 V	10-16 A	TTC 1 355 F
EA 3033	0-20 V	20-30 A	TTC 2 200 F

Ondulateur : 12 V-220 V, 400 ET 1000 W, sinusoïdale faible distorsion

BK 2845



## ● MULTIMETRE DIGITAL à gammes automatiques "LCD" à microprocesseur 0,1 % précision

Mesure  
les tensions continues et alternati-  
ves de 1 mV à 1000 V en 4 gammes  
à sélection automatique :  
les courants continus et alternatifs  
de 1  $\mu$ A à 2 A en 4 gammes à sé-  
lection automatique :  
les résistances de 1  $\Omega$  à 20 M $\Omega$  en 5  
gammes à sélection automatique :  
Affichage cristaux  
liquides.

**1611  
F TTC**

BK 830



## ● CAPACIMETRE A GAMME AUTOMATIQUE "LCD" - 0,1 pF à 200 mF

Résolution 0,1 pF  
Affichage à cristaux liquides.  
Alimentation 4 piles de 1,5 V

**1882  
F TTC**

## ● FRÉQUENCEMÈTRE

520 MHz



BK 1850

- Lecture de 5 Hz à 520 MHz.
- Stabilité 1 ppm de 0 à 50 °C.
- Périodimètre de 5 Hz à 1 MHz.
- Sensibilité 50 mV à 520 MHz.
- TCXO.

**4527  
F TTC**

## ● MULTIMÈTRE

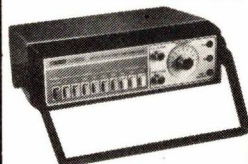


BK 2815

- Cristaux liquides.
- Résolution 0,01  $\Omega$ /100  $\mu$ 100 nA.
- Protège contre les champs HF.
- 0,1 % de précision CC.

**1528  
F TTC**

## ● GENERATEUR de FONCTION à faible distorsion



BK 3010

- 0,1 Hz à 1 MHz en 6 gammes.
- Amplitude variable et sortie carrée TTL.
- Tension de découplage.
- Entrée V.C.O. de wobulation.

**1705  
F TTC**

## ● CAPACIMETRE DIGITAL



BK 820

- De 0,1 pF à 1 Farad.
- Précision 0,5 %.
- Résolution 0,1 pF.
- Piloté quartz.
- 10 000 points

**1234  
F TTC**

## CONTROLE AUTOMATIQUE EN CIRCUIT DES SEMI-CONDUCTEURS

Sans dessolder, contrôler tous les  
transistors, thyristors, fet-diodes, en  
9 secondes, même dans un circuit  
shunté par 10 ohms.

**IDEAL POUR LE DEPANNAGE  
LA PRODUCTION  
EN SERIE**



● BK 520

**2093  
F TTC**

## ● GÉNÉRATEUR DE FONCTION 2 MHZ



BK 3020

- 0,02 Hz/2 MHz.
- Vobulateur interne log. et linéaire.
- Générateur d'impulsions (symétrie variable).
- Rafales (burst).

**3175  
F TTC**

## ● CONTRÔLEUR en CIRCUIT



BK 510

Contrôle bons, mauvais transistors,  
thyristors. FET en circuit même lors-  
que le semi-conducteur est shunté  
par 10 ohms.

**1125  
F TTC**

**BLANC-MECA** Electronique  
Zone Industrielle 36300 LE BLANC. Tél. (54) 37.09.80  
distributeur dans toute la France



Observer l'intérieur d'objets totalement opaques à la lumière et aux électrons, sans les altérer et avec une résolution de l'ordre ou meilleure que le micron, telle est la gageure du microscope acoustique. Cet appareil, opérationnel depuis 1976 dans nos laboratoires en tant que prototype, a déjà subi beaucoup de transformations afin d'augmenter ses possibilités, c'est-à-dire sa résolution qui dépasse actuellement celle des meilleurs appareils d'optique et sa profondeur de pénétration de son faisceau acoustique de manière à obtenir des images de structures

# Multiplieur de fréquence

améliorant la précision  
d'un microscope optique.

de plus en plus éloignées de la surface. Il va de soi qu'un tel déploiement de performances ne va pas sans une technologie de pointe tant pour ce qui est de la précision de la partie purement acoustique que mécanique et électronique. Une rapide description de l'appareillage utilisé nous permettra de mieux poser le problème que nous allons développer en renvoyant le lecteur intéressé vers d'autres références parues dans la littérature spécialisée (1 à 6).

La partie essentielle du microscope acoustique (fig. 1), est constituée d'un générateur ultra-sonore qui vibre entre 300 MHz et 3 GHz. Un saphir synthétique de 6 mm de diamètre propage l'onde vers une lentille acoustique constituée d'une cavité sphérique d'une fraction de mm creusée avec une extrême précision. Les ondes acoustiques sont concentrées au foyer de cette lentille, qui baigne dans un liquide (généralement l'eau) assurant la propagation des ultrasons vers l'objet à examiner.

Cet objet est placé dans le plan focal de la lentille et est exploré par les ultrasons ligne par ligne grâce à un système de balayage mécanique horizontal X et vertical Y. L'information de transparence ou de référence acoustique de l'objet est captée par un système lentille-transducteur identique au précédent conformément à la figure 1 puis affichée, après traitement, sur un écran cathodique de visualisation dont les balayages auront été au préalable syn-

chronisés avec ceux mécaniques. Ceci pose le problème de la mesure en temps réel de microdéplacements avec une résolution inférieure au micron.

Le mouvement Y désiré est un déplacement linéaire ce qui est réalisé par un motoréducteur entraînant le chariot porte objet à l'aide d'une vis micrométrique. La mesure du déplacement utilise un codeur optique incrémental fonctionnant en générateur d'impulsion. La résolution du codeur optique que nous avons utilisé ( $1\text{ }\mu\text{m}$ ) étant plus mauvaise que celle du microscope acoustique ( $0,1\text{ }\mu\text{ à }0,8\text{ }\mu$ ), nous avons cherché à augmenter artificiellement la précision du capteur en multipliant la fréquence des impulsions par un facteur n.

La solution de ce problème, évidemment moins aisé que celui de la division de fréquence peut trouver de nombreuses applications en électronique : génération de trains d'impulsions ; synthèse de signaux harmoniques (par



utilisation de filtres sélectifs ; amélioration de la finesse d'un marquage à partir de tops, en métrologie...

## Principe du multiplieur de fréquence

Nous allons dans un premier temps voir de quelle manière on peut réaliser un multiplieur de fréquence en technique analogique ; puis nous verrons que son principe peut être extrapolé à la réalisation en technique numérique.

### 1. Multiplieur de fréquence en technique analogique

Le problème est de générer un signal impulsionnel à fréquence  $n$  fois plus grande que la fréquence du signal impulsionnel d'entrée.

Les figures 2 et 3 explicitent le principe du dispositif qui est constitué de deux générateurs de rampe de pentes respectives  $a$  et  $n.a$ .

Ces générateurs peuvent être réalisés par un amplificateur opérationnel monté en intégrateur, attaqué par une tension continue qui déterminera la pente de la rampe.

La sortie du premier générateur est mémorisée par un échantillonneur bloqueur par chaque impulsion du signal (1) d'entrée ; l'intégrateur étant remis à zéro immédiatement après l'échantillonnage. On conçoit que la tension (3) de sortie de l'intégrateur est proportionnelle à la période instantanée du signal d'entrée.

Le signal (4) de sortie du deuxième intégrateur, de pente  $n.a$ , est comparé à la tension (3) mémorisée ; si la sortie du comparateur remet à zéro le deuxième intégrateur chaque fois que sa tension de sortie atteindra la valeur de la tension (3), on conçoit que cette opération se produira  $n$  fois pendant la période du signal d'entrée qui suit l'instant d'échantillonnage.

En sortie (5) du comparateur, on obtiendra donc un signal impulsionnel de fréquence multiplié par  $n$ .

Cette multiplication sera rigoureuse, si la période instantanée est constante.

Cependant le principe peut être appliqué lorsque la période instantanée est lentement variable ou subit des fluctuations de faible amplitude. L'erreur  $\Delta n$  sur la valeur du coefficient multiplicatif  $n$  est égale à :

$$\Delta n = \text{ent} \left( n \frac{\Delta T}{T} \right) \pm \text{sig} \left( \frac{\Delta T}{T} \right)$$

$\Delta T/T$  étant la variation relative de période entre deux impulsions d'entrée.

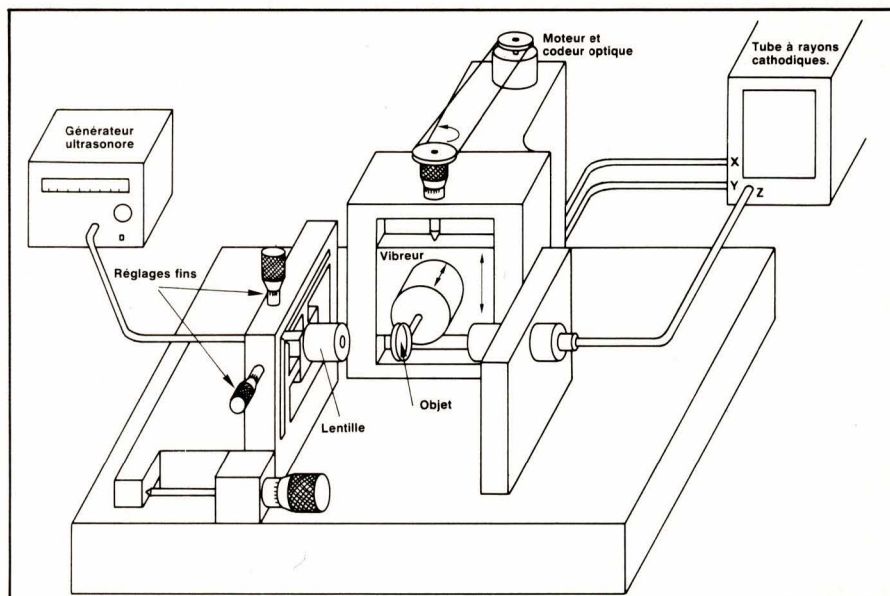


Fig. 1. - Principe du microscope acoustique.

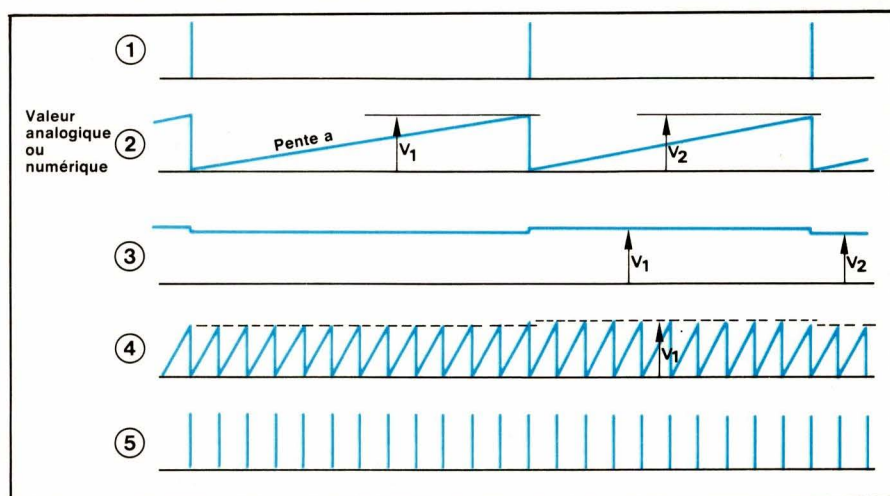


Fig. 2. - Chronogramme du multiplieur de fréquence.

### 2. Multiplieur de fréquence en technique numérique

Le principe du multiplieur en technique numérique (fig. 4), se déduit du principe décrit ci-dessus en remplaçant les deux générateurs de rampe par deux compteurs attaqués par une horloge, le premier compteur étant précédé d'un diviseur de fréquence par  $n$ .

L'échantillonneur bloqueur est remplacé par une mémoire et le comparateur analogique par un comparateur logique.

Les tensions analogiques (2, 3, 4) sont remplacées par des valeurs numériques binaires parallèles.

En ce qui concerne le choix de la fréquence d'horloge un compromis doit être adopté. La précision sur la multiplication est donnée par le rapport de fréquence maximum  $f_{\max}$  d'entrée et la fréquence d'horloge  $f_0$  ; cependant le choix d'une fréquence trop élevée implique une augmentation du nombre de bits des valeurs numériques, donc une complication du câblage. La capa-

cité numérique à adopter est donnée par la relation :

$$N = \log_2 \frac{f_0}{f_{\min}}$$

$N$  : nombre de bits,  
 $f_{\min}$  : fréquence mini d'entrée.

### Réalisation

Nous avons réalisé un multiplieur huit bits utilisant la logique TTL. Les circuits utilisés sont les suivants :

- 2 x SFC 493 pour les compteurs ;
- 2 x SFC 475 pour la mémoire ;
- 2 x SFC 485 pour les comparateurs.

L'horloge ajustable entre 20 kHz et 50 kHz est réalisée à l'aide de trois portes nand SFC 400 E, le diviseur par  $n$  utilise un compteur SFC 490 E ;  $n$  pouvant être commuté de 1 à 10 par commutation sur les entrées de ce circuit et sur les rebouclages des sorties sur les remises à zéro.

Dans le but de bloquer les impulsions de sortie, lors de l'arrêt du mou-



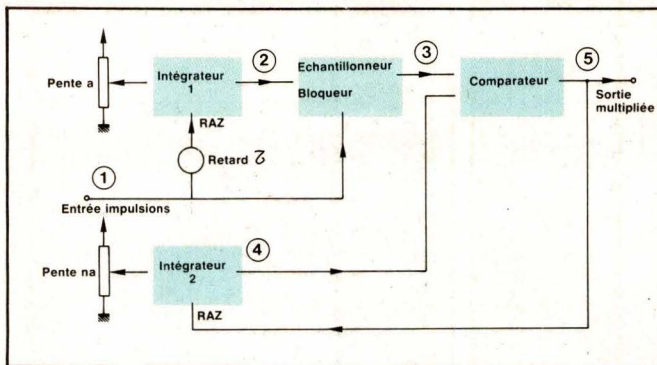


Fig. 3. - Bloc-diagramme du multiplieur de fréquence en technique analogique.

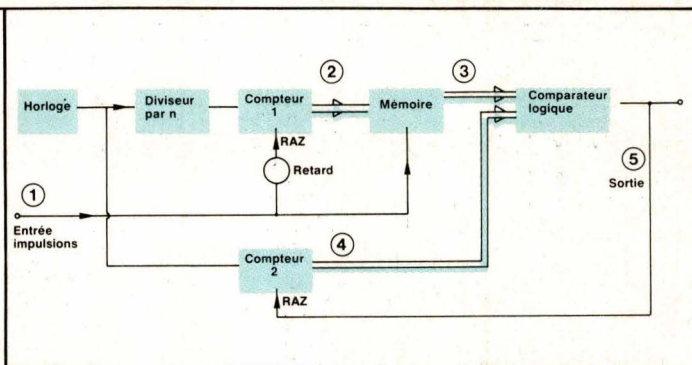


Fig. 4. - Bloc-diagramme du multiplieur de fréquence en technique numérique.

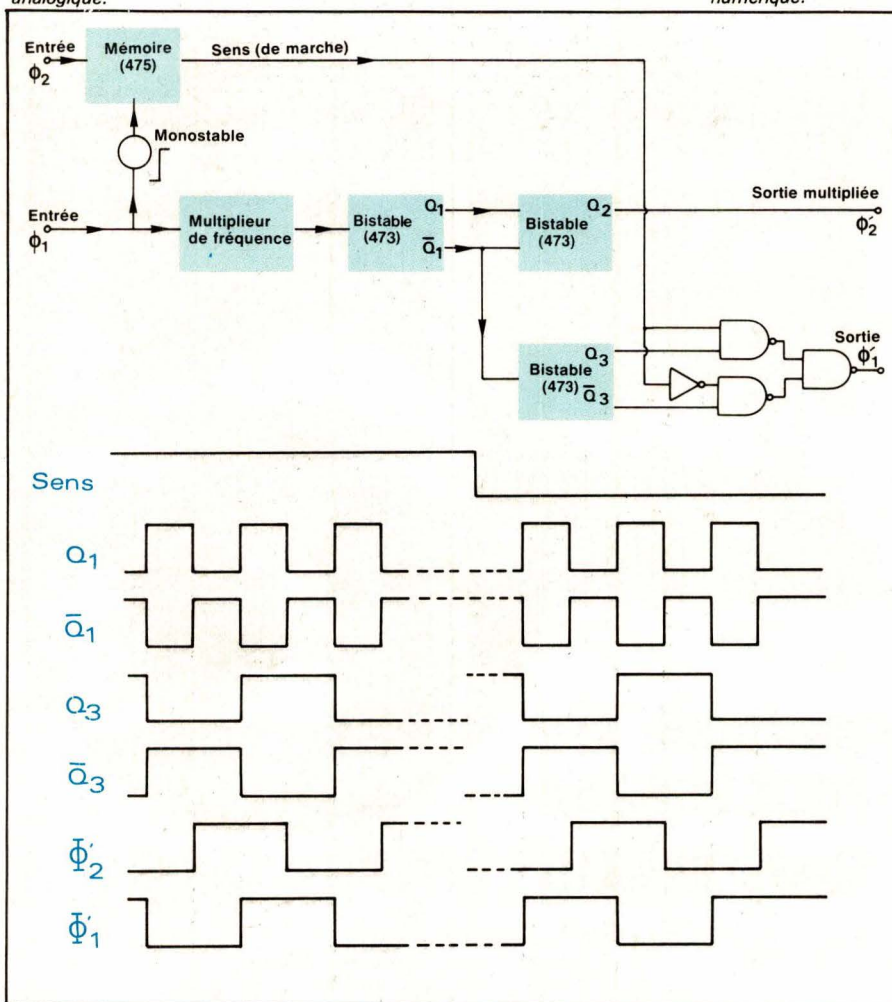


Fig. 5. - Régénération du déphasage des signaux en fonction du sens de la marche.  
a) Bloc diagramme.  
b) Chronogramme.

vement, nous avons ajouté une bascule RS commandant une porte de sortie déclenchée à 0 par le dépassement de capacité du compteur et redéclenchée à 1 par le front du signal délivré par le codeur optique.

Le codeur optique utilisé délivre sur deux voies  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  des signaux déphasés entre eux de  $\pm \pi/2$ ; le sens du déphasage dépend du sens de marche. Afin de régénérer en sortie, deux signaux avec le déphasage voulu, nous avons réalisé le circuit de la figure 5 a.

Le chronogramme de la figure 5 b explicite le fonctionnement de ce système.

## Conclusion

Nous avons réalisé un multiplieur de fréquence destiné à la mesure du déplacement lent Y d'un microscope acoustique; ce qui a permis d'obtenir une définition de  $0,1 \mu$  sur le balayage. Le principe de ce système peut être étendu à de nombreuses applications en électronique logique ou analogique.

## Bibliographie

1. J. Attal, M. Rouzeyre : « Rapport de contrat DGRST, n° 76-71466. Microscope acoustique à balayage (GBM). »
2. J. Attal, G. Cambon, M. Rouzeyre : « Rapport de contrat DGRST, n° 78-72158, thème circuit intégré. Application du microscope acoustique aux tests non destructifs des circuits intégrés. »
3. J. Attal, G. Cambon : « Signal processing in the reflective acoustic microscope. Elect. Letters 14, 472, 1978. »
4. J. Attal, G. Cambon : « Non destructive testing of electronic devices by acoustic microscopy. Congrès « Essderc 78 », Revue de Physique Appliquée, 13, 815, 1978. »
5. J. Attal, G. Cambon : « Improvement in the resolution of the reflective scanning acoustic microscope : Application to the non destructive evaluation in microelectronics. Ultrasonics, Symposium proceeding IEEE 78 CH 1344-154, p. 212, 1978. »
6. J. Attal : « The acoustic microscope : A tool for non destructive testing. Congrès Otan, Rome, September 1978 : Non destructive evaluation of semiconductor Materials and devices, chap. 12, p. 631-676, 1979, edited by Jay N. Zemel.

J.-M. Dandonneau  
Ingénieur

J. Attal  
Maître-Assistant

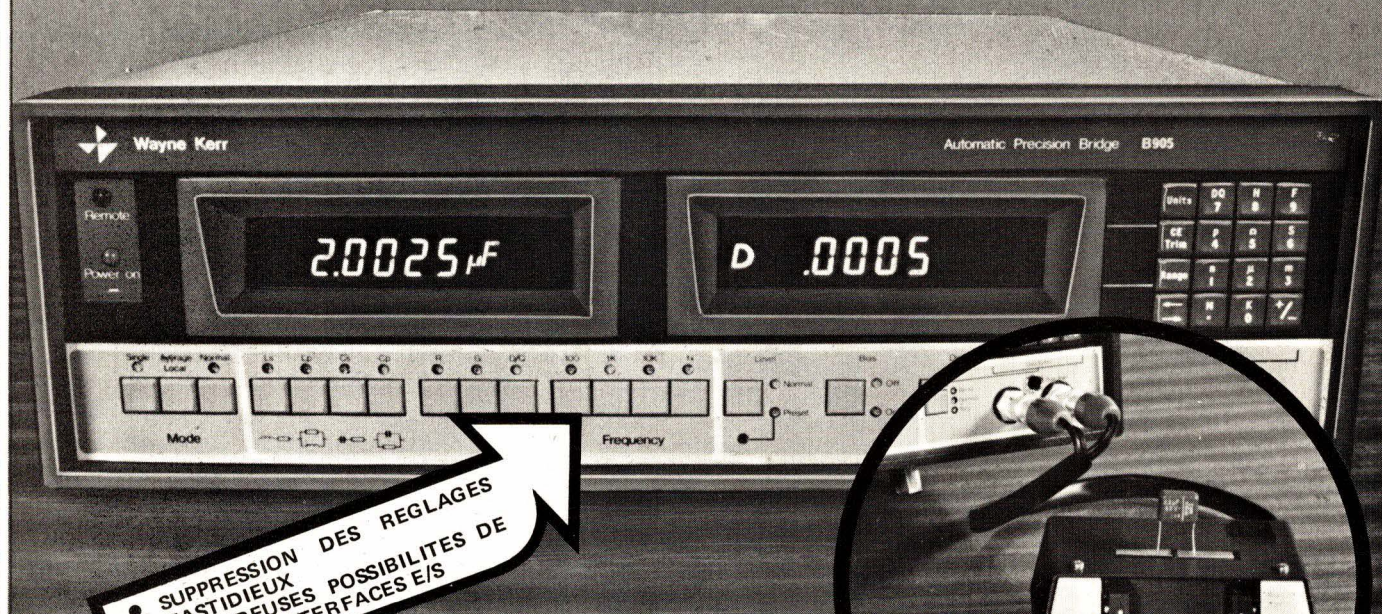
G. Cambon  
Maître de conférence

J. Ortega  
Technicien

Groupe de microscopie  
acoustique  
Centre d'Etudes d'Electronique  
des Solides (associé au CNRS)  
et Université des Sciences et  
Techniques du Languedoc



# Il fonctionne comme un ordinateur et il est évolutif !...



• SUPPRESSION DES REGLAGES  
FASTIDIEUX  
• NOMBREUSES POSSIBILITES DE  
TRI ET D'INTERFACES E/S



## PONT AUTOMATIQUE RLC A MICROPROCESSEUR Wayne Kerr B 905

Avec le B905 vous découvrirez le plaisir de mesurer sans faire de réglages... rien qu'en appuyant sur des touches, comme pour un ordinateur...

Avec le B905 vous ne serez pas limité aux mesures de laboratoire. Grâce à ses options enfichables vous pourrez l'incorporer dans des automatismes, le raccorder à des calculateurs, à des imprimantes, à des systèmes numériques, etc... Vous pourrez même faire du tri automatique !.

Voici un aperçu de ses principales caractéristiques :

- Options enfichables : interface IEEE, sorties analogiques, entrée/sortie RS 232C, sortie RS 232C, tri automatique à 12 sélections avec programme protégé.
- Niveau alternatif variable.
- 4 fréquences : 100 Hz/1 kHz/10 kHz/plus une de votre choix.

- Précision :  $5 \cdot 10^{-4}$  max.
- Protection contre les capacités chargées
- Polarisation interne et externe
- Gamme automatique
- Ajustage automatique en fonction des longueurs de cordon
- Mesure en 2 - 3 - 4 bornes
- Moyenneur de  $2^\circ$  à  $2^9$
- Prix : 19.270,- F (HT) au 1.2.1980

Pour en savoir plus, écrire ou téléphoner à **TEKELEC-AIRTRONIC, département Instrumentation Générale**, BP N° 2, 92310 Sèvres, Tél. (1) 534-75-35, Télex : 204 552 F. En Province : Aix-en-Provence : Tél. (42) 27-66-45 - Bordeaux : Tél. (56) 45-32-27 - Lille : Tél. (28) 41-65-98 - Lyon/Rhône-Alpes : Tél. (78) 74-37-40 - Rennes : Tél. (99) 50-62-35 - Strasbourg : Tél. (88) 35-69-22 - Toulouse : Tél. (61) 41-11-81

# TEKELEC TA AIRTRONIC

819 TP



La fabrication en microélectronique hybride présente deux principaux aspects spécifiques et nous avons, dans le précédent article, traité celui de la constitution matérielle des éléments établis en couches minces ou épaisses. Le second de ces aspects se rapporte à la conception géométrique ainsi qu'aux moyens industriels de la production. Nous allons, aujourd'hui, l'aborder en précisant certains points qui n'ont été qu'évoqués précédemment.

## Le circuit imprimé : L'hybridation des circuits (suite)

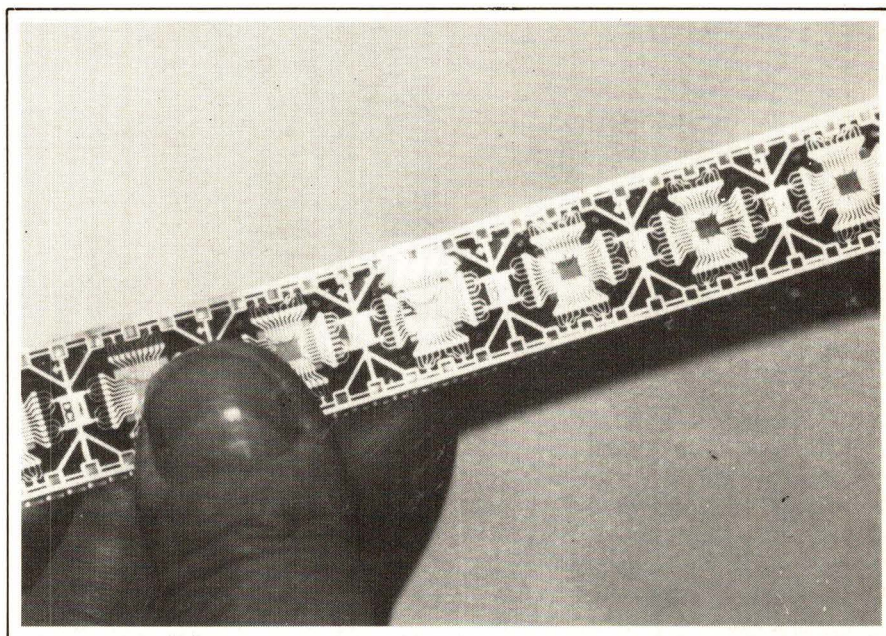


Fig. 1. — Film « Jade » (B.F.I.)

### La détermination des éléments

Par rapport au câblage à plat classique, le circuit déposé offre l'avantage d'une conception globale précise, calculable à partir de matériaux à caractéristiques spécifiques.

En circuit imprimé, on détermine la conductance ou la résistance d'une ligne à partir de l'épaisseur et de la résistivité du métal disponible sur le clad. En technologie hybride, on peut tout faire, ou presque ! car l'éventail des produits déjà nombreux sur le marché est chaque jour élargi.

Nous avons dit que les résistances, les capacités et les solénoïdes sont réalisables en circuit déposé, tout au moins lorsqu'il s'agit de va-

leurs compatibles avec l'espace disponible et la destination du circuit. C'est ce que les Américains appellent : « selection of substrate and package configuration ». Elle peut s'effectuer en partant des paramètres suivants :

- 1° le coefficient de pondération du nombre de composants par unité de surface (Component Weighting)
- 2° la nature du « packaging » (TO-DIL-Flatpack...)
- 3° la dissipation énergétique
- 4° le rapport surface/puissance (APR = Area Power Requirements).

D'autre part, le choix de la « filière » comporte des impératifs de concept propres à chaque technique, selon qu'il s'agit de films épais ou de films minces en métaux purs ou en alliages. Souvent, et c'est la théorie



de R.T.C., on réserve le film mince lorsqu'on recherche la haute fiabilité. Parfois aussi, c'est le choix de certains fabricants soucieux de leur renommée. La stabilité et la fiabilité des thick-films sont maintenant très compétitives et, comme nous l'indiquons dans le précédent article, au sujet de la figure 16 : la tendance vise à l'emploi simultané des diverses méthodes.

Les Américains, qui ont confiance en l'avenir du système modulaire qu'ils baptisent « chips-carriers », en intensifient le développement, préconisant toutefois le groupement en surface plutôt que celui, déjà ancien, de la **figure 16** précitée (voir N° 15, page 65). C'est aussi le but du procédé T.A.B. (Tap Automated Bonding) qui améliore l'automatisation des chaînes. Ce système de transfert automatique sur bande, dont Jade et Honeywell Bull ont été les précurseurs, mérite une analyse qui pourra être développée en dehors du cadre de cet article. On peut déjà dire que sa base est constituée d'un film en polyimide métallisé et gravé sur lequel une machine pose, soude et teste les puces de circuit intégré (**fig. 1**). Ensuite, après encapsulation et découpage également automatiques au niveau des pads, on peut procéder au dépôt sur un support de chips comportant le câblage du sous-ensemble.

Un micro-ordinateur de télécommunications a été traité de cette façon par « Bell Laboratories » sur un DIL à 48 pins de 0,9 x 2,4 inches (2,3 x 6,1 cm). Il comporte les chips : CPU (8 bits), ROM/RAM et interfaces réalisées en film mince avec les liaisons interpuces en couches épaisses double face.

Dans une étude de William G. Dryden de la EMCA (Electronic Packaging and Production - Kiver), l'avant-projet d'un microcircuit hybride peut être établi selon deux principes reposant sur l'emploi d'éléments standards.

Le premier, le « Component Weighting » précité, a pour base le foisonnement de surface des éléments en partant des valeurs suivantes, fournies dans le **tableau 1**.

La somme des W.F. (soit Wt), multipliée par un coefficient expérimental  $C_s$ , donne la surface du substrat :

$$S = C_s \cdot \sum WF \text{ (en cm}^2\text{)}$$

$C_s$  peut varier entre 0,065 pour les circuits à haute densité et 0,1 pour les densités moyennes en couches épaisses, et peut atteindre de 0,08 à 0,17 pour les couches minces.

Type de composant	W.F.
a) Résistances	
cas général films épais	1
forte puissance	2
chips en films minces	1
b) Transistors	
petits signaux	0,5
classiques	1
puissance	1,5
c) Diodes	
normales (switch)	0,5
zener	0,5
d) Circuits intégrés	
linéaires	2
logiques	4
e) Capacités	
chip 0,25 x 0,25 cm	2

Tableau 1.

Type	Contacts (pins)	Substrat (cm <sup>2</sup> )	Dissipation à 25 °C en mW
TO.5	8	0,15	280
TO.5	10	0,20	280
TO.8	12	0,47	1 000
TO.8	16	0,90	1 200
Flatpack en inches			
1/4 x 1/4	10	0,08	250
1/4 x 3/8	14	0,17	300
3/8 x 3/8	14	0,37	350
3/8 x 5/8	22	0,30	400
5/8 x 5/8	20	1,61	800
3/4 x 3/4	22	1,87	1 000
3/4 x 1	32	2,84	1 200
1 x 1	30	3,61	1 500

Tableau 2.

La sélection du boîtier, qui constitue le second principe, part des dissolutions (APR) selon les critères suivants, visibles dans le **tableau 2**.

Cette méthode est basée sur la puissance maximum dissipée par chaque composant en régime permanent et on peut alors adopter les surfaces unitaires approximatives données dans le **tableau 3**.

Le cas des résistances en couches épaisses sera examiné plus loin dans la méthode de calcul spécifique.

La sommation  $A_t$  des diverses surfaces unitaires ainsi définies donne une valeur de foisonnement que l'on affecte d'un coefficient égal à 4 lorsqu'il s'agit de circuit à haute densité, et à 5 pour la densité moyenne. La valeur  $A_t$  ainsi obtenue indique, *a priori*, le type de boîtier pour certains desquels le tableau précédent donne les caractéristiques.

Précisons qu'il s'agit, dans ces

deux méthodes, de valeurs minimales que le concepteur doit aménager selon les cas. D'autre part, les « packagings » indiqués (TO et Flatpack) ne sont pas limitatifs dans la standardisation.

Les dissipations notamment sont variables selon les destinations des circuits et de l'environnement dans lequel on les installe. L'informatique vient heureusement à point pour aider le concepteur et lorsque, dans un prochain article, nous étudierons la CAO — conception assistée par ordinateur —, nous pourrions juger de l'importance de l'aide apportée par l'optimisation.

Le département Circuits Hybrides de Thomson/CSF (DCH) a édité en 1977 une plaquette technique sur l'hybridation des circuits complétée par une étude économique. Les données diffèrent quelque peu de celles préconisées par l'EMCA mais l'expérimentation sur laquelle elles reposent en justifie la valeur.



Composant	Surface en cm <sup>2</sup>
<b>Résistances</b>	
faible puissance	0,0065
chips film mince	0,0045
<b>Capacités</b>	
< 270 pF	0,0323
> 270 pF	0,052
<b>Transistors</b>	
signaux faibles	0,0045
standards	0,0065
puissance	0,01
<b>Diodes</b>	
standards (faibles)	0,0045
zener	0,0065
<b>Circuits intégrés</b>	
linéaires	0,023
logiques	0,026

Tableau 3.

Plus récemment, le gouvernement U.S. a lancé le programme SEM (Standard Electronic Modules) plutôt destiné aux applications navales en complément des spécifications MIL. M. 28787. Toutefois la standardisation électronique occidentale va certainement s'en inspirer pour les matériels classiques professionnels. Le « Chip Carriers » est un des stades du SEM.

## Conducteurs et liaisons

Les conducteurs doivent être, bien sûr, les plus courts possible et il est d'usage d'observer une certaine codification pour les largeurs. En couche mince, les lignes de connexions peuvent descendre jusqu'à 5 ou 6  $\mu\text{m}$ , avec des tolérances de l'ordre du demi-micron ; en couches épaisses, la limite se situe à environ 250  $\mu\text{m}$ , mais généralement plutôt à 500  $\mu\text{m}$  (fig. 2).

Les croisements qui nécessitent un dépôt sont à éviter autant que possible (fig. 3) et la pose d'une jarretière est préférable lorsque

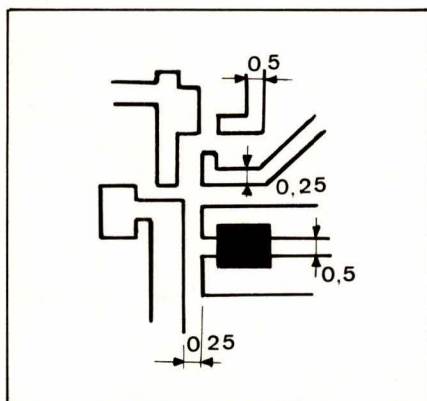


Fig. 2.

l'obligation de superpositions est limitée à une ou deux. Si, au contraire, de nombreux chevauchements sont nécessaires et que le multicouche n'est pas possible, on procède de la manière indiquée sur les figures 4 et 5. Les pads en circuit mince sont généralement rectangulaires et leurs dimensions sont de l'ordre de une à deux fois celles des conducteurs (fig. 6a). Lorsqu'il s'agit de résistances en série, ils

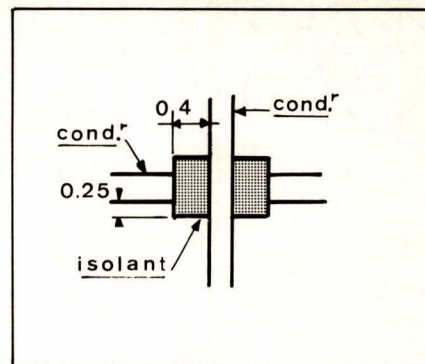


Fig. 4.

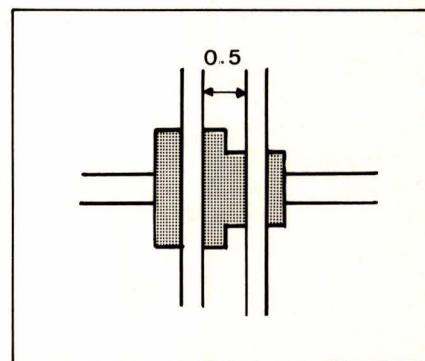


Fig. 5.

sont constitués d'un recouvrement dont la longueur peut être égale à trois ou quatre fois la largeur du conducteur (fig. 6b). En couches épaisses, les pads de raccordements doivent excéder de 0,8 mm le bord

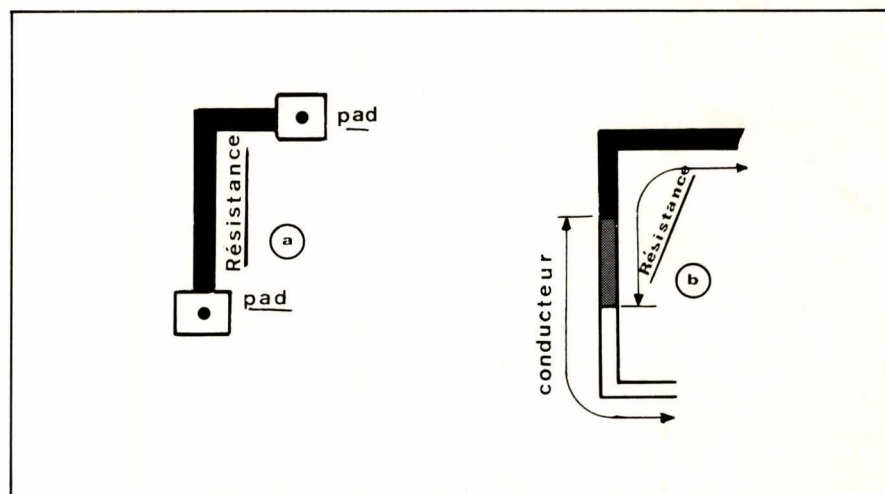


Fig. 6.

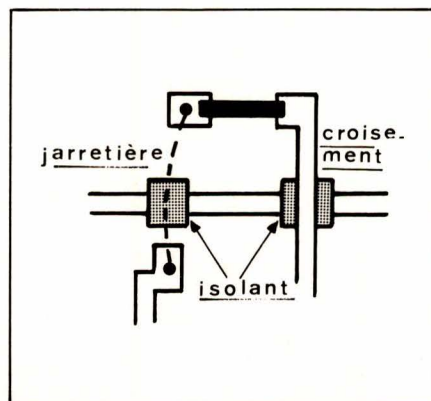


Fig. 3.

du trou sans dépasser une largeur, ou un diamètre, de 1,5 mm.

Si deux résistances de même résistivité ont un point commun, elles peuvent être imprimées d'un seul coup sur le même conducteur (fig. 7a). Dans le cas contraire (fig. 7b), un espacement de 0,25 mm minimum devra séparer les deux éléments.

Une capacité chip à cheval sur un conducteur nécessite l'interposition d'un film isolant dont la largeur dépasse de 5 à 10 % celle du conducteur (fig. 8). En couches minces, la



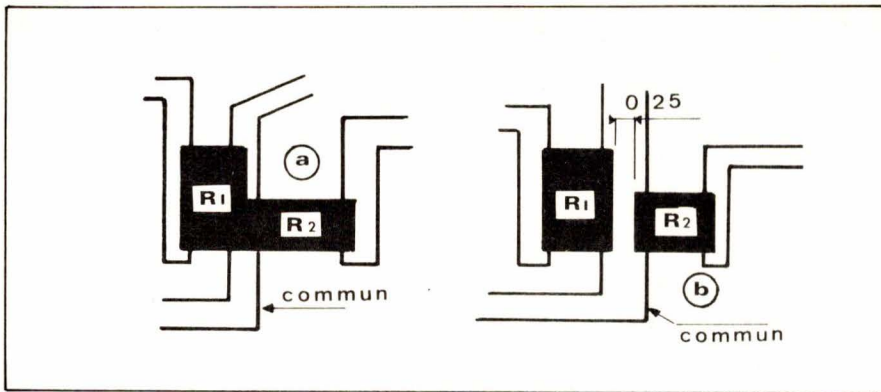


Fig. 7.

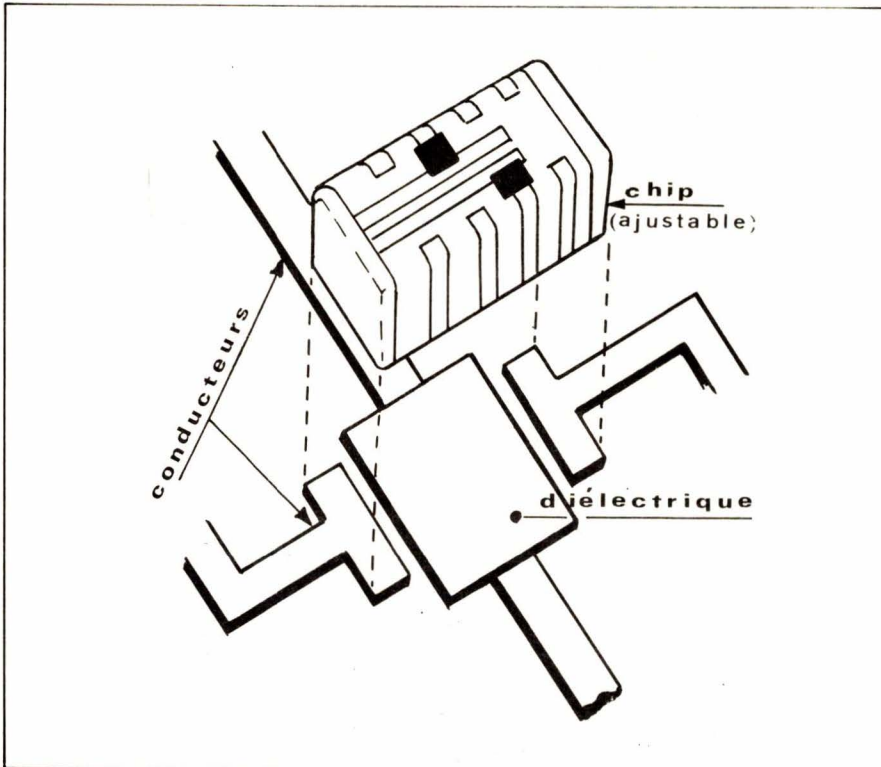


Fig. 8.

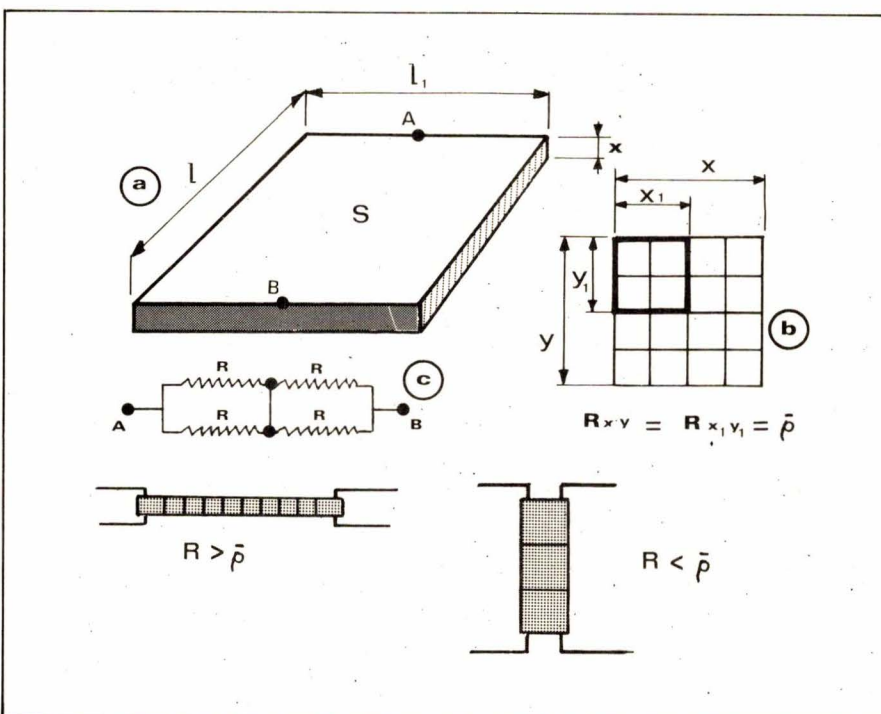


Fig. 9.

nouvelle technique des MNOS (Metal nitride oxyde semiconductor), dont nous parlerons plus loin, prend une importance croissante dans la constitution des chips, souvent utilisés aussi bien en résistances qu'en capacités.

## Calcul des résistances

Qu'il s'agisse de films minces ou épais, la résistance d'un dépôt dépend d'une caractéristique déterminée expérimentalement pour chaque produit déposé et qui s'appelle la « résistance par carré ». En couche épaisse  $\geq 25 \mu\text{m}$ , la résistivité unitaire est celle du métal constitutif après cuisson. En couche mince  $< 1 \mu\text{m}$ , la résistivité varie très rapidement en fonction de la distance entre le niveau de mesure et la surface. La résistivité n'est donc, dans ce cas, valable que pour des surfaces de dépôt très petites par suite de l'hétérogénéité croissante en raison inverse de l'épaisseur. L'établissement d'une résistance en couches minces, nous l'avons déjà dit (voir N° 15), exige donc des conditions de mise en œuvre très élaborées afin de rester dans une tolérance compatible avec l'opération d'ajustage final.

Considérons (fig. 9a) une plaque de matière semi-conductrice de forme rectangulaire ayant pour surface  $S = l \cdot l_1$ . Entre A et B, la résistance mesurée a pour expression :

$$R = \rho \cdot \frac{l}{l_1 \cdot x}$$

dans laquelle

$R$  = résistance mesurée entre A et B

$\rho$  = résistivité spécifique du matériau en ohms par unité de surface

$l$  et  $l_1$  = dimensions de la plaque  
 $x$  = épaisseur de la plaque.

Si l'on admet que toutes les résistivités sont, a priori, mesurées sur des matériaux dont l'épaisseur est constante ( $x$ ), on peut les exprimer de la façon suivante :

$$\rho = \frac{\rho}{x} = \text{résistance de feuille ou sheet resistivity ou «SR»}$$

$$\text{et écrire } R = \rho \cdot \frac{l}{l_1} \quad (1)$$



admettons que  $\ell = \ell_1$ , c'est-à-dire que la plaque soit carrée, on a

$$R = \frac{\rho}{\bar{\rho}} = \frac{\rho}{x} \quad (2)$$

La résistance  $R$  est égale à  $\bar{\rho}$  dans tous les cas d'une couche de surface carrée et d'épaisseur constante quelle que soit la dimension du côté du carré !

Examinons la **figure 9b** composée de carrés juxtaposés. Si dans chaque sens (X et Y) on prend le même nombre de carrés, on a, pour deux carrés (dans chaque sens), comme l'indique le schéma de la **figure 9c** :

$$2 R \text{ en parallèle} = \frac{R}{2}$$

$$+ 2 R \text{ en parallèle} = \frac{R}{2}$$

$$\frac{R}{2} + \frac{R}{2} = \frac{2R}{2} = R$$

Nous aurions aussi

$$\frac{R}{3} + \frac{R}{3} + \frac{R}{3} = \frac{3R}{3} = R$$

$$\text{et } \frac{nR}{n} = R$$

jusqu'à l'infini... C.Q.F.D.

Mais si  $nR/n$  a la même résistance que celle d'un carré élémentaire, elle peut débiter  $2n$  fois plus. En effet, les dissipations unitaires s'ajoutent quels que soient les modes de couplages. Par conséquent le « design » d'une résistance consiste à prévoir une série de carrés disposés en bande dont la valeur est égale à la somme des valeurs unitaires de chaque carré.

Il est évident que toute cette théorie repose sur l'adoption d'une épaisseur standard par tous les producteurs de métaux, pâtes ou crèmes conductrices. La valeur retenue est  $25 \mu\text{m}$  après séchage mais avant étuvage s'il s'agit de pâtes. La tolérance admise est de  $\pm 2 \mu\text{m}$  mais en couche épaisse la cuisson réduit l'épaisseur finale entre  $10$  et  $18 \mu\text{m}$  environ. Cette incertitude, toute relative lorsque le dépôt est bien exécuté, entraîne l'obligation d'ajustage ultérieur (trimming), comme nous allons le voir.

La confection des dépôts résistants s'effectue de façons différentes selon qu'il s'agit de couches minces ou épaisses. Sur la figure 8 du précédent article (page 60), toutes les résistances sont tracées suivant une « grecque » et peuvent

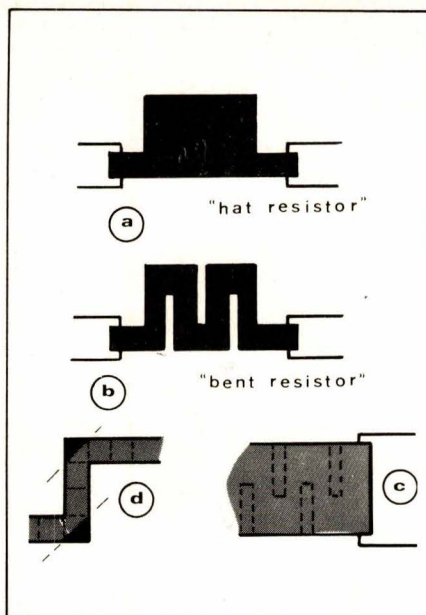


Fig. 10.

être constituées de NiCr ou de Ta<sub>2</sub>N (nitrure de tantale). Dans le premier cas, la SR se situe aux environs de  $35 \Omega/\square$  et, dans le second, elle va jusqu'à  $200 \Omega/\square$  avec une dissipation dix fois supérieure à celle de NiCr.

Pour les faibles valeurs, la géométrie est souvent plus massive et ressemble à celle en usage dans beaucoup de circuits à couches épaisses pour lesquels les grandes résistances sont quelquefois rapportées sous forme de chips. Malgré tout, les pâtes disponibles permettent d'imprimer des valeurs susceptibles d'atteindre  $1\,000\text{ M}\Omega$  !

La **figure 10** montre, avec leur désignation, les types de tracés courants en dehors de la grecque précitée. En (a), c'est la résistance chapeau (hat resistor) ; en (b), c'est la résistance pliée (bent resistor) qui résulte en fait d'une série de saignées d'ajustage sur la première. On aboutit alors, à la limite, à la forme grecque, même si l'on part d'une géométrie rectangulaire (**fig. 10c**). Quoi qu'il en soit, la conception initiale a toujours pour base la résistance par carré, la valeur totale étant celle de « n » carrés élémentaires. On remarquera (**fig. 10d**) que le carré angulaire ne compte que pour la moitié, comme l'a montré le schéma de la **figure 9b**. Une limite généralement admise indique qu'il est impossible d'obtenir un bon résultat en dessous de  $0,5 \times 1\text{ mm}$  pour calibrer une résistance, et que le rapport longueur/largeur ( $\ell/\ell_1$  dans la figure 9) que les Américains appellent Aspect Ratios (AR) doit être compris entre 0,2 et 5.

On peut donc compléter la for-

mule (1) établie plus haut en remarquant que si

$$\frac{\ell}{\ell_1} = AR,$$

$$R = \rho \cdot AR \text{ et } AR = \frac{R}{\rho}$$

ce qui permet de trouver immédiatement les dimensions d'une résistance de valeur donnée dont on connaît le SR (indiqué par le fabricant de la matière à déposer).

On établit toujours le format d'impression par défaut afin de pouvoir l'amener à sa valeur nominale par trimming. Il est presque impossible en sérigraphie d'obtenir directement la mesure exacte et, à cet effet, on note que :

a) une trop petite surface tend à réduire l'épaisseur déposée, donc à fausser la « sheet resistance » ;

b) la réaction entre la substance résistive et le conducteur sur lequel elle est déposée est plus prononcée à la cuisson lorsqu'il s'agit de géométries courtes ;

c) les encres conductrices contenant de l'argent ont tendance à diffuser dans le dépôt résistant pendant la cuisson, ce qui en diminue la résistivité initiale.

La géométrie joue un rôle important dans la fiabilité d'un circuit, à tel point qu'une relation entre les dimensions et la puissance dissipée a été établie par la plupart des normalisations.

Si l'on désigne par  $P$  la puissance dissipée dans une résistance (mesurée ou définie par le design) et par  $P_p$  la puissance admise dans un « package » par unité de surface (watts/cm<sup>2</sup>), on admet que la limite est atteinte lorsque :

$$\frac{2P}{\ell \cdot \ell_1} \leq P_p \quad (3)$$

Un simple développement montre que

$$2P \leq \frac{\ell_1^2 \cdot \ell}{\ell_1} \cdot P_p$$

$$\text{et } \frac{2P \cdot \ell_1}{P_p \cdot \ell} \leq \ell_1^2, \quad \frac{\ell_1}{\ell} \text{ étant}$$

l'inverse de l'aspect ratio défini plus haut :

$$\frac{\ell_1}{\ell} = \frac{1}{AR}$$

on peut alors écrire :

$$2P \cdot \frac{1}{AR} \cdot \frac{1}{P_p} \leq \ell_1^2$$

$$\text{ou } \ell_1 \text{ min.} = \sqrt{\frac{2P}{P_p \cdot AR}} \quad (4)$$



Il est d'usage d'adopter pour  $P_p$ , sauf prescription du fabricant du substrat, des valeurs comprises entre  $4 \text{ W/cm}^2$  à  $100^\circ\text{C}$  et  $8 \text{ W/cm}^2$  à  $25^\circ\text{C}$ . Par exemple, une résistance qui doit dissiper  $100 \text{ mW}$  avec un AR voisin de 1,2 aura pour largeur (pour  $8 \text{ W/cm}^2$ ) :

$$\ell_1 \text{ min.} = \sqrt{\frac{2 \times 0,1}{8 \times 1,2}}$$

$$= 0,144 \text{ cm (0,15 cm)}$$

La longueur sera donc :  
 $\ell = 0,144 \times 1,2 = 0,173 \text{ cm}$   
 (0,18 cm).

On peut déterminer, a priori, la relation entre AR et la valeur ohmique d'après la courbe dessinée en **annexe I**, en ajoutant toutefois  $2\frac{3}{10}$  de mm sur la longueur ( $1$  à  $2\%$  de «  $\ell$  ») pour le recouvrement sur les deux conducteurs de contact.

Il ne reste plus qu'à choisir la composition qui va permettre d'aboutir à la valeur désirée selon ces proportions en tenant compte de la plus-value de trimming et de la tolérance éventuelle, soit  $+10$  à  $15\%$  au moins suivant la qualité du matériel d'ajustage.

## Mélanges des encres conductrices ou résistives

Dans la mesure où l'on travaille avec des préparations de mêmes provenances **et de mêmes séries**, on peut, afin d'ajuster une qualification de dépôt particulière, mélanger les produits pour couches épaisses. Les fournisseurs avertissent toujours les utilisateurs des possibilités de leurs fournitures à cet effet.

Une formule empirique a d'ailleurs été proposée par certains spécialistes américains avec l'expression suivante :

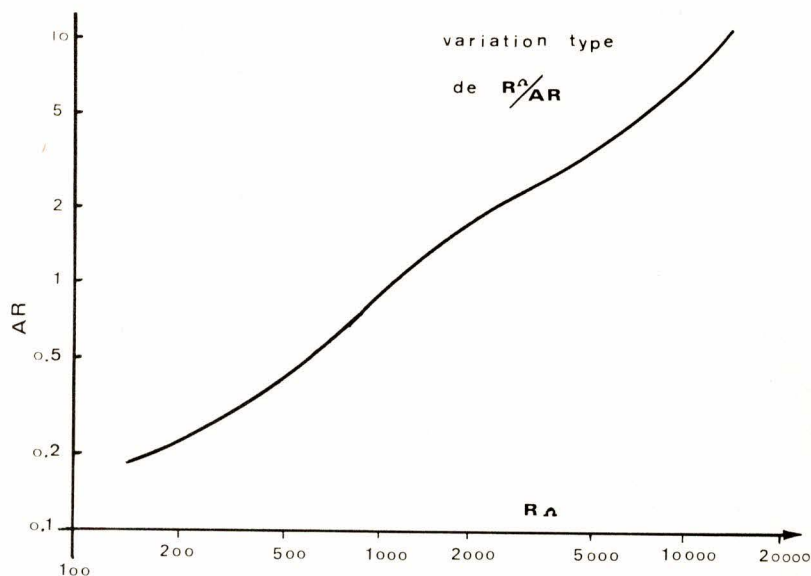
$$\text{Log } R_b =$$

$$\text{Log } R_1 + \frac{Q_2 \pm 0,4 Q_1 \cdot Q_2}{Q_b / (\text{Log } R_2 - \text{Log } R_1)}$$

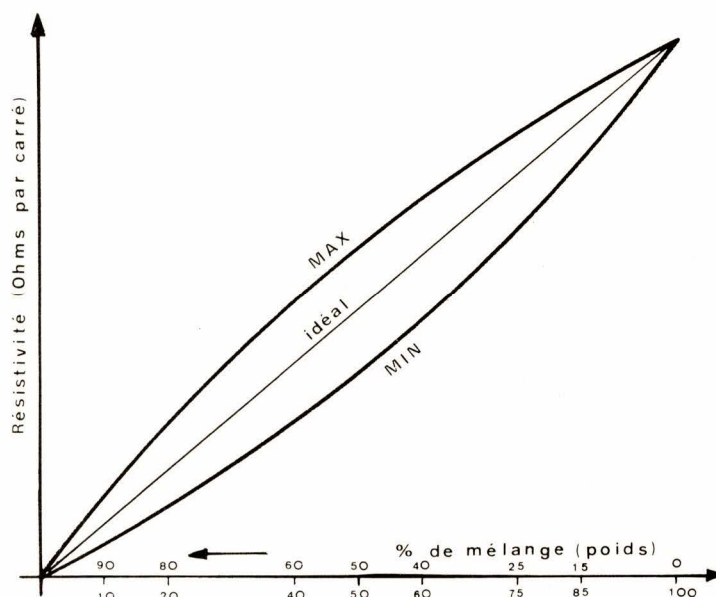
- $R_b$  est la résistivité du mélange
- $R_1$  est la résistivité du composant à faible  $\rho$
- $R_2$  est la résistivité du composant à fort  $\rho$
- $Q_1$  est le poids de substance à faible  $\rho$
- $Q_2$  est le poids de substance à fort  $\rho$
- $Q_b$  est le poids total du mélange.

La seconde courbe de l'annexe I matérialise cette formule. Les concepteurs de cette méthode pré-

## Annexe 1



Courbe 1



Courbe 2

conisent toutefois d'effectuer **quelques essais** avant de faire un mélange trop important ! C'est plus raisonnable.

## Essais

Tous les spécialistes des dépôts métalliques, qu'ils soient « thin ou thick », s'accordent pour admettre la nécessité d'un contrôle des matériaux. C'est vrai en circuit imprimé classique mais avec un caractère beaucoup moins complexe car de nombreux paramètres interviennent en circuits hybrides. La réactivité d'une pâte ou d'un métal évaporé sur le substrat variant selon les qualités et les conditions du traitement, il est utile d'établir un échantillon de test.

La **figure 11** montre deux circuits d'essais que les anglo-saxons appellent « test-pattern ». En a), c'est la platine pour films minces, et en b) celle des couches épaisses. On établit un certain nombre de plaquettes identiques que l'on traite de façons différentes afin de déterminer le traitement le mieux approprié au but à atteindre. Lorsque l'on recherche une grande fiabilité, on est conduit ensuite à faire des prélèvements en cours de fabrication afin de contrôler le nombre de déviations autour d'un prototype. La méthode statistique s'impose alors et, sans aller jusqu'à la formule mathématique, on peut établir le tableau des mesures et en déduire le coefficient de conformité à l'intérieur de limites préfixées. Par exemple, pour une résistance déter-



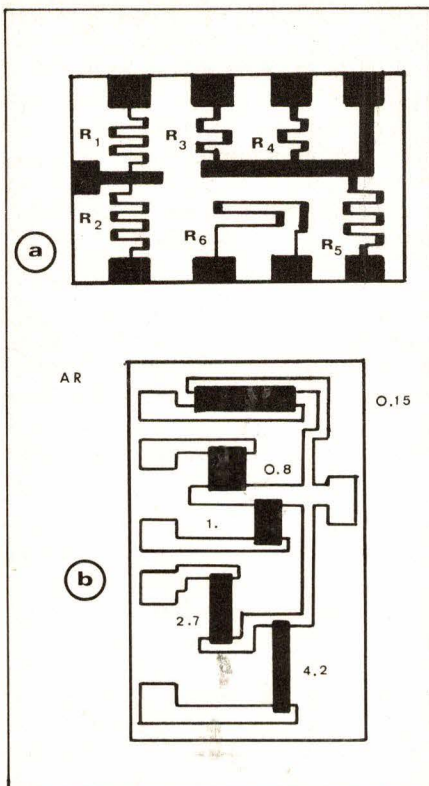


Fig. 11.

minée, on imposera une fourchette  $R \pm \Delta R$  en dehors de laquelle les produits seront rejetés.

Une fabrication de la société L.T.T., citée dans le précédent article, présentait un taux de défaillance inférieur à  $0,6 \cdot 10^{-6}$  après un sondage effectué sur 300 pièces prélevées en cours de fabrication. Cette grandeur n'a pu évidemment être établie que par application de méthodes statistiques que le plus simple des ordinateurs modernes calcule en quelques fractions de secondes !

## Les capacités en circuits hybrides

### a) Films minces

La difficulté de produire des capacités de valeur notable en couches minces trouve déjà une solution avec les chips tels que ceux du modèle montré sur la **figure 8**. Avec un format particulièrement réduit ( $3,05 \times 2,55 \times 1,00$  mm), ces composants offrent des capacitances relativement faibles, quelques dizaines de pF. Les éléments évoqués (Vitramon) présentent toutefois l'avantage d'être ajustables par « incréments » de 0,5 pF jusqu'à 52 pF avec une tolérance de  $\pm 1$  pF. Le TCR est de 30 ppm/°C.

Les chips sont soudables par refusion ou mieux, collables aux epoxy conducteurs (Alpha ou Epotech).

La pratique de l'évaporation a permis de fabriquer selon les techniques en usage pour les semi-conducteurs, des capacités chips ou intégrées au substrat utilisant comme diélectriques les films de nitrure de silicium ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) ou d'oxyde de tantale ( $\text{Ta}_2\text{O}_5$ ). C'est ce qu'on appelle « MNOS/capacitors » (Metal Nitride Oxide Semiconductors). La structure d'un MNOS est donnée sur la **figure 12**. La grande permittivité des couches isolantes permet de composer des capacités de très faibles dimensions jusqu'à 1 000 pF et plus. Les dimensions en chips varient entre 0,013 et 0,032 mm<sup>2</sup>. Les tolérances sont à  $\pm 0,01\%$ . Les rigidités diélectriques des  $\text{Si}_3\text{N}_4$  et  $\text{Ta}_2\text{O}_5$  sont élevées : 1 000 kV/mm et 400 kV/mm.

Notons au passage que l'on fabrique aussi des résistances chips selon ce procédé en utilisant la résistivité de la nitrure de Tantale ( $\text{Ta}_2\text{N}$ ) qui autorise la confection de résistances de 12 M $\Omega$  sur une surface de  $0,8 \times 0,8$  mm avec une tolérance de 0,01 % en valeur et en répétabilité. Ces chips sont standardisés par les normes MIL. C. 55681 et MIL. R. 55342.

### b) Couches épaisses

La constitution des capacités en couches épaisses est uniquement fonction de la qualité de la couche diélectrique qui doit être adaptée aux métaux ou alliages qu'elle sépare ; les fournisseurs en indiquent les compatibilités.

Les pâtes diélectriques sont à base de titanates de baryum ( $\text{TiO}_3\text{Ba}$ ) ou de calcium ( $\text{CaTiO}_3$ ), de dioxyde de titane ( $\text{TiO}_2$ ), de silicate de magnésium ( $\text{SiO}_3\text{Mg}$ ) ou de titanate de magnésium ( $\text{TiO}_3\text{Mg}$ ). On trouve quelquefois des mélanges de ces produits, avec certains additifs éventuellement, comme l'oxyde de calcium. La composition de toutes les pâtes pour sérigraphie repose sur trois constituants :

- la charge spécifique ou fonctionnelle (métal, alliage, céramique...),
- les particules de verre ou d'oxydes que l'on appelle binder,

— le véhicule, dit support, composé de matière organique.

La première caractéristique d'un diélectrique c'est sa permittivité  $\epsilon'/\epsilon_0$  et en pâtes pour hybrides cette valeur doit être aussi élevée que possible. Elle peut dépasser 2000 mais sa qualité doit être soignée car le coefficient de pertes (voir n° 12 page 124) est proportionnel à la valeur de la permittivité. La  $\text{tg}\delta$  (facteur de pertes) doit donc être la plus faible possible afin que le facteur de qualité ( $Q = 1/\text{tg}\delta$ ) soit élevé. Si  $\text{tg}\delta = 4\%$ , ce qui est important,  $Q = 0,25$ , mais si  $\text{tg}\delta = 0,4\%$ , la valeur de  $Q$  est dix fois plus grande, soit 2,5 (valeurs relatives). ESL (Electro Science Laboratories), dans une communication à l'ISHM (nov. 1979), a donné une formule de calcul simple pour les capacités imprimées hybrides :

$$C = \epsilon'/\epsilon_0 \cdot q \cdot A/d$$

- $C$  est la capacitance en pF
- $A$  est la surface de la plus petite électrode en mm<sup>2</sup>
- $\epsilon'/\epsilon_0 = K$  = permittivité
- $d$  = épaisseur de la couche isolante en mm
- $q$  est un coefficient constant (adopté par ESL) égal à 0,009.

On peut compter sur des valeurs spécifiques unitaires dépassant 15 000 pF par centimètre carré avec des TCR inférieurs à 100 ppm/°C. La **figure 13** montre la coupe type d'une capacité intégrée en hybride couches épaisses.

L'application de la couche diélectrique ne peut jamais être parfaite et on constate souvent la présence de petits trous (pinholes en anglais) qui affectent la qualité du « layer ». Afin d'éviter ce risque, il est plus rentable de procéder à deux « passes » en sérigraphie avec deux raclettes différentes, la première présentant une dureté supérieure à celle de la seconde.

Du Pont a mis au point un diélectrique à grande permittivité et faible facteur de pertes contenant un binder réactif qui devient cristallin, seulement après l'opération de cuis-

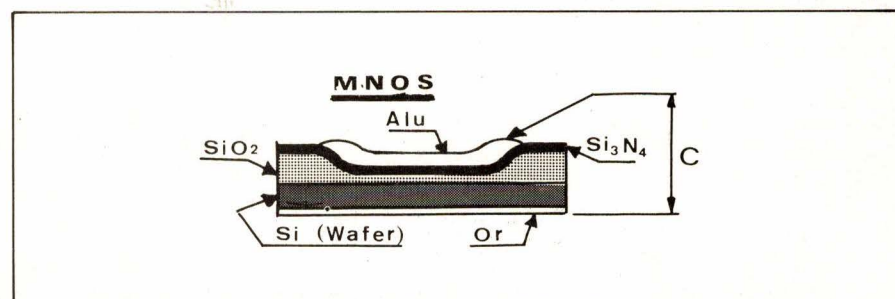


Fig. 12.



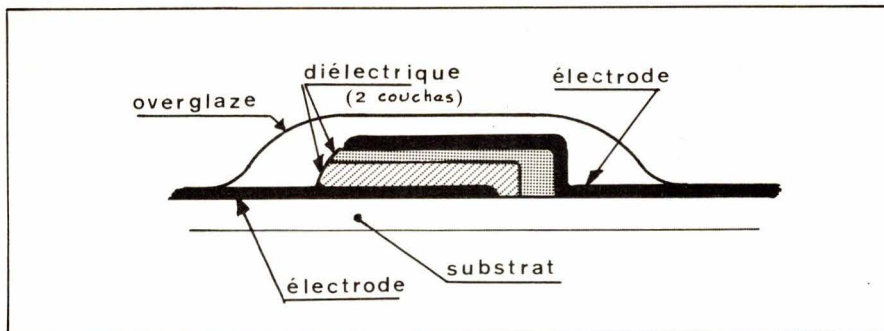


Fig. 13.

**son.** Son emploi a permis de donner quelques valeurs types obtenues avec électrodes de Pd/Ag de « smallest area » (électrode de référence) calibrées à 56 mm<sup>2</sup>. Ces valeurs sont données dans le **tableau 4**.

car les températures de traitement des « cermets » s'échelonnent entre 650 et 1 500 °C. Actuellement, on ajoute à cette première gamme les tôles émaillées (n° 7 page 34) produites en formats classiques (1'' x 1'' à 4'' x 4'') ou en grandes

Température de cuisson °C	Capacité nf	Tgδ %	Epaisseur μm	ε'/ε <sub>0</sub>
850	13,3	1,5	51	1 320
900	17,3	1,9	46	1 530
950	19,4	2,2	45	1 700

Tableau 4.

## Les métaux conducteurs « non nobles »

L'emploi de pâtes à base de métaux plus classiques ne repose pas toujours sur la considération économique car, pour le cuivre par exemple, son premier avantage est sa conductibilité (n° 14 page 81). L'argent le dépasse mais son prix et sa réactivité chimique sont beaucoup plus défavorables.

Il existe aussi d'autres possibilités offertes par le nickel et le molybdène (Mo-Mn) grâce auxquels on obtient des forces d'accrochage comparables avec celles de l'or ou des composés Ag et PtAg tout en abaissant largement les coûts en matière et en énergie.

Des systèmes de résistances et de diélectriques ont été parallèlement développés afin d'être compatibles avec les métaux non nobles.

## Les substrats

A l'origine on ne connaissait comme substrats compatibles avec la cuisson des pâtes que les verres ou les céramiques :

- Stéatites (MgO)
- Oxyde de titane (TiO<sub>2</sub>)
- Oxyde zirconium (ZrO<sub>2</sub>)
- Alumine (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>)
- Oxyde de beryllium (BeO)

dimensions jusqu'à 14'' x 24'' (35,6 x 61 cm). L'émaillage est appliqué par électrophorèse sur une épaisseur variable entre 130 et 230 μm et possède une permittivité comprise entre 6 et 7.

L'oxyde de beryllium, que les Américains préconisent pour les applications nécessitant une dissipation calorifique élevée, est produit en formats courants usinés et percés le cas échéant.

Avec les nouveaux produits polymères dont nous avons parlé et les crèmes (**fig. 14**), l'emploi de substrats en résines synthétiques devient possible. Les faibles températures de polymérisation (100 à 200 °C) sont donc compatibles avec les PTFE (n° 12 page 122), Duroid (Mektron), Epsilam (3 M) et autres substrats pour circuits imprimés.

## Les polymères conducteurs

Répondant aux mêmes besoins que les pâtes cermet, les polymères conducteurs ont aussi pour utilité la liaison des puces avec le circuit sans provoquer de choc thermique comme c'est le cas pour le « soudage tendre » à basse température.

La polymérisation peut se faire sous élévation de température ou par catalyse au moyen d'un produit

durcisseur. Dans certains cas la polymérisation est quasi spontanée à l'air libre et c'est ce qui caractérise quelques substances monocomposant. Elles sont thixotropiques, ce qui implique une assez longue conservation lorsqu'elles sont en masse grâce à la présence de plastifiants.

Les encres conductrices, résistives ou autres du genre thermoplastique sont basées sur le même schéma que les autres, à cette différence que le véhicule est solidifiable à l'ambiance. On active le durcissement en élevant la température vers 150/200 °C max.

Les pâtes polymères sont à base de résine époxy ou acrylique pour la plupart des compositions actuelles. Le départ des acryliques — le plexiglass en est un — est l'acide acrylique. Sa principale propriété est de polymériser très facilement au repos, ce qui explique son choix dans la composition des encres monocomposant. Enfin, il existe des peintures conductrices qui **sèchent** à l'ambiance en provoquant une sorte de réticulation, ce qui assure le contact entre les particules métalliques en suspension.

## L'ajustable en hybride

Pour ajuster un élément, résistif ou capacitif, on se contente d'en modifier les dimensions. Dans les deux cas, on procède comme le montre la **figure 15**. Une saignée de largeur « S », de longueur « T » et de profondeur « e », pratiquée dans une résistance ou l'armature d'un condensateur, modifie la valeur de R en augmentation ou de C en diminution. On peut évidemment prolonger la saignée jusqu'à supprimer totalement le matériau sur toute son épaisseur « e<sub>1</sub> ». Une pointe acérée peut servir d'outil de désagrégation ;

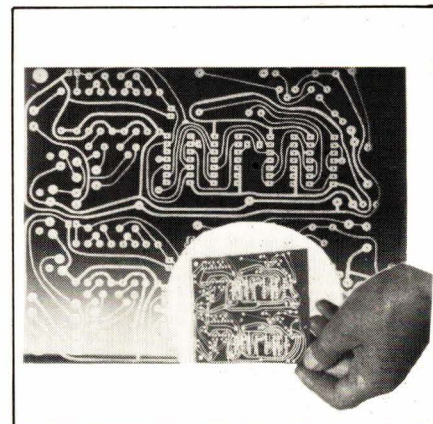


Fig. 14. — Circuit imprimé en couche épaisse réalisé par sérigraphie sur verre-époxy au moyen des encres polymérisables Epo-Tech.



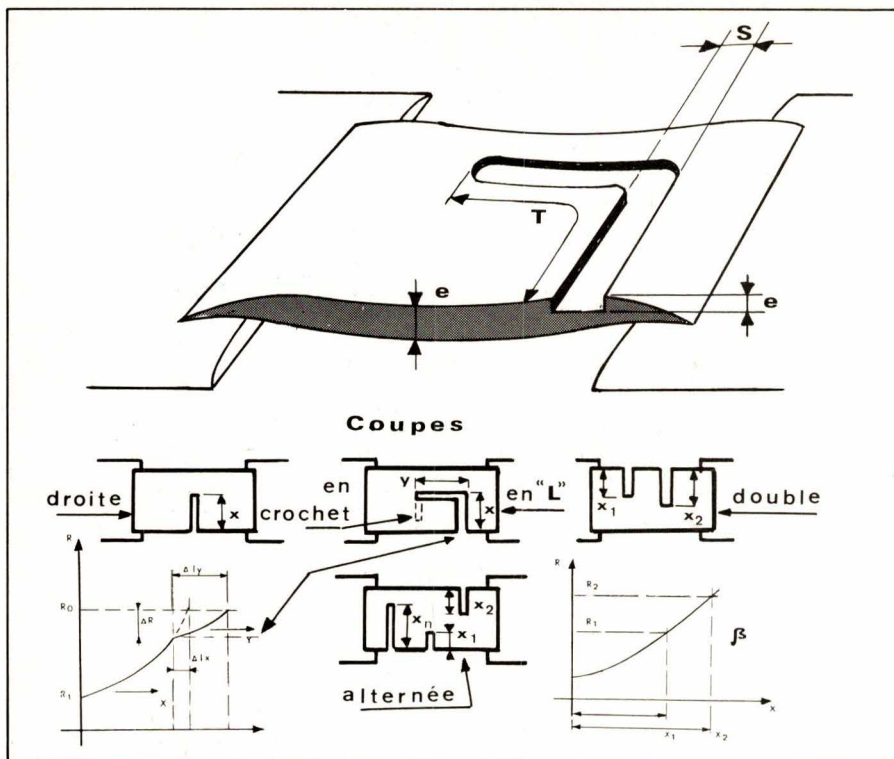


Fig. 15.

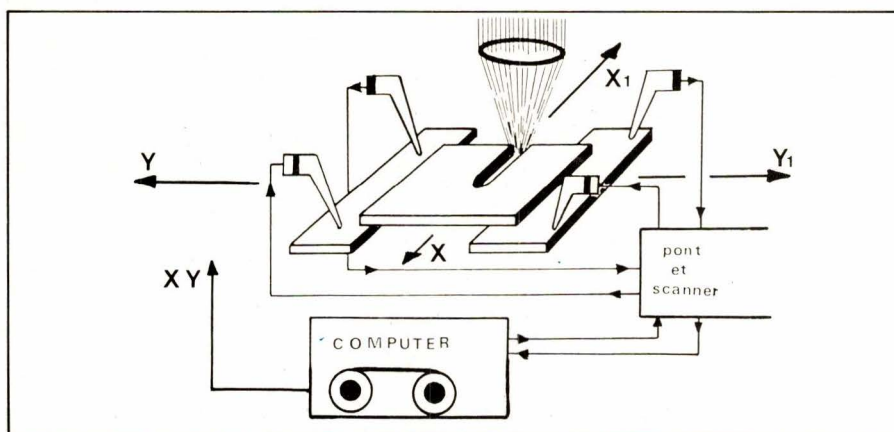


Fig. 16.

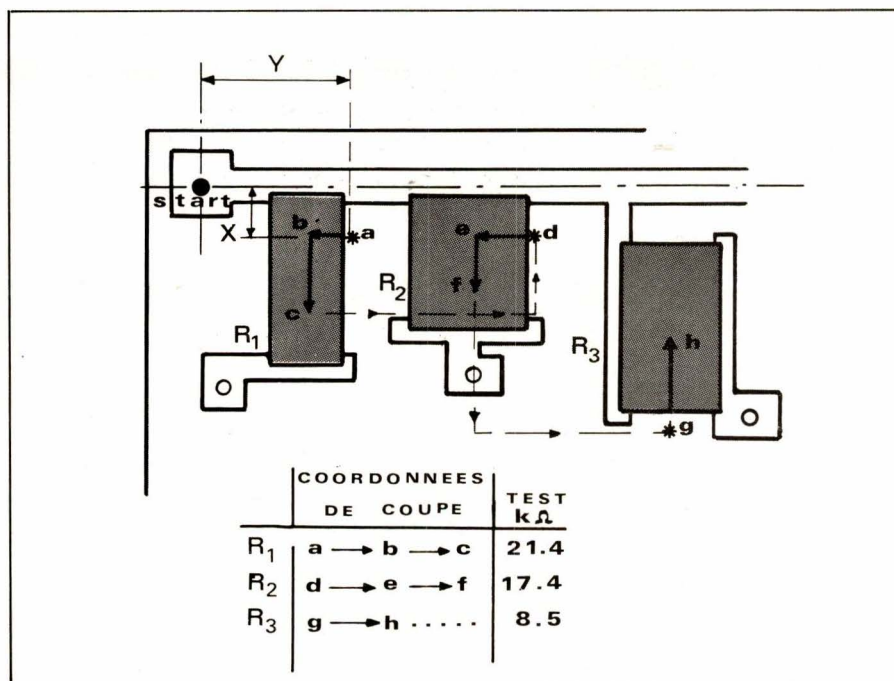


Fig. 17.

cependant le jet de sable sous forte pression ou le rayon laser sont utilisés en production industrielle, ces deux procédés permettant d'atteindre, l'un comme l'autre de bonnes performances.

Le trimming au laser a toutefois l'avantage de pouvoir servir aussi bien en couches minces qu'en couches épaisses grâce au perfectionnement des optiques alors que l'abrasion mécanique n'est pas polyvalente.

Quoi qu'il en soit, l'outil « destructeur » étant différent, le principe de l'ajustage reste le même y compris pour la conduite de l'opération. La figure 15 indique les différents tracés possibles pour ajuster un élément.

a) Dans la coupe droite, la variation de valeur est d'autant plus rapide que la profondeur approche le sectionnement de la couche. La courbe  $\beta$  indique l'allure de la variation.

b) Dans la coupe en L, la courbe montre que la modification de résistance va moins vite dans un sens que dans l'autre. Le cheminement en Y constitue un vernier d'ajustage sur le cheminement X. L'extension, indiquée sur le dessin, de la coupe en L est une coupe en crochet (hoot-cut).

c) Dans la double coupe on peut aussi utiliser la seconde comme vernier de la première.

d) La coupe alternée permet, en allongeant le trajet du courant, d'aboutir à une valeur élevée sous un faible encombrement.

« Toutes les opérations de trimming introduisent une tendance à la turbulence dans le courant traversant la résistance. » C'est le résultat de tests effectués par MM. Chen, Grierson et Rhee (ISHM 1978) qui ont par ailleurs constaté que « l'abrasive-trimming provoque un courant de bruit moins élevé que celui du laser trimming ». Ils ont en outre démontré que le fait de recuire les résistances après trimming est de nature à faire baisser le facteur de bruit.

Sur la figure 16 nous avons dessiné le principe d'ajustage d'une résistance en régime dynamique.

Le faisceau imaginé est un spot laser mais l'opération reste possible en impact abrasif. Elle est commandée par le système analyseur digital/pont de mesure qui, après optimisation du circuit selon le programme établi, commande les mouvements X et Y de la table.



La figure 17 montre le principe de travail d'un trimming portant sur trois résistances. Le logiciel de départ comporte toutes les commandes nécessaires à l'ajustage :

- Précision des mouvements en X et en Y
- Niveau de pénétration du spot
- Tolérance d'ajustage  $R \pm \Delta \%$
- Puissance laser
- Fréquence de modulation du « Q-switch »
- Vitesse de coupe.

La méthode de coupe est programmée par l'opérateur ainsi que le nombre de valeurs à ajuster et les tests à effectuer. Le cheminement des coordonnées est indiqué sur la figure.

L'ajustage laser nécessite l'emploi d'installations fort coûteuses et, pour les petites fabrications, ce ne serait pas rentable. Il existe des sociétés qui, tout en construisant des machines, exécutent des ajustages en sous-traitance. Tel est le cas, entre autres, de Electro Scientific Industries (ESI) qui, depuis plusieurs années, se livre à cette activité.

Nous reviendrons sur le sujet des hybrides qui prennent une place considérable dans l'industrie. Avant de compléter cette étude longue,

mais qui n'a pas épuisé le sujet, nous nous proposons, dans le prochain article, de parler « d'électronique appliquée »... à la réalisation des circuits : imprimés, hybrides et intégrés avec la C.A.O.

P. Lemeunier

## Fournisseurs de machines pour hybrides

### 1° Sérigraphie

— **De Haart** (USA) — Tekelec Airtro-nic, cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.

— **DEK**, (UK) — Karl Suss-France, 5, rue Dolimier, 91320 Wissous. Tél. : 930.11.50.

— **NewLong** (Japon) — Emile Joly S.A., 219, rue de la Croix-Nivert, 75015 Paris. Tél. : 828.38.28.

— **O.S.L.** (constructeur français), Z.I. lot « R », 06510 Carros-Industries. Tél. : (93) 81.43.82.

### 2° Trimming

— **BOC Industrial Laser Systems**, 10, Middle March Daventry Northamptonshire MN11 4PQ G.B. Tél. : Daventry (03272) 4813.

## NOTA

Dans notre liste de fournisseurs parue dans le n° 15 — Automne 80 — figure **Electro-Sciences Laboratoires** avec son adresse en Grande-Bretagne. Le 28 juillet 1980 la Sté **Gisco** nous informait qu'elle représente E.S.L. Son adresse est : 40-42, rue Mirabeau, 94200 Ivry-sur-Seine. Tél. : 670.11.58.

D'autre part, **Epotechny** (Epo-Tech) nous informe de sa nouvelle adresse : 10, impasse Latécoère, 78140 Vélizy. Tél. : 946.69.34.

— **Electromassk Inc.**, 6109 De Soto Ave Woodland Hills Calif. USA Tél. : (213) 884 5050.

— **ESI** (UK) — Yrel Z.I. de Buc, rue de Fourny, 78530 Buc. Tél. : 956.81.42.

— **Lasag S.A.**, Schweizerweg, 8 CH-3600 Thun. Tél. : (033) 22.57.37.

— **Laser Optronic-France**, 4, rue J. Houdun, 78000 Versailles. Tél. : 953.23.00.

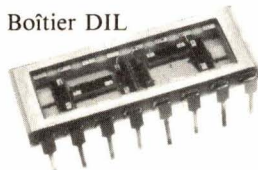
— **Precimeca**, 18, rue d'Arras, 92000 Nanterre. Tél. : 782.56.80.

# VISHAY

*une technologie au service de votre matériel*

- Résistances
- Réseaux
- Trimmers

Boîtier DIL



Série S 102



Série 1240



## VISHAY

98 boulevard Gabriel-Péri, 92240 Malakoff — Tél. 655-98-00 — Télex 270 140 F

NOM ..... TEL. ....

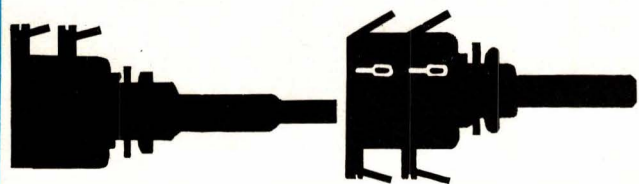
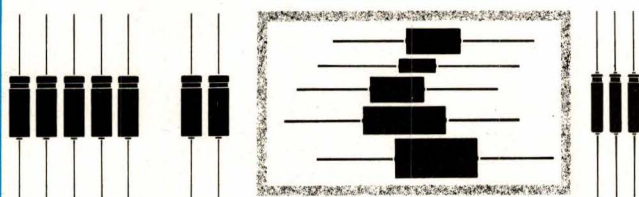
SOCIETE ..... DESIRE RECEVOIR

SERVICE ..... ☐ une documentation

ADRESSE ..... ☐ une visite



Leur fort,  
c'est  
la fiabilité



Condensateurs  
Commutateurs  
Filtres

**RFT**

**Kombinat VEB  
Composants électroniques**

Expéditeur: **elektronik  
export-import**

RDA-1026 Berlin  
Alexanderplatz 6

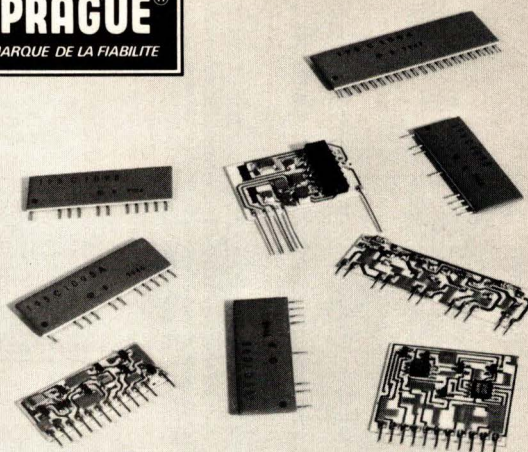
Tél. 21 80  
Télex 11 472 elei

Représenté en France par: Intercomposants  
9, Impasse des Petits Marais  
92230 Gennevilliers-Port, France  
Tél. 794 08 58, Télex 61 05 84

SERVICE-LECTEURS N° 163

Th-41/81 SF

**SPRAGUE®**  
LA MARQUE DE LA FIABILITE



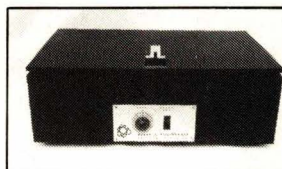
### Les circuits hybrides offrent une très grande flexibilité de "design"

Presque tous les circuits peuvent être réalisés économiquement en technique hybride. Il n'existe aucune autre technologie qui offre cette flexibilité. SPRAGUE met à votre disposition l'un des plus grands centres européens de production de circuits hybrides.

**SPRAGUE FRANCE S.A.R.L.**

2, avenue Aristide Briand F-92220 Bagneux  
Tél. (1) 655 19 19, Tlx. 250697

SERVICE-LECTEURS N° 162



**SF 415** Châssis à insoler  
les circuits imprimés  
410 × 280 mm.  
**1 440 francs H.T.**

**Modèle SF 420 A**, 560 × 300 mm  
**1 740 francs H.T.**

Autres modèles simple et double face.



**GM 421 A**  
Machine à graver  
les circuits  
imprimés  
fonctionnant

à mousse de perchlorure  
**1 950 francs H.T.**

(GM 422 = 1750 F H.T.)

Notre matériel professionnel est le moins cher du marché international. Démonstration et documentation sur simple demande.

**MARVYLEC ELECTRONIQUE**

6, rue de la Marne, 95460 EZANVILLE  
Téléphone (3) 991.30.72

*Nous recherchons des distributeurs  
en France et à l'étranger.*

SERVICE-LECTEURS N° 161





OK. MACHINE  
and TOOL CORP. BRONX NY  
(U.S.A.)

**WRAPPING**  
toute la gamme  
**INDUSTRIELLE**  
et le fil

FIABILITÉ  
+  
DÉLAIS COURTS  
MAINTENANCE  
ASSURÉE

**TECHNIQUE**  
**WRAPPING**  
**SERVICE**  
**LABORATOIRE**  
**ET**  
**AMATEURS**

INGÉNIEUX - PRATIQUES  
ET PRIX ACCESSIBLES

PRÉSENTATION  
SOUS BLISTER POUR  
VENTE EN "BOUTIQUE"

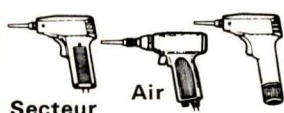


INDUSTRIE

Outils à main

INDUSTRIE

Pistolets  
+  
Enrouleurs et manchons



Secteur

Air

Batteries



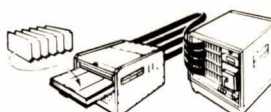
Série WWM

INDUSTRIE

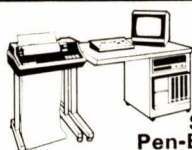
Machines  
semi-automatiques  
(X, Y)  
à commande numérique

INDUSTRIE

Machines automatiques  
de contrôle de  
continuité avec cadres  
de prise de lecture



Série WK



Série  
Pen-Entry

INDUSTRIE

Systèmes  
de réalisation  
des bandes de C/N

LABORATOIRE

Outils à mains  
combinés\* :  
Dénudage - Enroulage  
Déroulage

Série mini

WSU\*

Série  
Télécom.



INS 1416\*



LABORATOIRE

Outils à insérer les C.I.  
(4 variantes)  
Outils à extraire les C.I.  
de 8 à 40 broches

LABORATOIRE

Ensembles  
outillage  
et fournitures



WK-5

Série WD\*



LABORATOIRE

Distributeurs de fil\*  
Circuits imprimés  
Connecteurs

LABORATOIRE

Supports de C.I.  
Supports de composants  
Broches miniwrap  
Câbles plats



CONNEXIONS PAR  
ENROULEMENT  
SUIVANT NFC-93.021



Classe B



Classe A

Tous  $\varnothing$  de fil  
sur toutes Broches

*Dans la  
qualité  
SOAMET  
une gamme  
complète  
de produits  
et de  
services*

\* Brevets demandés dans les principaux pays industriels.

Importateur Exclusif

**SOAMET s.a.** 10, Bd. F.-Hostachy - 78290 CROISSY-s/SEINE - (3) 976.45.72

GIROTYPE - BAGNEUX - 065-38-23

SERVICE-LECTEURS N° 173



La défibrillation est surtout connue et appliquée lorsqu'il y a arrêt cardiaque et c'est l'une des étapes importantes de la réanimation cardiaque en urgence. Cette méthode est à la fois ancienne et récente. Ancienne, car c'est à la fin du siècle dernier que fut réalisée la première défibrillation électrique chez l'animal ; récente, car il n'y a guère qu'une vingtaine d'années que la défibrillation est bien codifiée chez l'homme.

# Le traitement des arythmies ventriculaires chez l'homme ; un défibrillateur automatique implantable

La défibrillation se fait par voie externe en urgence traditionnelle (hydrocution, électrocution, syncope cardiaque avec fibrillation...). Elle peut se faire par voie interne en milieu hospitalier, au cours d'une intervention à thorax ouvert, et où le cœur est à « portée de la main ». Dans ce cas, les valeurs électriques à appliquer sont dix fois moins importantes.

L'évolution technique et clinique de ces dernières années a permis d'envisager le problème d'une manière différente. Lorsqu'un patient présente des troubles du rythme cardiaque du type arythmie ventriculaire pouvant induire une fibrillation ou une syncope, le risque est suffisamment grave pour mettre en route un traitement énergétique d'urgence. C'est dans cet esprit que vient d'être mis au point un défibrillateur automatique implantable assurant la surveillance du rythme cardiaque, la mise en évidence des troubles de ce rythme et le choc électrique, représentant l'acte thérapeutique.

Si les résultats des futurs essais se révèlent satisfaisants, cet appareil, dont le coût est évalué à 5 000 dollars, pourrait être implanté chez environ 20 000 américains par an. Il est à noter qu'il n'est prévu que comme complément des autres thérapeutiques des arythmies chez les patients exposés à un haut risque de mort subite.

Arythmie veut dire privé de rythme. En fait l'arythmie est une anomalie du rythme et ce terme est surtout employé pour désigner les perturbations du rythme cardiaque dans sa fréquence et dans l'égalité des contractions. C'est une anomalie qui s'accompagne assez fréquemment de tachycardie (accélération de

la fréquence des battements du cœur) provoquée par la fibrillation auriculaire ou ventriculaire. L'arythmie peut survenir en dehors de toute lésion cardiaque apparente mais elle peut se révéler au cours de certaines cardiopathies (rétrécissement des valves cardiaques — mitrale — par exemple).



La fibrillation est le mouvement désordonné des fibres musculaires donnant au muscle cardiaque l'apparence d'un mouvement anarchique. Le rôle de pompe dévolu au cœur n'est plus respecté et la circulation sanguine est gravement perturbée. La fibrillation touche ordinairement les oreillettes et elle provoque l'arythmie des ventricules. Si la fibrillation touche les ventricules, c'est la mort qui survient par arrêt cardiaque.

Cet aspect essentiellement médical d'une éventuelle réanimation cardiaque est à envisager différemment de l'urgence que l'on rencontre en milieu hospitalier, dans la rue ou sur les lieux de travail. Par voie de conséquence, le matériel est également différent. Avant d'aborder cet aspect du problème il est intéressant de faire un tour vers la fin du siècle dernier.

## Une première survie de onze heures

L'histoire, pourrait-on dire, contemporaine, est jalonnée d'essais partiels et relativement limités. Ainsi au siècle dernier, Schiff (1874) mit en évidence que le cœur d'un animal pouvait repartir après massage cardiaque et cela même après plusieurs minutes d'arrêt. De tels essais furent repris par Niehaus (1889) et Tuffier (1898) chez l'homme, mais c'est Maag (1900) qui obtint le premier résultat avec une survie de onze heures.

Prevost et Batelli (1899) défibrillèrent le cœur d'un chat au moyen d'un courant alternatif de 240 V. D'autres tentatives apportèrent des éléments intéressants à la poursuite de cette expérimentation. Ainsi Franck (1904) montra que l'application de cocaïne à la surface du cœur défendait celui-ci contre la fibrillation déclenchée par les courants électriques. Il fallut toutefois attendre Beck (1947) pour obtenir la première défibrillation chez l'homme au moyen d'un choc électrique (avec injection intracardiaque de procaine). Mentionnons également les essais de M. d'Halluin (1902) sur la défibrillation chimique, travaux repris par Wiggers, Binet et Strumza. La méthode consistait à calmer le cœur par une injection de chlorure de potassium ; une fois arrêté, on le fait repartir soit par des massages, soit par une injection de chlorure de calcium intraveineux associée au massage.

L'histoire de la réanimation cardiaque est courte, mais riche en ex-

périences et fertile en idées. Il faut dire que l'arrêt cardiaque entraîne l'arrêt circulatoire et, ce qui est grave, l'oxygénation des tissus ne se fait plus et les organes sont voués à une mort plus ou moins rapide. Tous les tissus ne meurent pas en même temps, le premier touché est le cerveau (2 minutes), puis le cœur et la moelle épinière (5 minutes) ; au bout de 15 minutes, ce sont des organes comme le rein et le foie qui présentent des lésions irréversibles ; il faut enfin 30 minutes pour l'intestin. Le seul fait que deux minutes de privation d'oxygène suffisent pour rendre le cerveau irrécupérable montre l'urgence en œuvre. Celle-ci doit être adaptée aux différentes sortes d'arrêts cardiaques que l'on peut rencontrer.

## La pompe cardiaque

Avant d'aborder le problème de la défibrillation cardiaque, peut-être est-il intéressant de dire quelques mots sur le cœur.

En fait, il faut considérer le cœur et les vaisseaux, c'est-à-dire le système circulatoire. Ce système est en

étroite relation fonctionnelle avec le système respiratoire quant au transfert de l'oxygène vers les tissus. En urgence, la réanimation respiratoire est inutile si la fonction circulatoire est défaillante, la réciproque est vraie également. En fait, il faut assurer les deux simultanément.

La figure 1 montre le schéma de la circulation sanguine et le schéma équivalent est beaucoup plus significatif de l'interrelation existant entre les systèmes circulatoire et respiratoire. Cette action de transfert  $O_2 - CO_2$  est capitale en réanimation, elle suppose l'intégrité fonctionnelle des deux systèmes.

Ceci étant acquis, il est intéressant d'examiner le cœur, élément moteur de tout le système circulatoire. Le cœur est une pompe comprenant quatre cavités placées en série, c'est pourquoi le débit dans chacune des cavités est identique. Ce débit cardiaque est d'environ  $60 \text{ cm}^3$  par onnée systolique ce qui, à 70 pulsations par minute, donne un débit de 4 litres par minute, chez l'adulte au repos. Il est à noter qu'au cours de l'exercice violent, le débit peut atteindre 30 à 35 litres/minute.

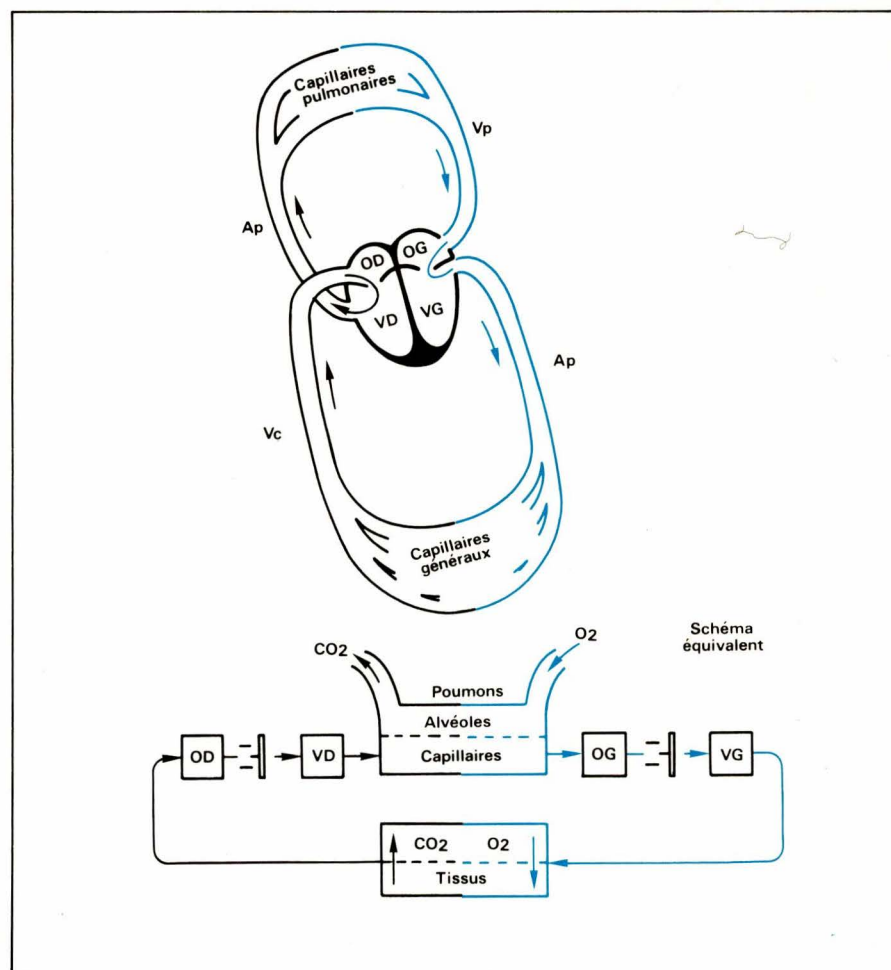


Fig. 1. — Schéma de la circulation (OD-OG : oreillette droite-gauche ; VD-VG : ventricule droit-gauche ; Ap-Vp : artère-veine pulmonaire ; Vc : veine cave ; Ao : aorte).



Le cœur doit donc fournir un travail important, d'environ 0,25 kilogrammètre par battement ; ce qui, ramené à 24 heures, correspond à peu près à l'élévation de 25 tonnes d'une hauteur de un mètre. Cela donne une idée de la puissance du muscle cardiaque (myocarde). En fait ce qui nous intéresse ici, en réanimation cardiaque, ce n'est pas tant la fonction mécanique du cœur vis-à-vis du système circulatoire, mais au contraire de savoir pourquoi le cœur bat, ou ne bat plus en certaines circonstances.

## L'automatisme cardiaque

Le muscle cardiaque est composé de fibres spéciales formant transition entre les fibres lisses et les fibres striées des muscles du squelette. Ces fibres spéciales sont reliées entre elles ce qui explique le fait que l'excitation locale d'un ventricule assure la contraction en bloc de celui-ci.

En outre, l'ensemble des fibres du myocarde est soumis à la loi de l'inexcitabilité périodique. En effet, au cours du cycle cardiaque comprenant : la phase de contraction (systole) suivie de la phase de relâchement (diastole), le myocarde est inexcitable pendant la phase systolique.

Bien que le cœur puisse battre d'une façon autonome, il suffit pour cela d'assurer la circulation sanguine dans les vaisseaux coronaires, il existe une hiérarchie et une chronologie dans la contraction du muscle cardiaque. Très brièvement et d'une manière simplifiée, on peut dire que le cœur peut s'accélérer (tachycardie) ou se ralentir (bradycardie) si un influx vient agir sur le nœud sino-auriculaire de Keith et Flack (fig. 2). Ce nœud est situé sur le sinus formé par les veines caves au droit de leur abouchement avec l'oreillette droite.

Partie du nœud sino-auriculaire, l'onde de contraction envahit les deux oreillettes puis, par l'intermédiaire du nœud auriculo-ventriculaire (Tawara) et du faisceau de Hiss, l'onde de contraction se propage aux ventricules, après un certain délai. Notons que les oreillettes et les ventricules sont isolés les uns des autres par un tissu non conducteur. Le seul trait d'union existant entre eux est le faisceau de Hiss.

Il est certain que cette activité cardiaque liée à la présence et à l'action d'influx sur des formations réceptives, et cela au niveau de tissus excitables, se traduit par une polari-

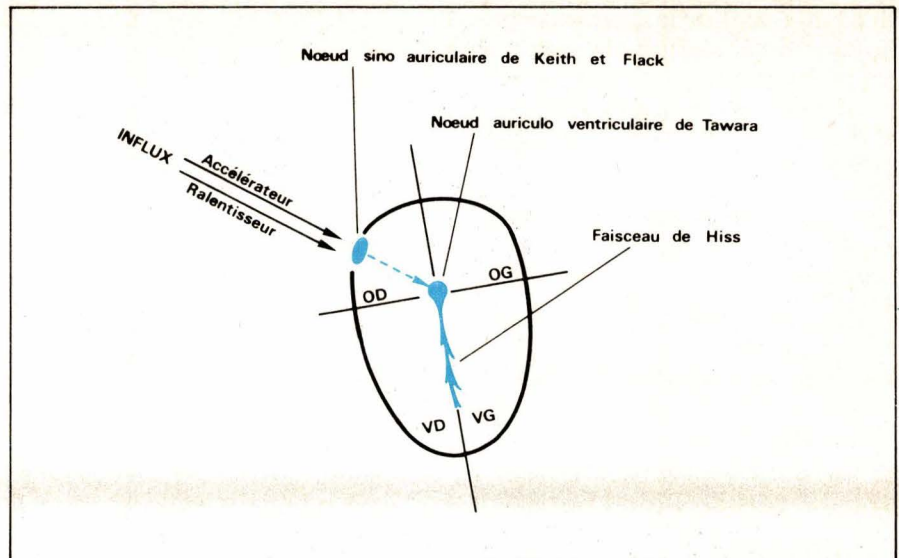


Fig. 2. — Schéma du cœur montrant les voies d'excitation du muscle cardiaque.

sation ou une dépolarisation de ces tissus. Cela est intéressant à un double point de vue : d'une part diagnostique, par l'enregistrement de cette activité au moyen d'appareillage électronique (électrocardiographie), d'autre part thérapeutique, par l'utilisation de courant pour aider la fonction défaillante (stimulation) ou la rétablir (défibrillation)..

Cette activité électrique est fonction de l'état de contraction ou de relâchement du muscle cardiaque, elle représente donc l'état mécanique du cœur à un moment donné. En outre, l'activité électrique diffuse dans toutes les parties du corps, de telle sorte qu'il suffit de placer sur les membres des électrodes reliées à un galvanomètre, pour mettre en évidence les courants d'action du cœur chez l'homme.

## L'urgence cardiaque

En fait, par arrêt cardiaque nous pensons surtout à ses conséquences et notamment l'arrêt circulatoire, c'est-à-dire une déficience dans l'apport de l'oxygène au niveau des tissus. L'inverse peut être vrai, un trouble respiratoire peut avoir pour effet secondaire un arrêt cardiaque, en réalité les causes sont parfois multiples. C'est pourquoi il est parfois difficile de dissocier la réanimation respiratoire de la réanimation cardiaque. En effet, dès que survient l'arrêt respiratoire, on assiste dans un délai très court (3 à 5 minutes) à l'arrêt cardiaque ; ceci en raison d'un défaut d'oxygénation du muscle cardiaque. En revanche, si l'arrêt cardiaque survient en premier, c'est dans un délai d'une trentaine de secondes qu'apparaît l'arrêt respiratoire. Dans les deux cas, le dénominateur commun est la suspension de l'apport d'oxygène au cerveau.

Nous avons vu que la fibrillation peut atteindre les oreillettes ou les ventricules du cœur et si la fibrillation auriculaire se rencontre fréquemment en clinique, elle ne comporte que peu de risques et ne perturbe pratiquement pas le système circulatoire. Il n'en est pas de même de la fibrillation ventriculaire où le retentissement circulatoire est d'une extrême gravité. C'est donc cette forme de fibrillation qui attire particulièrement l'attention des réanimateurs et des cardiologues.

La fibrillation s'étant installée, il s'agit de la supprimer et le choc électrique est la meilleure méthode. Il y a plusieurs façons de provoquer un choc électrique. La première façon fut d'employer le courant alternatif à 50 Hz et si les troubles lésionnels furent rares et bénins, les risques de réinduction d'une fibrillation pouvaient se présenter avec des durées de décharge supérieures ou égales au dixième de seconde. En outre, l'énergie dépensée dépend dans une large mesure de la résistance électrique du sujet.

La seconde façon de provoquer le choc électrique est l'emploi de courant électrique continu. Les troubles lésionnels sont limités, sous réserve d'utiliser des énergies de 200 à 250 joules (appliquées sur le thorax, c'est-à-dire par voie externe), quant aux risques de réinduction d'une fibrillation, ils sont négligeables. Cependant, avec le courant continu, fourni par des décharges de condensateurs, on assiste à des électrolyses interstitielles partielles dans les zones traversées par le courant. La durée d'action du courant est très brève, de l'ordre de la milliseconde, et l'énergie dépensée est pratiquement indépendante de la résistance électrique du sujet.



La troisième façon de provoquer le choc électrique est de combiner les deux méthodes précédentes, c'est-à-dire garder les avantages de la décharge du condensateur, en éliminant les dangers de l'électrolyse, par modulation de cette décharge. C'est cette dernière méthode qui semble apporter de nos jours les résultats les plus satisfaisants.

Les indications et les méthodes de défibrillation se sont précisées et l'on cherche notamment à réaliser un champ électrique uniforme entre les électrodes de façon à envelopper le cœur, puisque le but du choc électrique est d'effacer complètement toutes les contractions anarchiques. Cet effet saisissant appliqué à l'ensemble des myofibrilles cardiaques produit l'effacement du processus général de la fibrillation, laissant la place à la possibilité d'une contraction normale.

La forme des électrodes joue également un rôle important suivant l'utilisation directement sur le cœur ou à travers la cage thoracique. Dans ce dernier cas, les électrodes auront une large surface afin d'augmenter l'efficacité et de diminuer les risques de brûlures locales. En outre, il est évident que stimuler un cœur à travers la paroi thoracique nécessite une énergie relativement importante puisque la peau et les tissus sous-jacents offrent une certaine résistance au passage du courant. Comme ordre de grandeur, on peut considérer une énergie dix fois plus grande pour une excitation par voie externe que par voie interne.

Le choc électrique représente une action violente sur le cœur et pour certains auteurs, il est admis que le choc ne doit pas être administré à n'importe quel moment du cycle cardiaque (fig. 3). En effet, lorsque l'on se trouve en présence non plus d'un cœur arrêté ou en fibrillation complète, mais d'un cœur en arythmie ou présentant une tachycardie, la correction du trouble par choc électrique impose que celui-ci se fasse à un moment déterminé du cycle cardiaque.

Toutefois, en arythmie notamment, c'est-à-dire lorsque le cœur ne bat plus de façon régulière, il est déconseillé de défibriller pendant la diastole, la zone B (fig. 3), car on ignore la position du complexe QRS suivant. Pour plus de sécurité on choisit la zone A, au pied de l'onde R.

En fait le problème n'est pas simple, puisque le cœur présentant des troubles du rythme, n'offre pas un

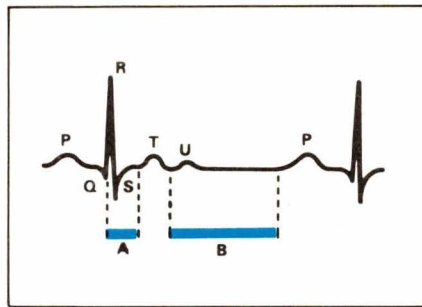


Fig. 3. — Espaces A et B du cycle cardiaque propices à une efficacité maximum de l'impulsion de défibrillation.

complexe électrique cardiaque (électrocardiogramme) toujours significatif. Par ailleurs certains auteurs indiquent que pour des chocs d'une énergie de 250 joules ou davantage (ou 25 J en interne), il n'y a plus de zone vulnérable dans le cycle cardiaque.

## La défibrillation automatique

Lorsque l'on peut mettre en évidence des troubles du rythme au moyen d'une surveillance continue afin de reconnaître une fibrillation ou une arythmie ventriculaire, il est alors possible de délivrer des décharges électriques de défibrillation.

Les travaux de Mirowski et Coll. ont montré les résultats très positifs obtenus au moyen d'un équipement implanté. Il s'agit de l'AID Défibrillateur de Medrad d'Intec Systems de Pittsburgh. Sous un volume de 145 ml, d'un poids de 250 g, l'appareil est alimenté par des batteries au lithium assurant une autonomie de 3 ans, ou la possibilité de délivrer une centaine de décharges. L'une des électrodes est logée près de la jonction auriculaire au moyen d'un cathéter intravasculaire, mis en place par la veine cave supérieure. L'autre électrode, dont l'aspect peut avoir la forme d'une plaquette ou d'une coupelle, est placée sur la paroi externe du cœur, vers la pointe.

Un système de détection surveille l'activité ventriculaire, particulièrement en relevant le temps écoulé entre deux signaux d'entrée, près du potentiel zéro. Sur le plan pratique, la fibrillation ventriculaire est identifiée par l'absence de signal bien net, bien individualisé comme peut l'être une onde QRS. Mais l'appareil répond également dans les cas de flutter ventriculaire ou de tachycardie caractérisée par une onde de forme sinusoïdale. Lorsqu'une arythmie sévère est détectée, l'appareil délivre une impulsion de forme exponentielle (mais tronquée) de 25 J. Elle

peut être recyclée trois fois durant un simple épisode si les premières impulsions sont inefficaces, et dans ce cas la troisième et quatrième impulsions passent à 30 J.

La disponibilité opérationnelle du défibrillateur automatique peut être évaluée avant et après l'implantation au moyen d'un analyseur externe (Aidcheck de la même firme que le défibrillateur). Le cycle de charge est piloté par un aimant et la charge est délivrée par l'intermédiaire d'une résistance de charge contenue dans le défibrillateur. Un enregistreur externe permet de suivre à long terme les performances de l'appareil implanté. Déclenché par le choc défibrillatoire, il emmagasine 22,5 secondes d'enregistrement électrocardiographique précédant la décharge et 67,5 secondes suivant celle-ci. Il emmagasine également le nombre d'épisodes de défibrillation, le nombre total d'impulsions appliquées, le moment où l'épisode se produit et le temps écoulé depuis le dernier enregistrement.

## Conclusion

Le besoin d'améliorer la survie des patients atteints d'arythmie ventriculaire, en dehors du milieu hospitalier, peut faire appel à des techniques comme la défibrillation automatique. Cependant il faut noter que cette méthode est toute nouvelle et que, par exemple, l'implantation elle-même présente un risque chez de tels sujets. En outre il existe une thérapie médicamenteuse pour ce type d'arythmie.

Ce qu'il faut retenir, c'est que pour ces arythmies, la défibrillation automatique ne se substitue pas aux traitements classiques actuellement utilisés. Elle représente un moyen complémentaire dans l'arsenal dont dispose le médecin.

J. TREMOLIERES

## Bibliographie

- Trémolieres J. — La réanimation cardiaque. Rev. Sécurité, mars 1973, 22-28.
- Mirowski M. et Coll. — Termination of malignant ventricular arrhythmias with an implanted automatic defibrillator in human beings. New England J. of Med. Aug. 7, 1980, 322-324.



L'objet de l'étude consiste à faire communiquer deux systèmes de puissance différente (un ordinateur IBM360/65 et un système à micro-processeur) pour le transfert de programmes (grâce à un modem et une liaison téléphonique) de l'un vers l'autre. Nous avons fait l'étude pour un système Starplex, mais il est possible d'appliquer la méthode pour d'autres mini-ordinateurs (Apple II, Commodore, etc.).

# Etude d'un programme permettant la liaison d'un microsysteme avec un ordinateur

## Présentation des systèmes

Le système à micro-processeur utilisé est un Starplex qui comprend : un clavier, une visualisation, une imprimante et deux disquettes. Ce système, conçu autour d'un  $\mu P8080$  (cartes BLC) peut être utilisé soit comme outil de développement soit comme terminal pour le traitement de données. L'ordinateur est un IBM360/65 d'un centre de calcul. Il utilise, pour notre application, un programme écrit en FORTRAN IV.

Pour éviter la réécriture de programmes, on transfère des programmes dans la mémoire du Starplex. Le principe de la communication entre les deux systèmes est donné par la **figure 1**. Le Starplex est particulièrement bien adapté à ce type de manipulation, car il dispose :

- D'un compilateur FORTRAN IV.

- D'une sortie RS232C pour la liaison avec le modem.

Le compilateur nous permet donc d'utiliser, sur le Starplex, des programmes mis au point sur l'ordinateur du centre de calcul.

## Caractéristiques de transfert entre un terminal et le centre de calcul

1° La communication se fait grâce à la liaison RS232C et un modem. On utilise les trois fils :  $T_x$ ,  $R_x$  et  $G_{nd}$  du bus RS232C (**fig. 2**).

$T_x$  : liaison micro vers modem.  
 $R_x$  : Liaison modem vers micro.  
 $G_{nd}$  : Masse.

2° Il est possible dans notre cas d'effectuer une liaison asynchrone (avec l'ordinateur) à l'aide d'un modem si les informations ont les caractéristiques suivantes :

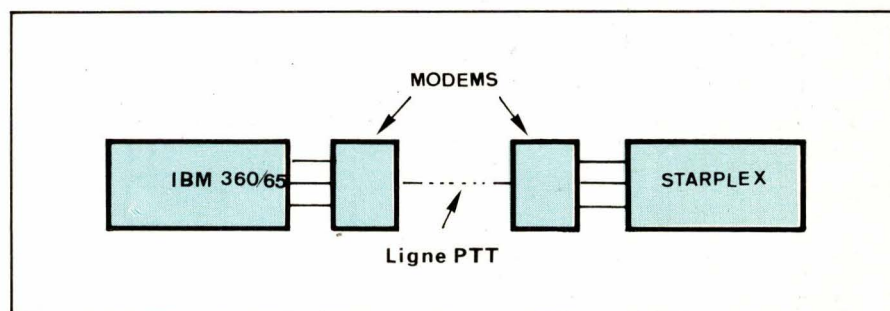


Fig. 1.



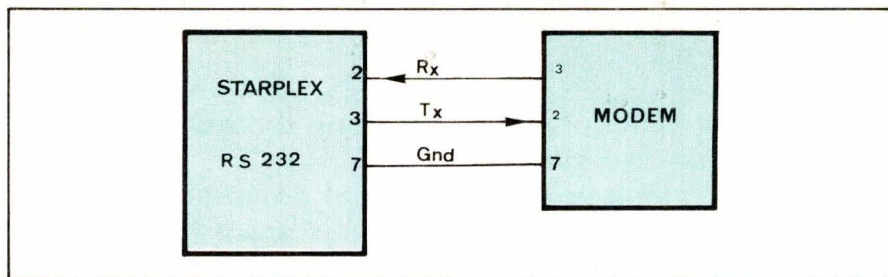


Fig.2.

Vitesses de transmission : 300 bauds.

Longueur du mot : 7 bits.

Nombre de bits de stop : 2.

Parité : paire.

3° La communication téléphonique étant établie, l'ordinateur est dans l'attente, durant un temps limité, d'un caractère de reconnaissance (codé ASCII). Celui-ci étant reçu et reconnu, l'ordinateur le réexpédie et le dialogue peut s'engager (Technique du Handshaking).

— La fin d'un message provenant de l'ordinateur est détecté par un caractère ASCII : XOFF.

— La fin d'un message expédié par le Starplex est terminé par un caractère ASCII : XON.

Ainsi l'ordinateur et le Starplex peuvent-ils échanger des informations chacun à leur tour.

## Objectif du programme

1° Programmer l'émission des caractères vers l'ordinateur, suivant les caractéristiques ci-dessus (vitesse, longueur, parité).

2° Expédier le caractère de reconnaissance.

3° Attendre la réponse puis engager le dialogue.

4° Lister un programme FORTRAN. Celui-ci est stocké en mémoire vive, visualisé sur l'écran au fur et à mesure de son arrivée.

5° Stocker sur disquette tout ou partie des informations reçues.

6° Utiliser ces programmes sur place.

## Organigramme simplifié

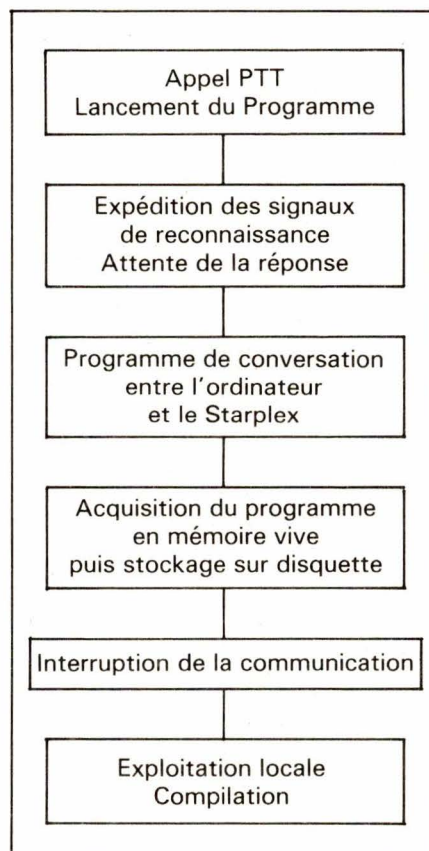
On donne ci-contre la liste des opérations à effectuer avant d'étudier le détail ultérieurement.

Ces différentes phases font appel à des programmes de visualisation sur écran, de lancement d'horloge, de lecture du clavier, d'entrée et de sortie série, de stockage sur disquette. Ces programmes sont développés plus loin.

## Description du Starplex

Ce système comprend :

- Un chassis clavier ayant :
  - Un clavier standard (58 touches).
  - Un clavier ressources du système (9).
  - Un clavier éditeur (16).
  - Un clavier de contrôle.
- Une visualisation 24 lignes - 80 colonnes.
- Deux disquettes Shugart 256K Octets.
- Une imprimante thermique 80 colonnes - 50 C/S.



● Le logiciel comprenant les programmes :

- Dos.
- Editeur de texte.
- Macro-assembleur.
- Interpréteur Basic.
- Compilateur Fortran.
- Debugger.

● Des modules de la série 80 :

— **BLC 80 - 204** :  $\mu$ P8080 ; RAM de 4K, système d'interruption sur 8 niveaux, deux horloges, 48 lignes E/S parallèles, une sortie asynchrone RS232C.

— **BLC8221** : Carte contrôleur de disquettes.

— **BLC8229** : Carte contrôleur d'écran-clavier.

— **BLC064** : Carte mémoire vive 64 K.

## La carte 80-204 L'interface de sortie L'horloge

1° La carte

C'est un ordinateur complet comprenant :

- Un CPU 8080A - 2.
- 4K de RAM.
- Un contrôleur de BUS.
- 8 vecteurs d'interruptions programmables.
- 2 compteurs, timers (programme BCD ou décimal).
- 48 lignes E/S.
- 1 USART compatible RS232C en émission-réception.

2° L'Interface

L'USART (8251), (Universal synchronous/asynchronous receiver/transmitter) est connecté à la sortie J<sub>2</sub> de la carte, elle-même reliée à la prise Cannon compatible RS232C. La compatibilité électrique (TTL-RS232C) est réalisée grâce à des circuits DS1489 et DS1488.

L'utilisateur doit :

- Programmer :**
- Le mode de fonctionnement (synchrone ou asynchrone).
  - La vitesse de transmission (75 à 9 600 bauds).
  - La longueur du mot (5 à 8 bits).
  - Le nombre de bits de stop (1 ou 2).
  - La parité (Paire ou impaire).



**Réaliser** les liaisons pour que les signaux  $T_x$  : Transmitted Data et  $R_x$  : Received Data soient appliqués au 8251 et à la sortie  $J_2$ .

Jumper (219-220) et (227-228).

### 3° L'horloge

Sur la carte existe un « programmable interval Timer » PIT (8253).

L'utilisateur doit :

#### Programmer :

- La fréquence.
- La forme de signaux (ici des signaux carrés).

#### Réaliser :

- Les liaisons pour que cette horloge générée par le PIT attaque les entrées  $R_xC$  et  $T_xC$  du 8251.

( $R_xC$  : horloge récepteur ;  $T_xC$  : horloge émetteur).

Jumper (16-18) et (19-21)

## Programmation de l'USART et du PIT

### 1 – 8253 - PIT (Fig. 3)

Le 8253 est considéré par l'unité centrale comme un périphérique à une adresse. On doit lui adresser un mot de contrôle afin de définir son rôle.

- Trois compteurs indépendants se trouvent dans ce circuit ;
- chacun peut fonctionner suivant 6 modes, le mode 3 étant celui qui délivre des signaux carrés ;
- le comptage peut se faire en Binaire ou en BCD.

#### A – Format du mot de contrôle

- $D_7D_6$  : sélectionnent le compteur,
- $D_5D_4$  : définissent le nombre à décompter.
- $D_3D_2D_1$  : précisent le mode.
- $D_0$  : choisit le binaire ou le BCD.

Les valeurs sont précisées dans la notice technique du 8253 (Table 1).

- Choix du compteur : 2
- Choix du mode : 3
- Choix du nombre : 00E0 pour avoir une fréquence de 4 800 Hz (note : fournira 300 bauds après division par 16).

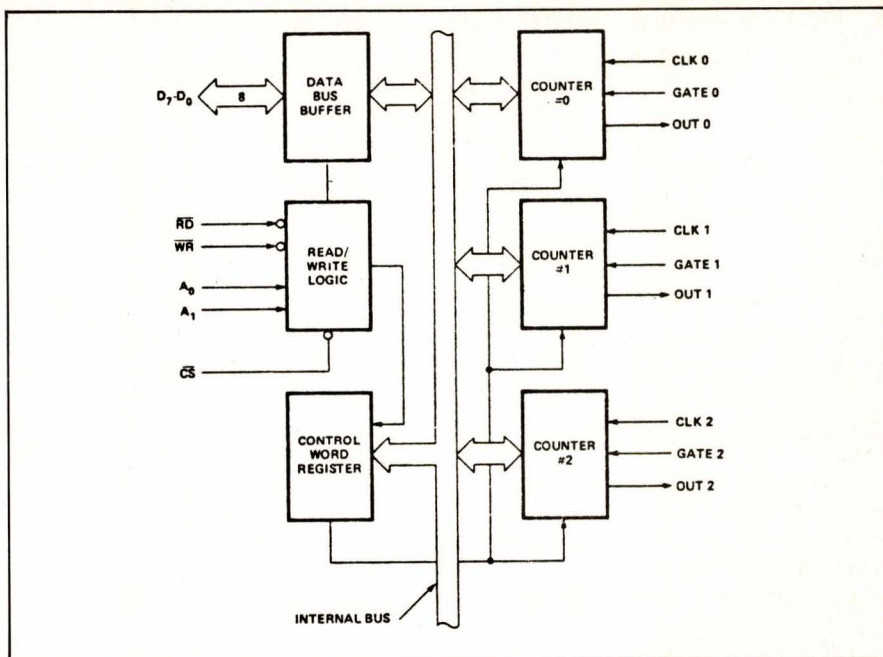


Fig.3.

#### M-MODE

M2	M1	M0	
0	0	0	Mode 0
0	0	1	Mode 1
X	1	0	Mode 2
X	1	1	Mode 3
1	0	0	Mode 4
1	0	1	Mode 5

#### BCD

0	Binary Counter 16-bits
1	Binary Coded Decimal (BCD) Counter (4 Decades)

#### Control Word Format

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
SC1	SC0	RL1	RL0	M2	M1	M0	BCD

#### Definition of Control Fields

##### SC-Select Counter

SC1	SC0	
0	0	Select Counter 0
0	1	Select Counter 1
1	0	Select Counter 2
1	1	Illegal

##### RL-Read/Load

RL1	RL0	
0	0	Counter Latching operation (see READ/WRITE Procedure Section)
1	0	Read/Load most significant byte only.
0	1	Read/Load least significant byte only.
1	1	Read/Load least significant byte first, then most significant byte.

Table 1.



## B – Programmation du 8253 :

HORL	EQU MVI	B6 A.HORL	1011 0110 10 = compteur 2 11 = lire et charger en séquence sur 2 octets 011 = mode 3 0 = binaire
	OUT MVI OUT MVI OUT RET	DF A,EO DE A,00 DE	1 <sup>o</sup> octet 2 <sup>o</sup> octet

Ainsi après ce programme, la sortie du compteur 2 reste à « 1 » jusqu'à ce que la moitié du nombre chargé (00E0) soit atteint puis passe à « 0 » durant la seconde moitié (fig. 4). Le compteur est ensuite rechargé automatiquement.

On dispose alors d'un signal d'horloge à 4 800 Hz qui est disponible pour commander l'USART sur les entrées horloge-réception et horloge-émission.

**Note :** (Il est possible de LIRE la valeur actuelle du nombre décompté par une opération de lecture sans ralentir l'horloge).

### 2 – 8251 - USART (Fig. 5)

Le 8251 est considéré comme un périphérique par l'unité centrale. Son fonctionnement est entièrement défini par la réception :

- d'un mot de mode : MODW
- d'un mot de commande : COMW.

En émetteur, il reçoit de l'unité centrale un mot de 8 bits, le sérialise suivant le format adopté.

En récepteur, il reçoit un mot série, le désserialise et le transmet à l'unité centrale.

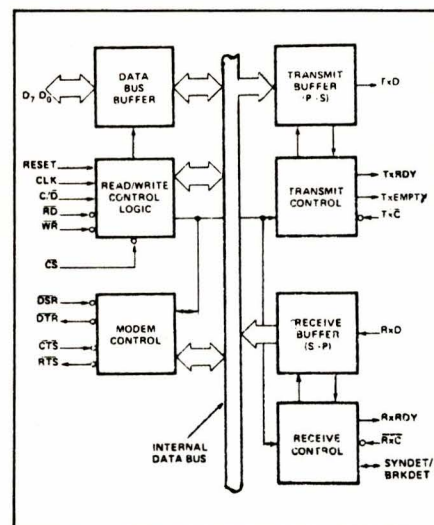


Fig.5.

### A – Format du mot de mode

D<sub>7</sub> D<sub>6</sub> : sélectionnent le nombre de bits stop

D<sub>5</sub> D<sub>4</sub> : choisissent la parité

D<sub>3</sub> D<sub>2</sub> : définissent la longueur

D<sub>1</sub> D<sub>0</sub> : le facteur multiplicatif.

Les valeurs sont précisées dans la notice technique du 8251 (Table 2).

### B – Format du mot de commande

D<sub>7</sub> : recherche d'un caractère de synchronisation

D<sub>6</sub> : remise à zéro par programme

D<sub>5</sub> : demande à émettre

D<sub>4</sub> : erreur

D<sub>3</sub> : break

D<sub>2</sub> : validation réception

D<sub>1</sub> : force DTR à zéro

D<sub>0</sub> : émission prête.

### C – Programmation du 8251

RESET MODW COMW	EQU EQU EQU MVI OUT MVI	40 FA 05 A,RESET ED A,MODW	0100 0000 1111 1010 0000 0101 Remise à zéro
	OUT MVI	ED A,COMW	11 = 2 bits stop 11 = parité paire 10 = 7 bits 10 = x 16
	OUT RET	ED	R <sub>x</sub> validé T <sub>x</sub> validé

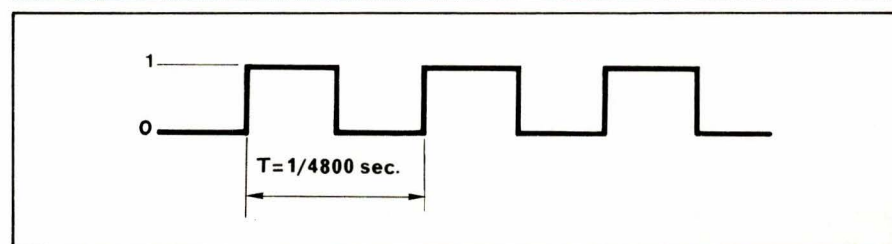


Fig.4.

Après avoir exécuté ce programme, le 8251 est prêt à fonctionner en émetteur-récepteur asynchrone. Dans le cas du fonctionnement en émetteur, le mot de 8 bits va de l'unité centrale vers le 8251 ; si le fonctionnement est en récepteur, on lit à partir de l'unité centrale le 8251.

**Note :** Il est possible d'examiner l'état des circuits de transmission par la lecture d'un mot d'état :

Les bits 2<sup>0</sup> ; 2<sup>1</sup> ; 2<sup>2</sup> donnant les renseignements :

2<sup>0</sup> = T<sub>x</sub> RDY : Transmission prête

2<sup>1</sup> = R<sub>x</sub> RDY : Réception prête

2<sup>2</sup> = T<sub>x</sub>E : Buffer de transmission vide.

## Organigramme

L'organigramme qui suit (fig. 6) fait appel à des sous-programmes de gestion du clavier, de l'écran ainsi qu'à des sous-programmes utilitaires du DOS.

**CLAVIE :** gestion du clavier. Sous-programme de lecture du clavier par scrutation. Le contenu de l'accumulateur du 8080 correspond à la touche enfoncée.

**DISPLY :** gestion de l'écran. Sous-programme qui affiche sur la visualisation le contenu de la case mémoire M pointée par H.L.

**CRTOUT :** gestion de l'écran. Sous-programme qui affiche le contenu du registre C.



- Définition du pointeur de pile SP.
- Lancement de S/P HORLGL définissant les caractéristiques du transfert.
- Lecture en mémoire et affichage sur l'écran d'un message indiquant à l'opérateur la procédure à suivre.
- Acquisition au clavier du caractère de reconnaissance et expédition vers le modem.
- Réception par écho de ce caractère, affichage du contrôle.

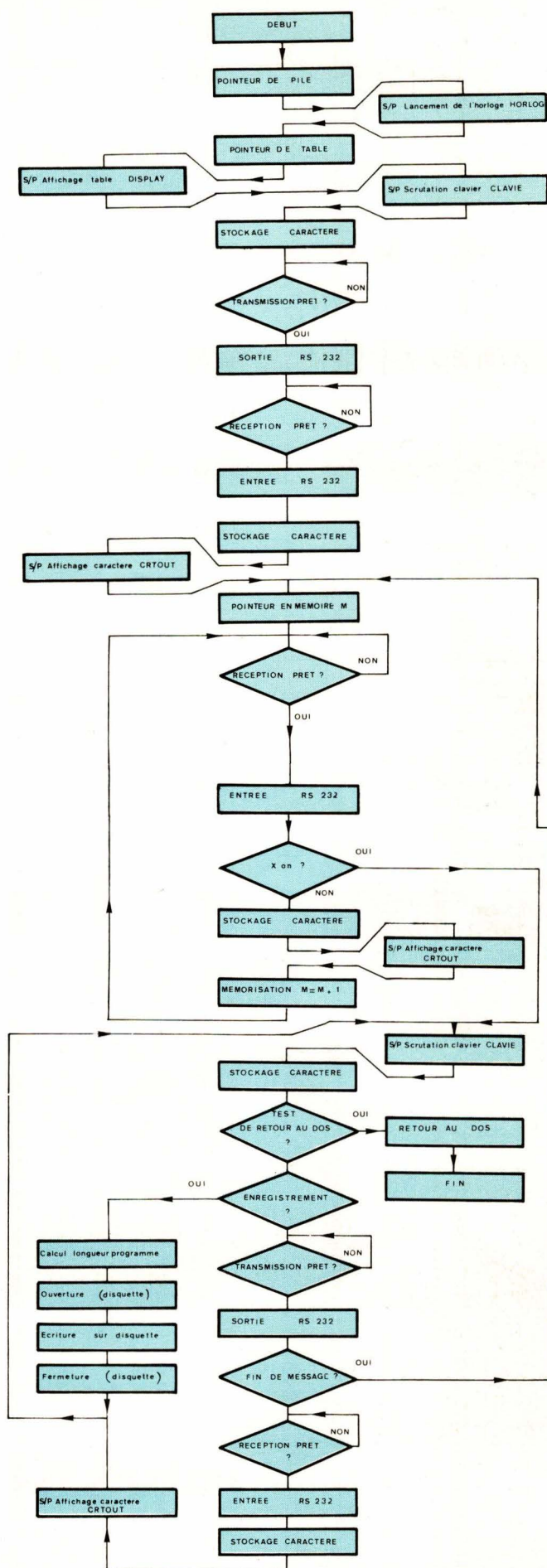
- Pointage d'une zone en mémoire vive où seront stockées les données transférées via le modem.

- Réception d'un caractère et test de validité : si c'est  $X_{on}$  : fin de réception, saut en **scrutation**.
- Stockage du caractère, affichage de contrôle, incrément de la position en mémoire et retour en **réception**.

- Scrutation du clavier.
- Stockage du caractère tapé.
- Test de validité : si c'est un ordre de retour au DOS = **retour au DOS** ; si c'est un ordre de stockage = **Stockage**.
- Emission du caractère vers le modem.
- Test de validité : si c'est  $X_{off}$  : retour au **pointage**.

- Calcul du nombre d'octets du programme à stocker.
- Ouverture d'un fichier sur la disquette.
- Ecriture du programme.
- Fermeture du fichier.
- Retour en **scrutation** : pour un nouveau processus.

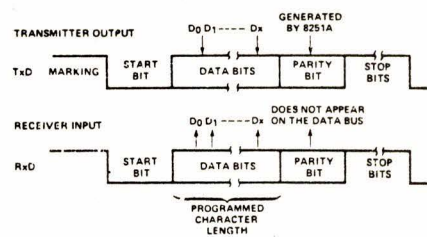
- La procédure de transfert est avortée, le DOS reprend le contrôle du système.



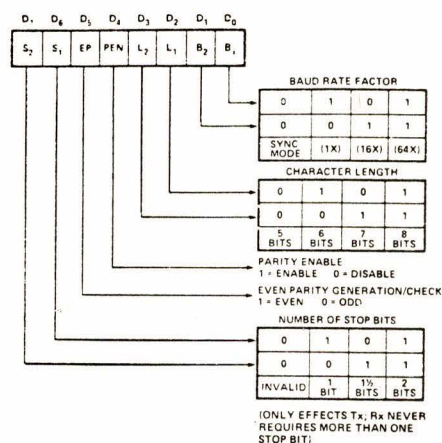
**Fig.6 Organigramme général.**



## Asynchronous Mode



## Mode Instruction Format, Asynchronous Mode



## Command Instruction Format

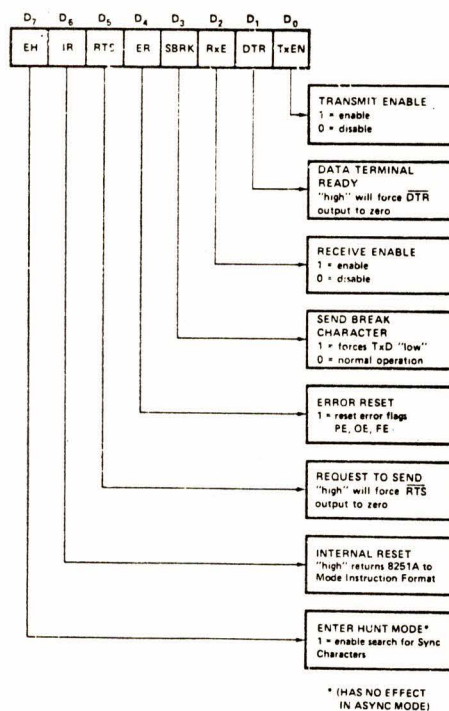


Table 2.

## Conclusion

Ce programme nous permet d'avoir accès à l'ordinateur depuis notre système et d'y transférer tout ou partie des informations.

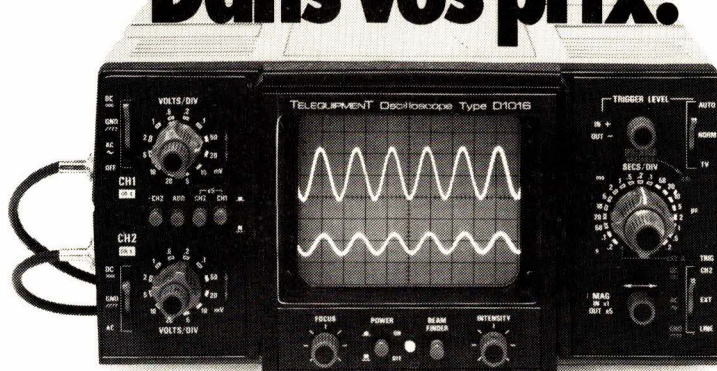
M. DECKER, D. FERRAND

Laboratoire du Pr B. PISTOULET, I.S.I.M., Université des Sciences et Techniques de Languedoc, Montpellier

## Bibliographie

- Notice technique national semi-conducteur sur le STARPLEX.
- Catalogue Intel pour le PIT8253 et l'USART8251.

# Performances haut de gamme. Dans vos prix.



D 1016, 2 voies, 15 MHz, véritable XY

Monoblocs, compacts, robustes, faciles à utiliser et à transporter, les 4 appareils de la série 1000 vous offrent à des prix très accessibles, des oscilloscopes bénéficiant d'excellentes performances. Par exemple : l'adoption du mode de déclenchement "crête à crête" automatique, le choix de la source de ce

déclenchement (CH 1, CH 2 ou extérieur), la facilité d'utilisation : recherche automatique de trace (beam finder), etc. Une garantie supplémentaire : TELEQUIPMENT, du fait de son appartenance au groupe TEKTRONIX, vous offre un service après-vente réputé et efficace.

Découvrez TELEQUIPMENT, une gamme complète d'oscilloscopes, comprenant également des oscilloscopes à tiroirs, à mémoire, alimentés par batterie incorporée, simple ou double base de temps, etc. Leurs performances sont dans vos prix.

## TELEQUIPMENT

— GROUPE TEKTRONIX —

Centres régionaux : Aix-les-Milles Tél. : (42) 26.62.03 - Lyon Tél. : (78) 76.40.03 - Rennes Tél. : (99) 51.21.16 - Strasbourg Tél. : (88) 39.49.35 - Toulouse Tél. : (61) 40.24.50

Coupon-réponse à retourner à TEKTRONIX Division Mesure Electronique Promotion des Ventes, B.P. 13 - 91401 ORSAY - Tél. : 907.78.27

M. \_\_\_\_\_  
Société \_\_\_\_\_  
Activité \_\_\_\_\_  
Fonction \_\_\_\_\_  
Adresse \_\_\_\_\_

Tél. \_\_\_\_\_  
désire recevoir sans engagement de sa part :  
☐ une documentation sur la gamme TELEQUIPMENT  
☐ la brochure "PRINCIPE DE L'OSCILLOSCOPE"  
☐ la visite d'un ingénieur commercial.





Bien des utilisateurs de calculateurs de bureau (mini-ordinateurs) ont à aborder le problème d'entrée des données dans des conditions peu coûteuses, données sous la forme  $y(x)$  ou  $y(t)$ . Nous présentons ici un schéma d'interface assurant le transfert des données dans le sens A/N en octets série par voie V-24. Le principe de construction de l'interface est de profiter des possibilités de programmation du calculateur pour simplifier l'électronique de transfert.

A partir de cet interface, nous avons réalisé l'interface inverse N/A donnant des couples Y, X analogiques. Ces

## Interface économique expérience / calculateur / enregistreur par voie V 24

valeurs Y, X accompagnées d'un lever/baisser de plume peuvent transformer tout enregistreur en table traçante par une programmation adéquate; nous proposons donc deux schémas d'interface: A/N et N/A, susceptibles de réaliser toute entrée et sortie entre calculateur et expérience exigeant une vitesse d'acquisition relativement lente (environ 100 pts/sec).

### Définition du système

A l'origine cet interface avait été prévu pour le calculateur Tektronix 4051 et également pour l'enregistreur de cassettes Tektronix 4923. Nous recherchions une précision de l'ordre de  $1/4000$  de l'échelle totale, ce qui implique des convertisseurs 12 bits; selon la norme V-24 (RS 232 C) on a à transmettre des octets de type série dont le bit le plus significatif est un contrôle de parité; chaque valeur X ou Y sera représentée par un ensemble de 12 bits qu'on transmettra en deux fois 6 bits suivis d'un septième bit à notre choix et du huitième (contrôle de parité) pour réaliser l'octet de transfert.

Le septième bit est choisi égal à 1 et cela pour la raison suivante: le calculateur recevra les octets comme s'il s'agissait de caractères ASCII; or certains de ces caractères sont des caractères de contrôle pouvant provoquer un comportement imprévu du calculateur. Comme tous les caractères de contrôle ont une valeur binaire infé-

rieure à 64, nous sommes sûrs de ne pas transmettre de caractères de contrôle en mettant le septième bit à 1.

Voici un exemple:

Soit à transmettre  $X = 1,7549$  V; le convertisseur A/N ayant une plage d'entrée de 10 V, va donner la configuration  $4095 * X/10 = 718$  soit:

0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

On envoie les six premiers avec un septième égal à 1, c'est-à-dire en fait le caractère ASCII(N) (valeur binaire 78) puis les six derniers précédés du septième bit à 1 soit le caractère K (valeur binaire 75); la valeur de X est représentée par la chaîne de caractères NK; la restitution de la valeur de X par la programmation sera de la forme:

$$X = \frac{10}{4095} ((\text{Val}(K) - 64) * 64 + \text{Val}(N) - 64) = 1,7533$$

au lieu de 1,7549.







La programmation va simplifier l'interface électronique : on voit qu'il aurait fallu un convertisseur 16 bits codés BCD plus coûteux pour la même précision, et ici on ne transmet que 2 octets (au lieu de 4) pour une même valeur de X ou de Y.

Pour l'interface N/A nous suivons le même principe ; toute valeur X ou Y est transférée sous forme d'une chaîne créée par le calculateur, de deux caractères, mais cette fois-ci le septième bit est choisi différemment. Nous n'avons plus à craindre d'émettre des caractères de contrôle mais nous avons à baisser ou à lever la plume ; nous prenons le septième bit égal à 0 pour plume baissée et égal à 1 pour plume levée. Lorsque l'interface reçoit deux octets consécutifs il « retire » le septième bit et le transforme en un signal de plume puis accole les deux fois 6 bits, des deux octets et les envoie sur les 12 bits d'un convertisseur N/A, le signal analogique est alors transmis à la voie X ou Y d'un enregistreur.

## Interface analogique numérique

On se référera à la **figure 1**.

Le mot-série RS 232.C comprend 11 bits : 1 bit de départ, 7 bits ASCII (pour nous des données de 6 bits, plus le septième décalant à 64), 1 bit de parité et 2 bits de stop. Chaque couple de mesure X et Y comprend 6 mots : 2 mots X, un espace, 2 mots Y et un retour-chariot (CR), soit en tout 66 bits. A la vitesse maximale de 9600 bauds, possible avec l'enregistreur de cassettes 4923 Tektronix (2400 seulement pour le 4051 Tektronix), on n'a donc que 9600/66 couples de mesures possibles, soit 145 pts max/sec. Une horloge variable fixe ce taux de conversion. A chaque fin de conversion la sortie d'un compteur modulo 6 sélectionne, par l'intermédiaire de multiplexeurs adressables, les 6 mots de 7 bits appliqués successivement à l'UART de sérialisation (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter). Après ce cycle de 6 mots, correspondant à un point de mesure, un nouvel ordre de conversion apparaît, jusqu'à ce que le nombre total de couples de mesure X et Y, présélectionné par l'expérimentateur, soit atteint. L'UART utilisé est le S1883 de American Microsystems (notons que le 6011 TMS de Texas donné pour strictement équivalent, a ses bits parallèles de sortie présentés en ordre inverse). On fixe à l'aide de celui-ci la longueur du mot et la parité voulues et, avec une horloge externe, le taux de transmission. La fréquence de celle-ci doit être 16

fois celle du nombre de bauds choisi.

Le schéma de principe résume tout cela et indique les circuits annexes utilisés, les quelques entrées et sorties de commande qui peuvent être reliées à l'expérience. Les deux convertisseurs numérique/analogique sont les ADC 802 (Burr-Brown) ; les 7 multiplexeurs adressables sont du type 74151.

## Interface numérique analogique

On se référera à la **figure 2**.

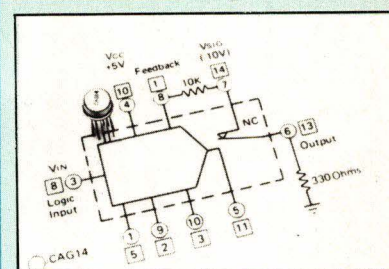
Les données venant du mini-ordinateur sont mises en parallèle par l'UART utilisé cette fois comme récepteur. Chaque couple X et Y comprend maintenant 4 mots : 2 mots X de 6 bits chacun (et le septième comme commande de plume) puis 2 mots Y également de 6 bits.

Un compteur modulo 4 suivi d'un décodeur adresse successivement et met en mémoire les 4 mots de données. Ensuite celles-ci sont transmises simultanément aux 2 convertisseurs N/A. Ces données sont maintenues à l'entrée de ceux-ci jusqu'au prochain couple de mesure X, Y de 4 mots venant du mini-ordinateur (MINC Digital Equipment). La vitesse de 2400 bauds choisie permet le tracé d'une courbe quelconque en quelques dizaines de secondes.

Ces deux interfaces ont été réalisés séparément pour leur meilleure circulation dans le laboratoire. Leur emploi est très simple et leur coût peu élevé. Le prix total du matériel utilisé (alimentations modulaires, convertisseurs, circuits intégrés et imprimés, prises diverses, boîtier, etc.) est d'environ 1800 F pour l'interface N/A et 2200 F pour l'interface A/N.

**B. Delmas et J.-L. Monge**

Groupe de Physique des Solides  
de l'Ecole Normale Supérieure  
Laboratoire Associé au CNRS  
Université Paris VII



## PORTE ANALOGIQUE (FET) ULTRA RAPIDE

Le CAG14 est un circuit de pilotage et de commutation SPST destiné à servir de fonction « store and hold » grande vitesse pour porte analogique d'usage général.

Il se caractérise par un temps de commutation de 20 nanosecondes (5 fois plus rapide qu'une porte analogique monolithique comparable), une résistance « ON » faible (35 ohms), qui reste constante avec la tension.

Le faible encombrement est un avantage complémentaire.

**TELEDYNE  
CRYSTALONICS**

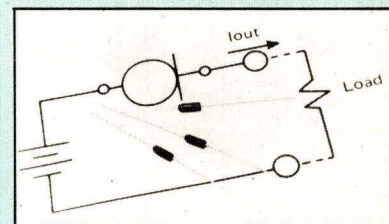


BP 1 - 78420 CARRIERES S/SEINE

**TEL. : (3) 980 41 40**

SERVICE-LECTEURS N° 165

## DIODES A COURANT CONSTANT Le plus grand choix



Ces diodes permettent de maintenir un courant constant pour des tensions variant de 3 à 100 V.

La gamme des courants proposés est de 0,2 à 50mA.

Ces références de courants sont idéales pour l'utilisation en série avec une zener, pour stabiliser un oscillateur ou pour protéger des circuits intégrés.

Le procédé de fabrication de type « C bend » assure une grande fiabilité.

Disponible en versions JAN, JANTX et JANTXV.

**TELEDYNE  
CRYSTALONICS**



BP 1 - 78420 CARRIERES S/SEINE

**TEL. : (3) 980 41 40**

SERVICE-LECTEURS N° 174







# UN POINT FINAL A LA CONTROVERSE IN-SITU FONCTIONNEL. AVEC LE L200, NAIT UNE NOUVELLE CONCEPTION DES SYSTEMES DE TEST DE CARTES.

La série L200 de systèmes de test de cartes regroupe en une seule machine les possibilités de test in-situ et fonctionnel. Les performances atteignent le plus haut niveau que permettent les techniques actuelles pour les matériels, le logiciel et l'interfaçage.

Son architecture de contrôle, entièrement nouvelle, utilise les dernières techniques et permet l'évolution rapide nécessaire au cours des années 80.

Souplesse et haute qualité des tests analogiques et numériques, rapidité de génération et de mise au point des programmes, pour un prix de revient faible, font de la série L200 la réponse la plus rentable qui soit à vos problèmes de test les plus difficiles.

## DES TESTS DE HAUTE PRÉCISION.

Le L200 assure une rapidité de test élevée, atteignant 10 MHz pour les tests fonctionnels et 2 MHz pour les tests in-situ avec un maximum de 16 phases d'attaque et de détection, programmables par incréments de une nanoseconde.

Les conditions paramétriques sont vérifiées grâce à des comparateurs à double seuil et à la possibilité de programmer la charge sur chaque broche.

La génération d'algorithmes permet de tester et analyser les RAM et ROM montées sur circuits imprimés.

Une vaste gamme de fonctions de mesure et de forçage, disponibles sur matrice Kelvin.

Un interfaçage très performant permettant de limiter les longueurs de câblage sur les nœuds critiques à 10 cm.

Pour répondre à l'incessante augmentation de la complexité des produits, les systèmes L200 sont facilement adaptables – ce qui signifie augmentation des performances, augmentation de la vitesse de test, accroissement du nombre de broches.

Ce qui signifie surtout que le L200 suivra l'évolution de vos futurs besoins de test. C'est un bon investissement.

## HAUTE PRODUCTIVITÉ.

La rapidité de test et de diagnostic offerte par le L200 se traduit par une réduction de la main-d'œuvre et une diminution du nombre de systèmes de test nécessaires.

Cette vitesse permet d'effectuer des séquences sur cartes LSI jusqu'à 100.000 tests à la seconde.

L'analyse "planche à clous" fait appel à la matrice digitale pour éliminer les opérations manuelles de détection.

Des outils de diagnostic assurent la localisation rapide et précise des défauts, avec "State Sensitive Trace" (SST) pour les diagnostics de défauts fonctionnels à des vitesses atteignant 10 MHz, et le couteau électronique pour l'identification du composant responsable.

## FAIBLE COÛT DE PROGRAMMATION.

Le logiciel L200 s'inspire de PASCAL pour simplifier la programmation. L'"édition" et la compilation par incréments permettent aux testeurs de modifier, puis d'exécuter, les séquences de test LSI les plus importantes en quelques secondes.

Les programmes de tests sont extrêmement structurés et modulaires, dans le but d'assurer un développement efficace et en prévision de modifications ultérieures permettant d'étendre le champ des localisations de défauts.

Des programmes in-situ sont générés automatiquement grâce au logiciel de génération automatique. Les programmes fonctionnels peuvent être générés soit manuellement, soit par le logiciel de génération de test LASAR™.

La série TERADYNE L200 de systèmes de test de cartes.

Un système unique pour les deux types de test réduit vos temps de programmation et augmente la productivité, améliore le taux de couverture de fautes. Tout ceci pour un prix de revient annuel de test de cartes plus faibles.

Qui pourrait nous contredire ?



TERADYNE fabrique une ligne complète d'équipements de test automatiques pour composants et sous-ensembles électroniques.

Pour de plus amples renseignements sur le nouveau L200 ou tout autre produit, écrivez à :  
TERADYNE S.A.  
10/12 rue de Chartres  
92200 NEUILLY/SEINE

# TERADYNE



UNE  
SEMAINE  
EXCEPTIONNELLE

# MICRO EXPO 81

du 4 au 9  
Mai 1981

6<sup>e</sup> CONGRÈS-EXPOSITION MICROORDINATEURS  
PARIS PALAIS DES CONGRÈS (Porte Maillot)

LUN 4	MAR 5	MER 6	JEU 7	VEN 8	SAM 9
<b>EXPOSITION</b>		<b>MICRO EXPO 81</b> 9 h 30 - 18 h 00			
<b>C 10</b> INTRODUCTION AUX MICROPROCESSEURS 9 h à 16 h M. Claude MICHEL	<b>A 1</b> LES MICROPROCESSEURS 9 h à 16 h M. Pierre LEWI		<b>A 2</b> PROGRAMMATION DES MICROPROCESSEURS 9 h à 16 h M. Jacques TIBERGHEN		<b>A 3</b> PASCAL 10 h à 16 h M. Jacques TIBERGHEN
<b>S 1</b> DIAGNOSTIC ET MISE AU POINT 9 h à 16 h M. Heng TE	<b>S 2</b> ADA (en anglais) 9 h à 16 h	<b>S 3</b> TRANSMISSIONS DE DONNÉES 9 h à 16 h M. Georges WANET	<b>S 4</b> LES RÉSEAUX 9 h à 16 h M. Georges WANET	<b>S 7</b> MICROPROCESSEURS ET TÉLÉMATIQUE 9 h à 16 h M. Georges WANET	<b>S 9</b> APPLICATIONS MÉDICALES 11 h à 17 h M. Pierre LE BEUX
<b>13</b> SÉMINAIRES PROFESSIONNELS			<b>S 5</b> INTRODUCTION AU BASIC 9 h à 16 h M. Pierre LE BEUX	<b>S 8</b> LE BASIC PAR LA PRATIQUE 9 h à 16 h M. Jean-Pierre LAMOITIER	
			<b>S 6</b> COMPTABILITÉ GESTION et PME 14 h à 17 h		
<b>5</b> CONFÉRENCES GRAND PUBLIC		<b>M 1</b> NOUVEAUX PRODUITS 14 h à 17 h		<b>M 2</b> QUEL MICRO CHOISIR ? 14 h à 16 h M. Alain TAILLIAR	<b>M 3</b> INTRODUCTION A CP/M 9 h à 10 h M. Rodnay ZAKS
					<b>M 4</b> TRAITEMENT DE TEXTE 10 h à 11 h M. Rodnay ZAKS
<b>EUROMOUSE</b>	<b>MARDI 5</b>	<b>RÉPÉTITION</b> 10 h à 12 h	<b>SAMEDI 9</b>	<b>M 6</b> COURSE SOURIS 14 h à 16 h M. Heng TE	<b>M 5</b> JEUX SUR ORDINATEUR 11 h à 12 h



## INFORMATION RAPIDE

Nom : \_\_\_\_\_ Société ou Profession : \_\_\_\_\_

Adresse N° : \_\_\_\_\_ Rue : \_\_\_\_\_

Ville : \_\_\_\_\_ Pays : \_\_\_\_\_ Tél. : \_\_\_\_\_

Veuillez m'envoyer : ☐ le programme détaillé de Micro-Expo 81 ☐ Invitation(s) gratuite(s) ☐ l'information exposition

à retourner à :



18, rue Planchat 75020 PARIS - Tél. (1) 370.32.75 - Téllex 211801F

SERVICE-LECTEURS N° 167



Nous donnons, dans le présent article, les schémas théoriques de trois circuits (voir **fig. 14, 17 et 18**) de filtrage pour haut-parleurs. Chaque circuit comprend un filtre passe-haut, un filtre passe-bas et un filtre passe-bande. Les calculs des filtres passe-haut, passe-bande et passe-bas sont donnés, dans ce qui suit, pour ce qui concerne le circuit représenté figure 14. Les circuits représentés **figures 17 et 18** ont été calculés de la même manière. Lors de chaque calcul de filtre, sont donnés le gabarit du filtre, les impédances entre lesquelles s'insère le filtre, le schéma de la cellule élémentaire entrant dans la constitution du filtre et le schéma de ce dernier. Comme il est indiqué sur les schémas (voir **fig. 14, 17 et 18**), les impédances des haut-parleurs sont de  $4 \Omega$

## Filtres pour haut-parleurs

ou de  $8 \Omega$ . Les fréquences de coupure des filtres sont données en regard des schémas des filtres pour ce qui concerne les circuits représentés **figures 17 et 18**, lors du calcul des filtres pour ce qui concerne le circuit représenté **figure 14**. Les principes de calcul de tels filtres ont été donnés dans les articles suivants : « Principes de calcul des filtres en échelle » (voir « Electronique Applications » N° 2) et « Filtres passifs en échelle » (voir « Electronique Applications » N° 3)

### Filtre « passe-haut »

La courbe d'affaiblissement de ce filtre se situe à l'intérieur du gabarit représenté à la **figure 1** où l'on voit que la fréquence minimale à passer est fixée à 2 500 Hz. Le montage est celui de la **figure 2**.

Calculons  $\mu_{\max}$  (voir E.A. n° 2, page 108) :

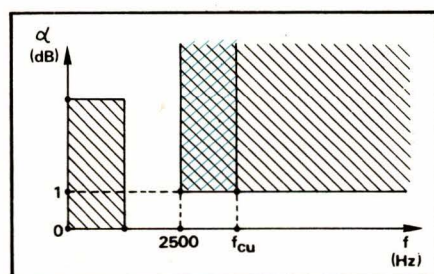


Fig. 1

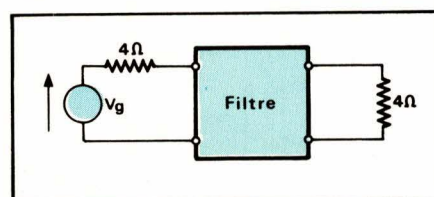


Fig. 2

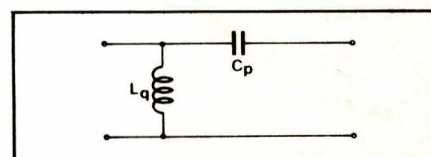


Fig. 3

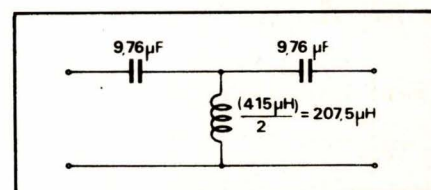


Fig. 4

$$\mu_{\max} = 10^{1/20} + \sqrt{10^{1/10}} - 1 = 1,63$$

Calculons ensuite  $R_o = \mu_{\max} \cdot Z_e$

$$R_o = 1,63 \cdot 4 = 6,52 \Omega$$

Le schéma de la section prototype passe-haut est donné à la **figure 3**. Calculons les deux éléments qui la composent :

$$L_q = \frac{6,52}{2\pi \cdot 2500} = 0,415 \text{ mH}$$

$$C_p = \frac{1}{6,52 \cdot 2\pi \cdot 2500} = 9,764 \mu\text{F}$$

Le schéma définitif du filtre est donné à la **figure 4**.



## Filtre

### « passe-bande »

Son gabarit est celui de la **figure 5**, son montage celui de la **figure 6**.

$\mu_{\max}$  a la même valeur, à savoir 1,63.

$$R_o = 1,63 \cdot 8 = 13,04 \Omega$$

Le schéma de la section prototype passe-bande est donné à la **figure 7**. Pour calculer les quatre éléments qui la composent, nous devons connaître auparavant les valeurs de  $\omega_o^2$  (produit des deux pulsations de coupure) et de  $[\omega_c - \omega'_c]$  (différence de ces deux pulsations).

$$[\omega_c - \omega'_c] = -2\pi \cdot 700 + 2\pi \cdot 2500 = 2\pi (2500 - 700) = 11\,309,733$$

$$\omega_o^2 = (2\pi \cdot 2500 \cdot 2\pi \cdot 700) = 6,9087 \cdot 10^7$$

d'où nous tirons :

$$L_p = \frac{13,04}{11\,309,733} = 1,15299 \text{ mH}$$

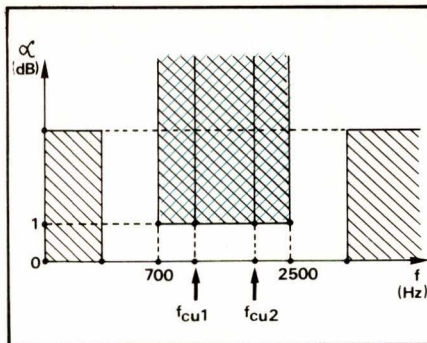


Fig. 5

$$C_p = \frac{11\,309,733}{6,9087 \cdot 10^7 \cdot 13,04} = 12,5538 \mu\text{F}$$

$$C_q = \frac{1}{11\,309,733 \cdot 13,04} = 6,7806 \mu\text{F}$$

$$L_q = \frac{11\,309,733 \cdot 13,04}{6,9087 \cdot 10^7} = 2,13468 \text{ mH}$$

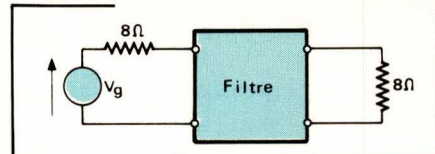


Fig. 6

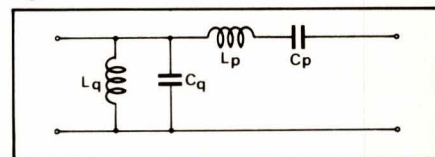


Fig. 7

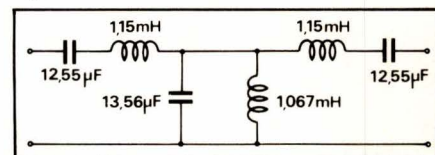


Fig. 8

Le schéma définitif du filtre est donné à la **figure 8**.

## Filtre

### « passe-bas »

Son gabarit est celui de la **figure 9**, son montage celui de la **figure 10**.

Les valeurs de  $\mu_{\max}$  et  $R_o$  sont les mêmes que pour le filtre passe-haut, à savoir :

$$\mu_{\max} = 1,63$$

$$R_o = 6,52 \Omega$$

Le schéma de la section prototype passe-bas est donné à la **figure 11**.

Calculons  $C_q$  et  $L_p$  :

$$L_p = \frac{6,52}{2\pi \cdot 700} = 1,48241 \text{ mH}$$

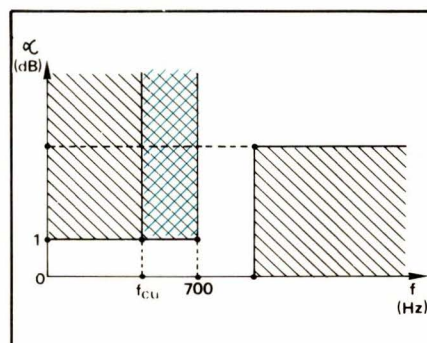


Fig. 9

$$C_q = \frac{1}{6,52 \cdot 2\pi \cdot 700} = 34,8718 \mu\text{F}$$

Le schéma définitif du filtre est celui de la **figure 12**.

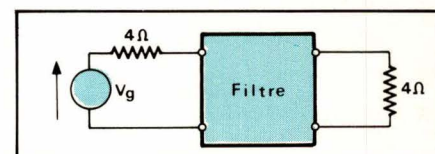


Fig. 10

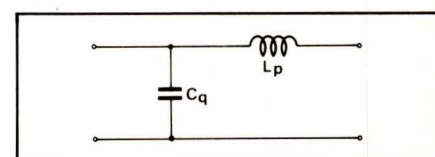


Fig. 11

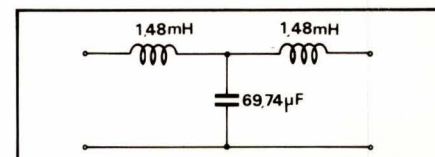


Fig. 12

## Montage des filtres

Les trois filtres ont leurs entrées montées en parallèle. Pour effectuer un relevé de courbes de réponse, nous avons utilisé le montage d'essai de la **figure 13** à l'aide d'un générateur B.F. d'impédance de sortie 300  $\Omega$  qui a été shunté par une résistance de 1  $\Omega$ .

Le montage d'essai complet est celui de la **figure 14**. Le générateur fournissant à vide une tension  $V_g = 4 \text{ V}$ , on obtient le schéma du générateur équi-

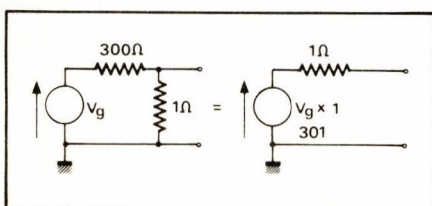


Fig. 13

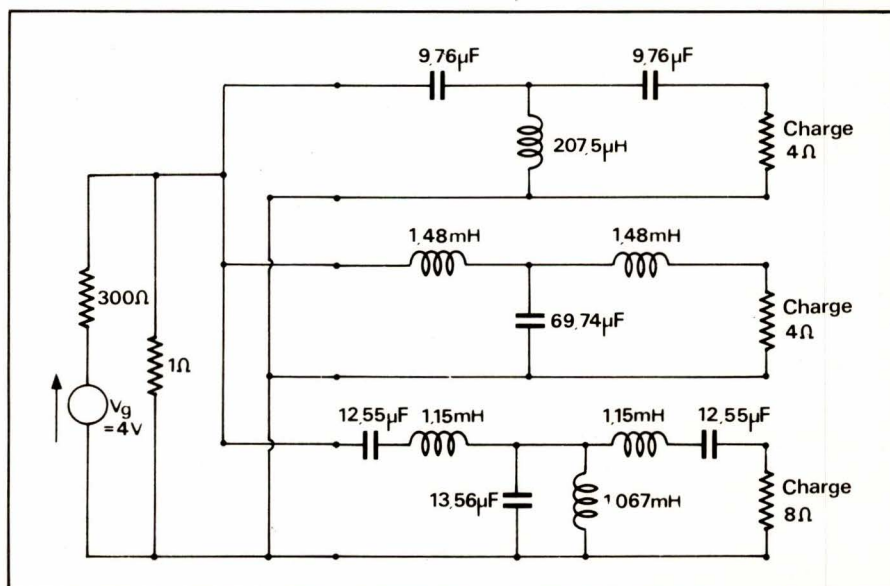


Fig. 14



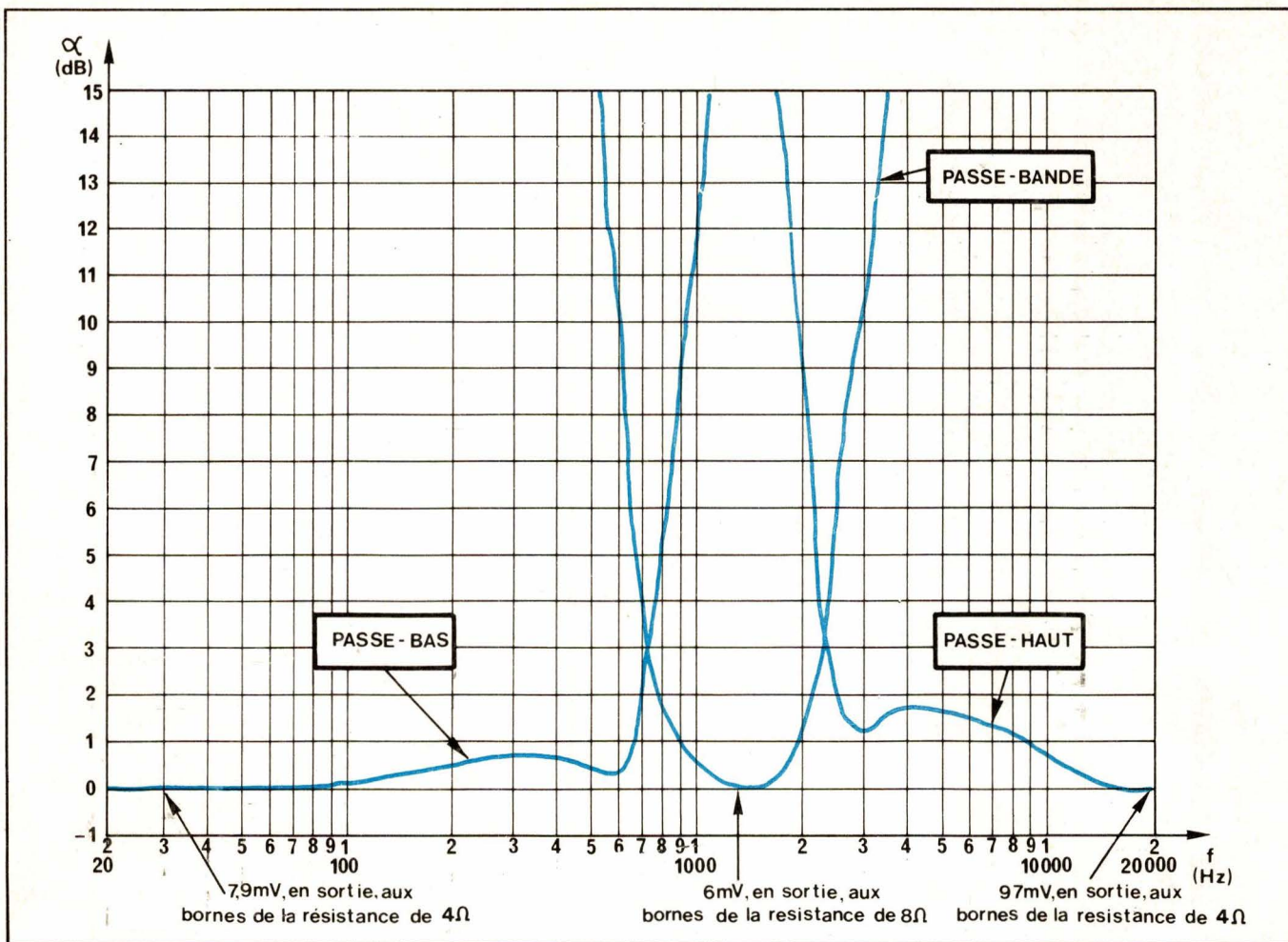


Fig. 16

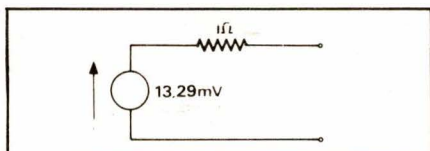


Fig. 15

valent de la figure 15. Les courbes d'affaiblissement des trois filtres, relevées dans les conditions du montage ci-dessus, sont données à la figure 16.

A.Pelat

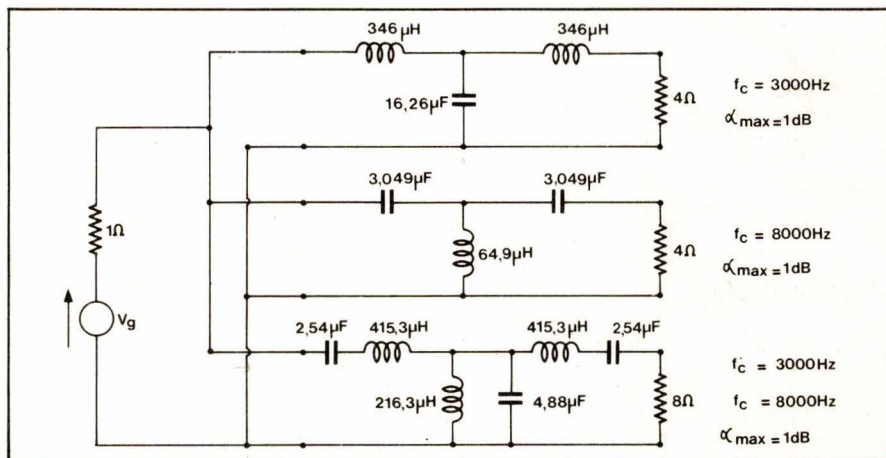


Fig. 17

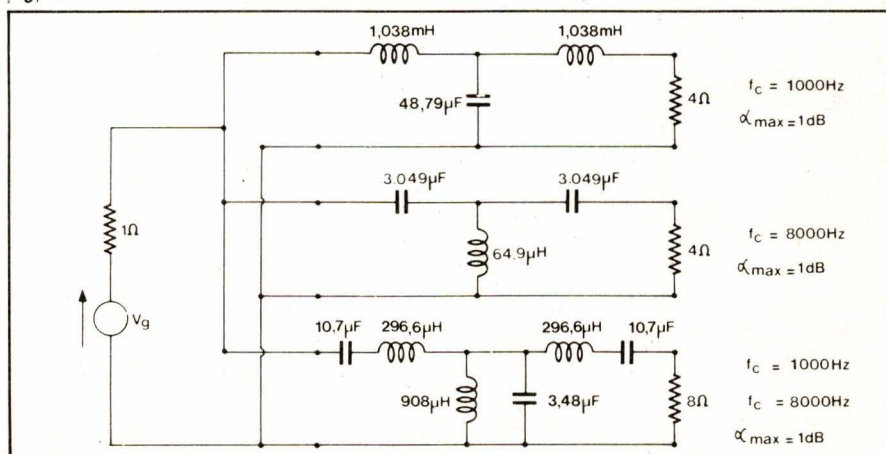
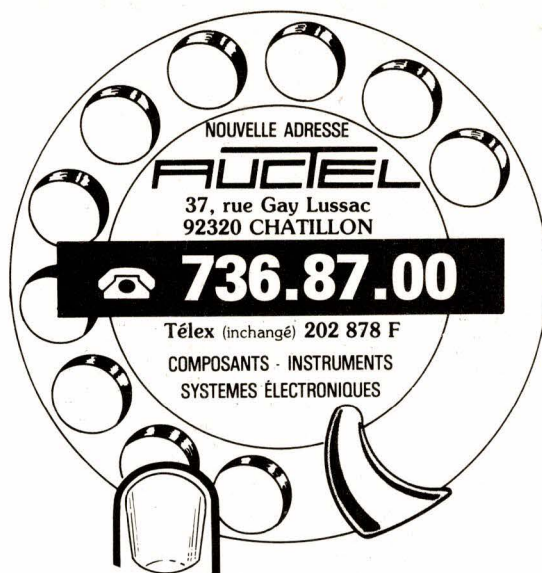


Fig. 18



AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL



AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL  
AUCTEL

## DÉPARTEMENT COMPOSANTS



Transistor, Diode,  
Opto-circuit intégré



Semi-conducteurs



Diode, Pont de Diodes



**MOTOROLA**  
Semiconductors

Transistors - CMOS -  
Régulateurs - Ampli - Op



TTL - CMOS - Ampli - Op



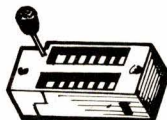
Supports de CI - TTL - Ampli -  
Op - Opto



Résistance, Potentiomètre ajus-  
table, Condensateur céramique,  
Plaquette



Support insertion nulle



**SCANBE**  
DIVISION OF ZEPHYR CORPORATION

Supports de CI, Carte support,  
Accessoire de câblage



Résistance bobinée RB -  
Condensateur CTS13, Film plas-  
tique, chimique, Trimmer



Dip Switches



Pince de contrôle pour circuits  
intégrés.

## DÉPARTEMENT Instruments et DATA SYSTEMES

### ALIMENTATIONS



Sierracin



**Faible coût**  
ALIMENTATION  
D'ÉQUIPEMENT  
SUR CHASSIS

Découpage et Régulation  
Série

Entrée 110V/220V

- MICROPROCESSEUR
- FLOPPY DISQUE
- MONO et MULTI-SOURCES



Régulateur continu à  
découpage, régulateur à  
découpage secteur, con-  
vertisseur continu-continu

#### COMPATIBLE

- Sortie : 5V 3A-6A etc.

#### Série : SRN

- Entrée 48V Batterie
- Entrée : 5-12-24Volts  
15W

#### Série : CSI

- Entrée : Secteur à  
découpage
- Sortie : 5-12-15-24V  
15W

#### Série : LSI

**boston  
tech**

Alimentations Stabilisées  
MINIATURES  
soudables sur carte circuit  
imprimé

Remplacement Direct avec  
d'autres fabricants

Entrée : 220 V  
Sortie : 5V-1A  
± 15V0,1A-0,2A-0,350A

### Convertisseurs

**DC - DC  
KPR**

PRÉSENTATION  
DIL

- Entrée : 5-12-24-48V
- Sortie : Simple ou  
double 5-12-24Volts

## DATA-SYSTEMS

### IMPRIMANTES



Imprimante Hard-Copy Alphanumérique, Gra-  
phique, Vidéo Printer. Imprimante pour Pet,  
Apple III, TRS 80.  
Imprimante à Impact.



ANADEx

Imprimante à impact bidirectionnelle sur papier  
ordinaire (largeur de papier réglable pour éti-  
quettes).



Bloc imprimante /OEM  
Imprimante microprocesseur

### TERMINAUX ÉCRAN



TERMINAUX ÉCRAN Clavier



Terminal compatible VT 100



Programmeur Universel de mémoire  
Multicopieur - effaceur UV



Contrôleur de disque dur subsystemes pour DEC  
PDP11/LSI 11, Data General série NOVA, Multi-  
bus intel etc.



western  
telematic

Systèmes d'ACQUISITION et d'édition sur dis-  
quette

### SOPEGE

Système MICRO-ORDINATEUR Modulaire et  
évolutif pour applications industrielles

**Service Après-Vente Pièces détachées**  
**Assistance Technique - Formation**



## Décodeurs stéréo

### Fabricant

National semi-conductor

### Equivalents

XR 1310 Exar  
MC 1310 Motorola  
CA 1310 RCA  
ULN 2210 Sprague

### Généralités

Le LM1310 est un décodeur stéréo PLL (sans bobinage) adapté au principe « multiplex » à fréquence pilote. Il se caractérise par les points suivants :

- Commutation mono/stéréo automatique
- Pas de bobinage (un seul potentiomètre à ajuster)
- Large gamme de tension d'alimentation
- Excellente séparation des canaux

### Boîtiers

Ce circuit existe en deux versions :

- LM1310 en boîtier DIL 14 broches
- LM1310E en boîtier DIL 16 broches.

### Brochages

#### LM1310 :

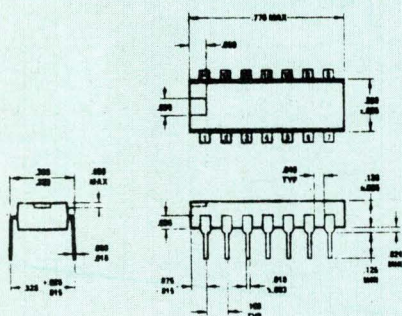
- 1 : + alim
- 2 : Entrée
- 3 : Sortie préampli
- 4 : Sortie gauche et désaccentuation
- 5 : Sortie droite et désaccentuation
- 6 : Voyant
- 7 : Masse (— alim)
- 8 : Filtre de seuil
- 10 : Point test 19 kHz
- 11 : Entrée démodulateur
- 12 : Filtre de boucle PLL
- 13 : Réseau RC oscillateur

#### LM1310E :

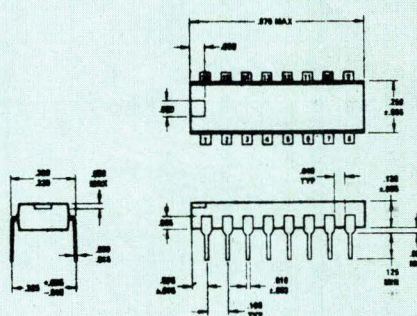
- 1 : Entrée
- 2 : Sortie préampli
- 3 : Désaccentuation gauche
- 4 : Sortie gauche
- 5 : Sortie droite
- 6 : Désaccentuation droite
- 7 : Voyant
- 8 : Masse (— alim)
- 9 : Filtre de seuil
- 10 : Point test 19 kHz
- 11 : Entrée démodulateur
- 12 : Filtre de boucle PLL
- 13 : Réseau RC oscillateur
- 14 : + alim

### Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation : 24 V (mini = + 10 V)  
Dissipation : 575 mW  
Température de fonctionnement : 0 à + 70 °C  
Température de stockage : — 55 à + 150 °C  
Température des broches (soudure 10 s) : 300 °C.



LM 1310



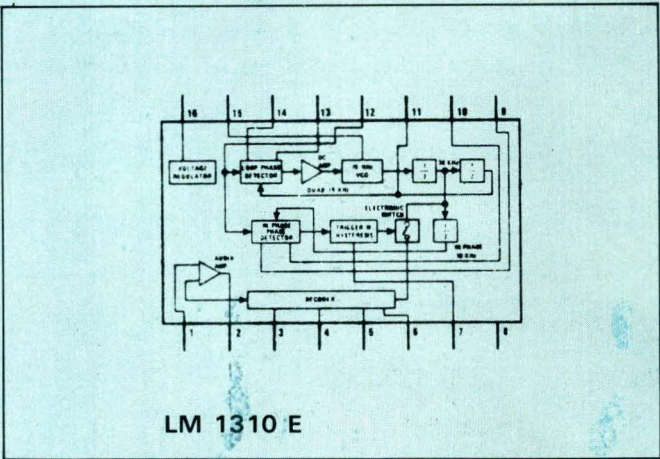
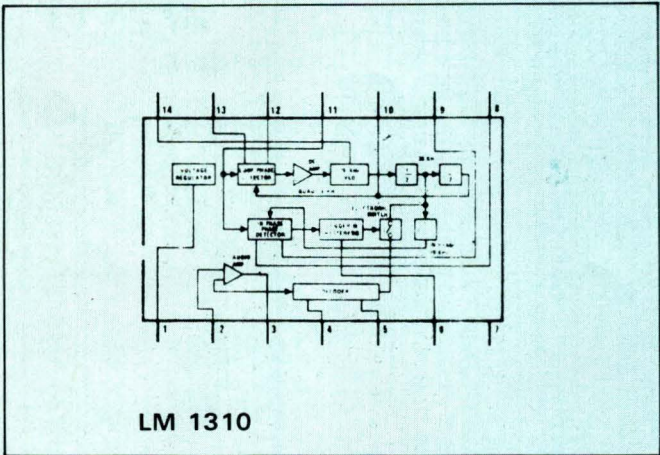
LM 1310 E



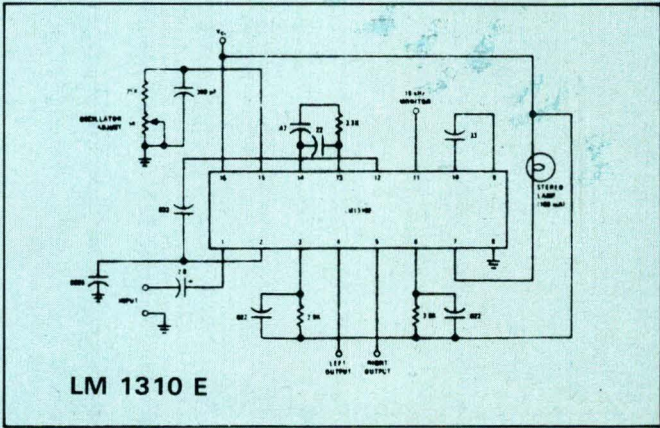
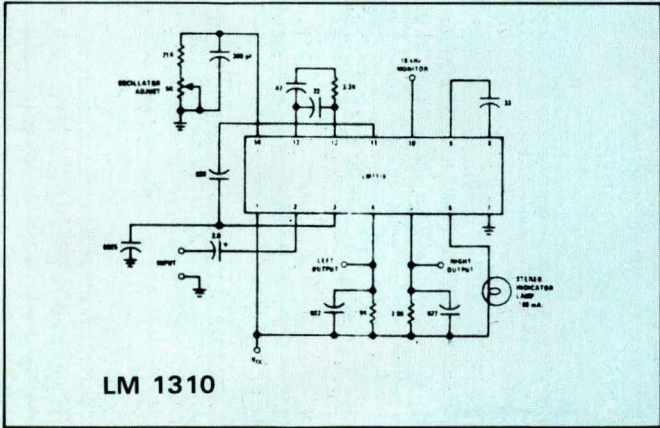
Caractéristiques générales

	MIN	TYP	MAX	UNITE
Consommation LM1310E		22	30	mA
(hors voyant) LM1310		19	30	mA
Tension de déchet voyant (I = 100 mA)		1,3	1,8	V
Courant de fuite voyant		1		nA
Niveau de pilote voyant allumé		16	23	mV <sub>RMS</sub>
Niveau de pilote voyant éteint		3	8	mV <sub>RMS</sub>
Hystérésis voyant	3	6		dB
Séparation à 100 Hz		40		dB
à 1 kHz	30	45		dB
à 10 kHz		45		dB
Symétrie		3	1,5	dB
Niveau de sortie	100		190	mV <sub>RMS</sub>
Distorsion harmonique			1	%
Rapport de capture	± 2		± 6	% of f <sub>o</sub>
Réjection 19 et 38 kHz		33		dB
Résistance d'entrée	20	45		kΩ
Résistance de sortie (LM1310E)		900	1300	2000 Ω
Réjection sous-porteuses auxiliaires (67 kHz)		50		dB

Schémas internes



Schémas d'application





## Décodeurs stéréo

### Fabricant

Fairchild

### Equivalents

LM1305 et LM1304  
(National Semiconductor)

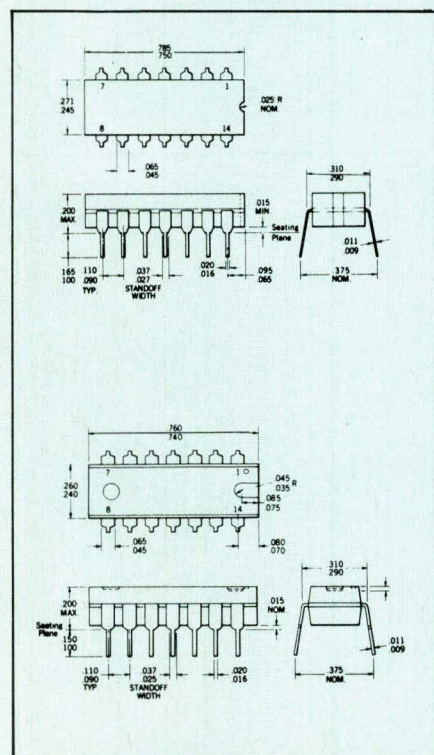
### Généralités

Le  $\mu$ A732 est un décodeur monolithique adapté au principe « multi-plex » à fréquence pilote. Il se caractérise par les points suivants :

- Séparation des canaux de 45 dB
- Réjection de 55 dB d'éventuelles sous-porteuses auxiliaires
- Circuit de commande de voyant stéréo à fort courant
- Fonctionnement de 8 à 14 V
- Commutateur stéréo et circuit silencieux incorporés

### Boîtier

Ce circuit est présenté en boîtier DIL 14 broches en version plastique et en version céramique.



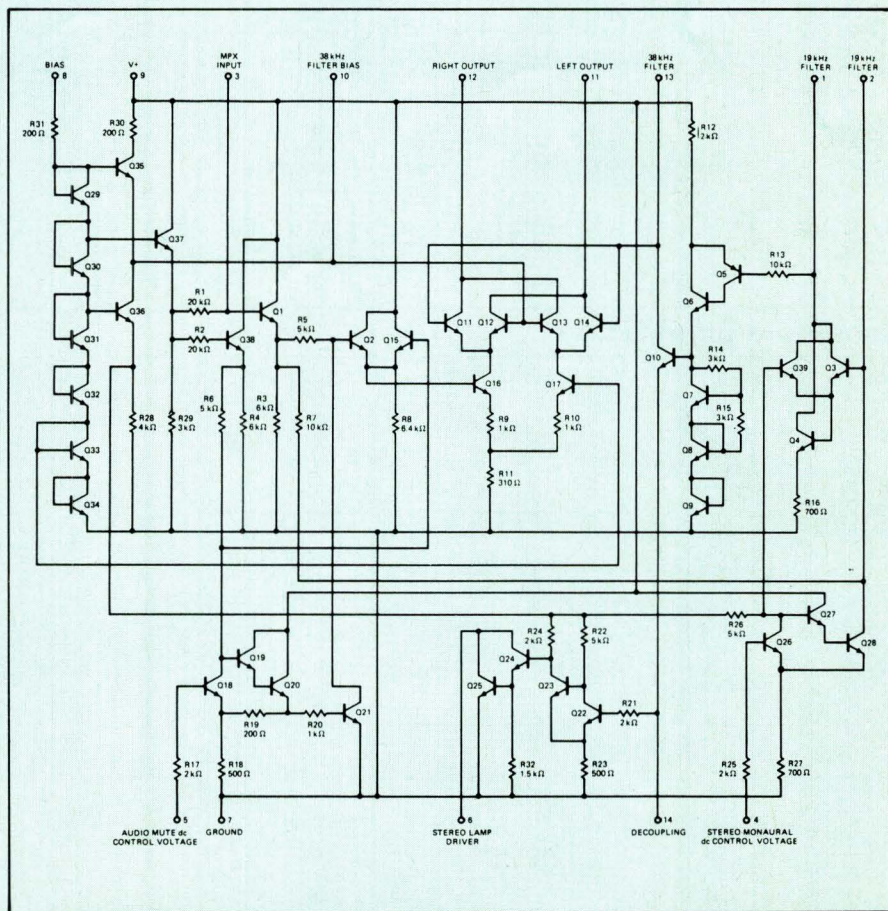
### Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation :	+ 15 V (22 V pendant 15 s)
Tension de voyant :	+ 22 V
Courant de voyant :	100 mA
Dissipation – boîtier plastique :	340 mW
boîtier céramique :	670 mW
Température de fonctionnement :	0 à + 70 °C
Température de stockage	
boîtier plastique :	– 55 à + 125 °C
boîtier céramique :	– 65 à + 150 °C
Température des broches	
boîtier plastique (soudure 10 s) :	+ 260 °C
boîtier céramique (soudure 60 s) :	+ 300 °C

### Brochage

- |                         |                    |
|-------------------------|--------------------|
| 1 : Filtre 19 kHz       | 7 : Masse (– alim) |
| 2 : Filtre 19 kHz       | 8 : Polarisation   |
| 3 : Entrée              | 9 : + alim         |
| 4 : Commut. stéréo/mono | 10 : Filtre 38 kHz |
| 5 : Silencieux          | 11 : Sortie gauche |
| 6 : Voyant              | 12 : Sortie droite |
|                         | 13 : Filtre 38 kHz |
|                         | 14 : Découplage    |

### Schéma interne





Caractéristiques générales

	MIN	TYP	MAX	UNITE
Consommation		11	18	mA
Résistance d'entrée	12	20		kΩ
Séparation à 100 Hz		40		dB
1 kHz	30	45		dB
10 kHz	20	40		dB
Symétrie		0,2		dB
Distorsion harmonique		0,5	1,0	%
Gain en tension		1,0		V/V
Réjection de sous-porteuse aux.		55		dB
Niveau de pilote nécessaire pour : voyant allumé		12	22	mV <sub>RMS</sub>
voyant éteint	4,0	8,0		mV <sub>RMS</sub>
Niveau continu pour silencieux	1,0	1,20	1,5	V <sub>dc</sub>
passant	0,6	0,85	1,0	V <sub>dc</sub>
bloqué				
Niveau continu pour commutateur	1,0	1,25	1,5	V <sub>dc</sub>
stéréo	0,6	0,85	1,0	V <sub>dc</sub>
mono				
Efficacité du silencieux	45	55		dB
Réjection 19 kHz		30		dB
38 kHz		25		dB

Synoptique de branchement

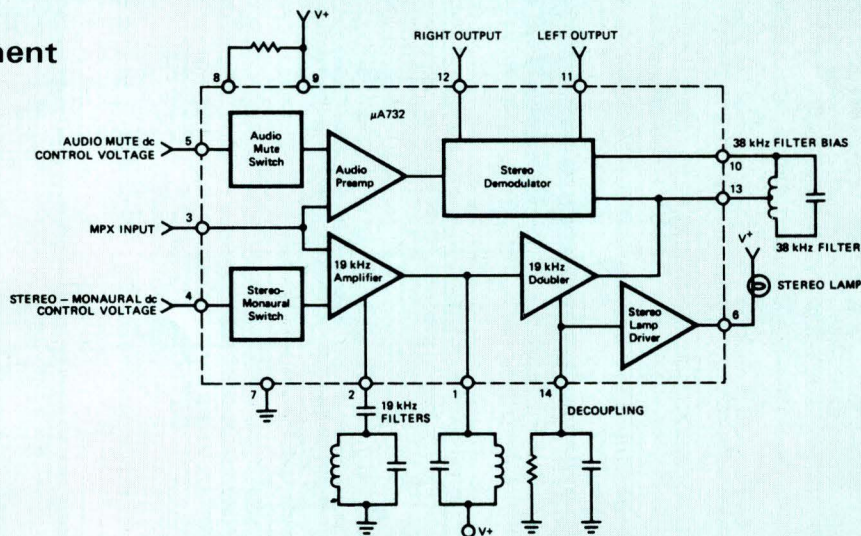
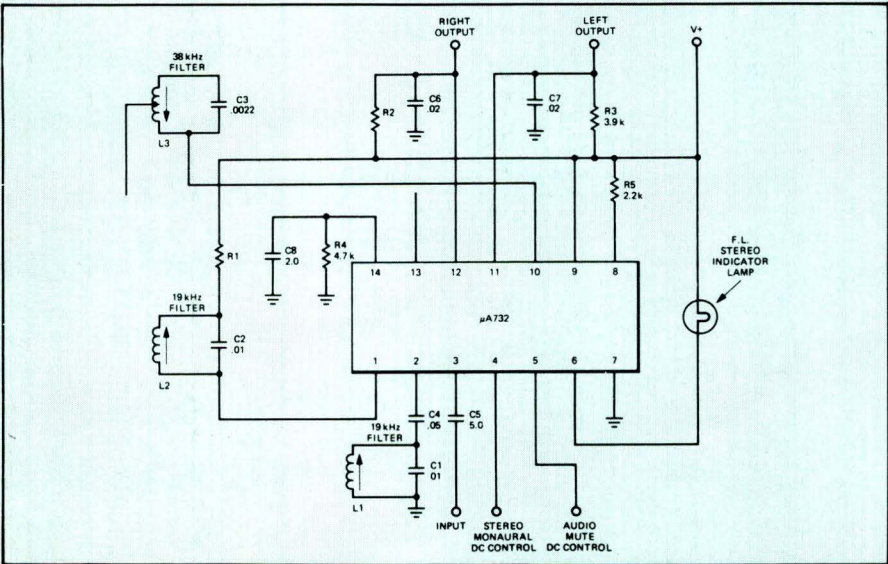


Schéma d'application





## Décodeurs stéréo

### Fabricant

Fairchild

### Equivalents

LM1800 National semi-conductor  
XR1800 Exar  
 $\mu$ A758 Plessey  
CA758 RCA  
 $\mu$ A758 Signetics (RTC)  
ULN2244 Sprague

### Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation :	+ 18 V (+ 22 V pendant 15 s)
Tension de voyant :	+ 22 V
Dissipation :	730 mW
Température de fonctionnement :	- 40 à + 85 °C
Température de stockage :	- 55 à + 125 °C
Température des broches :	
Boîtier plastique (soudure 10 s) :	+ 260 °C
Boîtier céramique (soudure 60 s) :	+ 300 °C

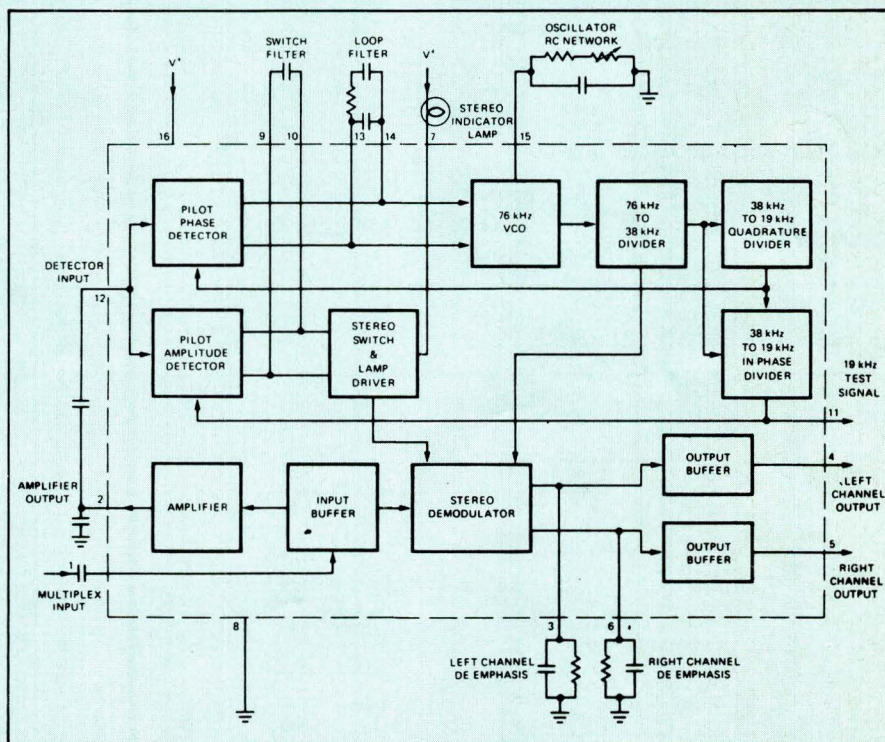
### Généralités

Le  $\mu$ A758 est un décodeur stéréo monolithique sans bobinage (PLL) adapté au principe « multiplex » à fréquence pilote. Il se caractérise par les points suivants :

- Séparation des canaux de 45 dB
- Commutation mono/stéréo automatique
- Circuit de voyant avec limitation de courant
- Forte impédance d'entrée
- Faibles impédances de sortie
- Réjection de 70 dB d'éventuelles sous-porteuses auxiliaires
- Un seul ajustement en fabrication
- Peu de composants externes (pas de bobinage)
- Alimentation entre 10 et 16 V

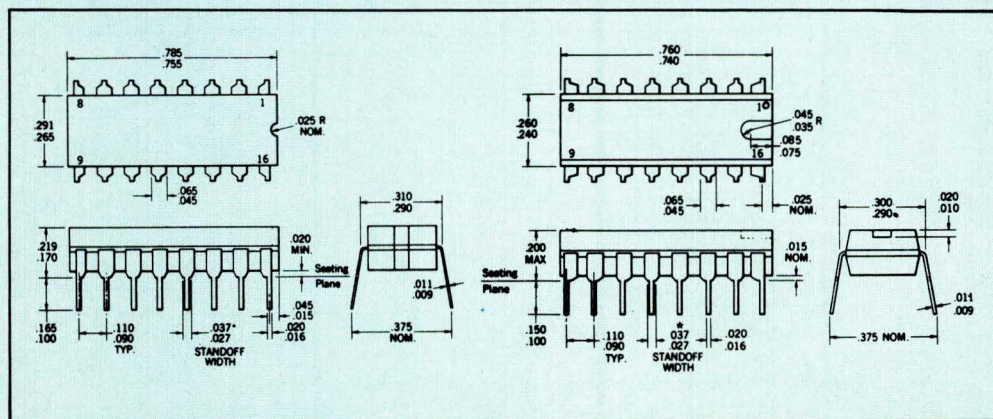
### Boîtier

DIL 16 broches en versions plastique et céramique.



### Brochage

- 1 : Entrée
- 2 : Sortie préampli
- 3 : Désaccentuation gauche
- 4 : Sortie gauche
- 5 : Sortie droite
- 6 : Désaccentuation droite
- 7 : Voyant
- 8 : Masse (- alim)
- 9 : Filtre de commutation
- 10 : Filtre de commutation
- 11 : Point test 19 kHz
- 12 : Entrée démodulateur
- 13 : Filtre de boucle PLL
- 14 : Filtre de boucle PLL
- 15 : Réseau RC oscillateur
- 16 : + alim.

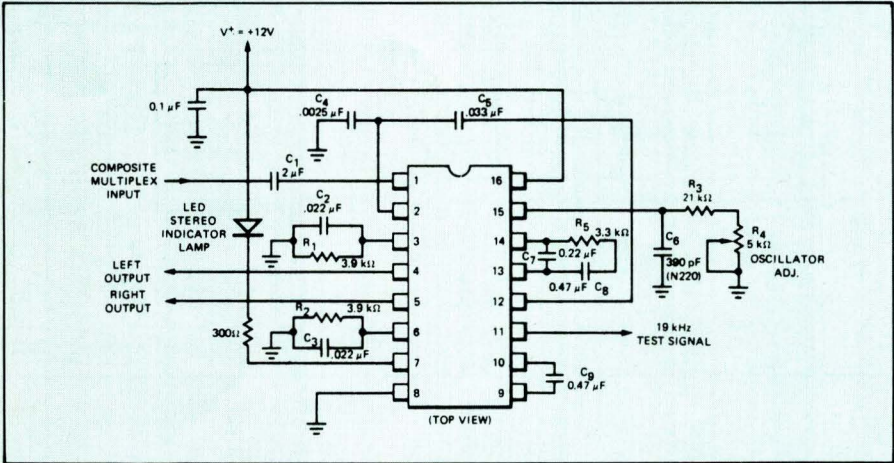




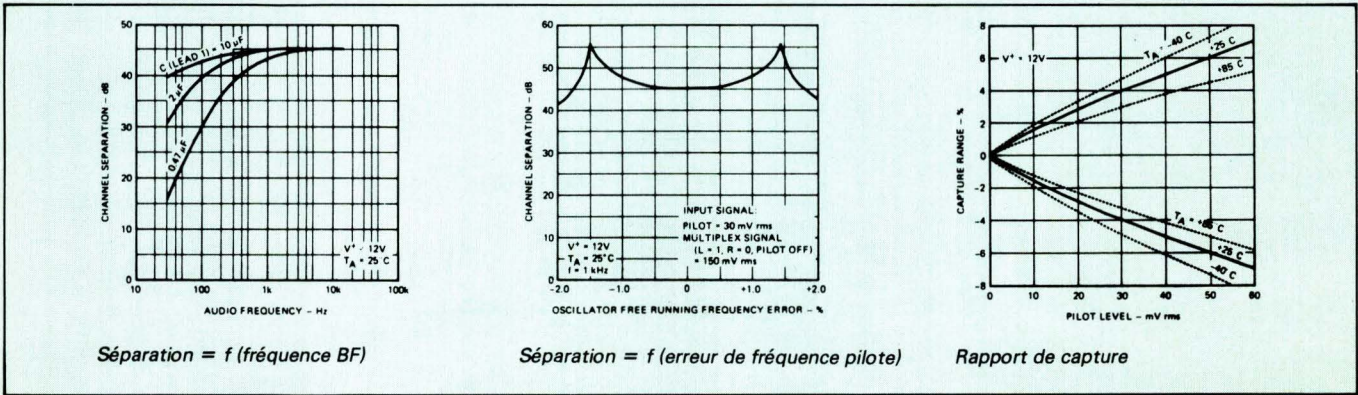
Caractéristiques générales

	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITE
Consommation	Lampe éteinte		26	35	mA
Courant de voyant		75	150		mA
Tension de déchet voyant	1 lampe = 50 mA		1,3	1,8	V
Variation de niveau continu en sortie	Stéréo → Mono		30	150	mV
Réjection de l'alimentation	200 Hz, 200 mV <sub>RMS</sub>	35	45		dB
Résistance d'entrée		20	35		kΩ
Résistance de sortie		0,9	1,3	2,0	kΩ
Séparation	100 Hz		40		dB
	400 Hz	30	45		dB
	10 kHz		45		dB
Symétrie			0,3	1,5	dB
Gain en tension	1 kHz	0,5	0,9	1,4	V/V
Niveau pilote	Lampe allumée		15	20	mV <sub>RMS</sub>
	Lampe éteinte	2,0	7,0		mV <sub>RMS</sub>
Hystérésis	Lamp Turn-Off to Turn-On	3,0	7,0		dB
Rapport de capture		2,0	4,0	6,0	%
Multiplex Level = 600 mV <sub>RMS</sub>	Pilot OFF		0,4	1,0	%
Distorsion harmonique					
Réjection	19 kHz	25	35		dB
	38 kHz	25	45		dB
Réjection sous-porteuse aux.			70		dB
Résistance de réglage		21,0	23,3	25,5	kΩ
Dérive du VCO	0 °C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 25 °C		+ 0,1	± 2	%
	25° ≤ T <sub>A</sub> ≤ + 70 °C		- 0,4	± 2	%

Schéma d'application



Courbes





## Décodeurs stéréo

## Fabricant

Fairchild.

## Equivalent

LM1307 (National Semiconductor)

## Généralités

Il se caractérise par les mêmes points que le  $\mu A732$  vu précédemment.

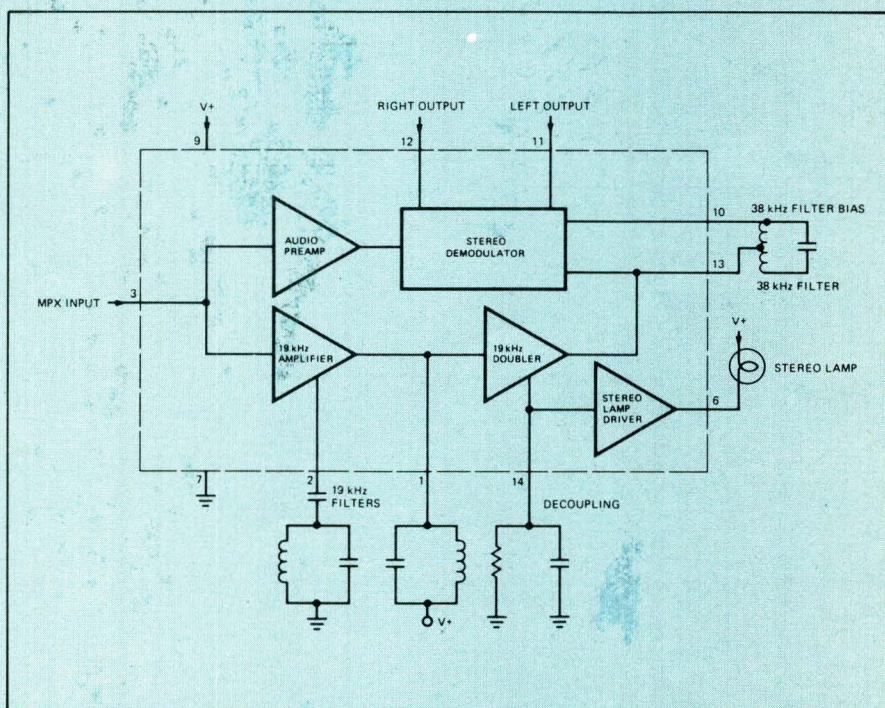
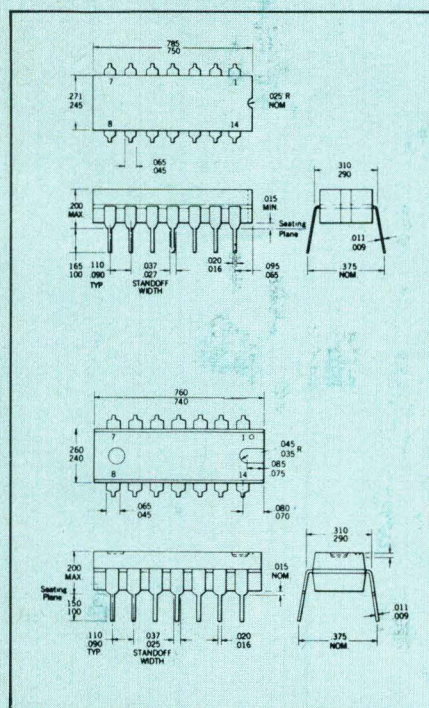
## Boîtier

DIL 14 broches en version plastique ou céramique.

## Brochage

- 1 : } Filtre 19 kHz
- 2 : }
- 3 : Entrée
- 4 : Non connecté
- 5 : Non connecté
- 6 : Voyant
- 7 : Masse (— alim)
- 8 : Polarisation
- 9 : + alim
- 10 : Filtre 38 kHz
- 11 : Sortie gauche
- 12 : Sortie droite
- 13 : Filtre 38 kHz
- 14 : Découplage

## Schéma-bloc



### Valeurs limites absolues

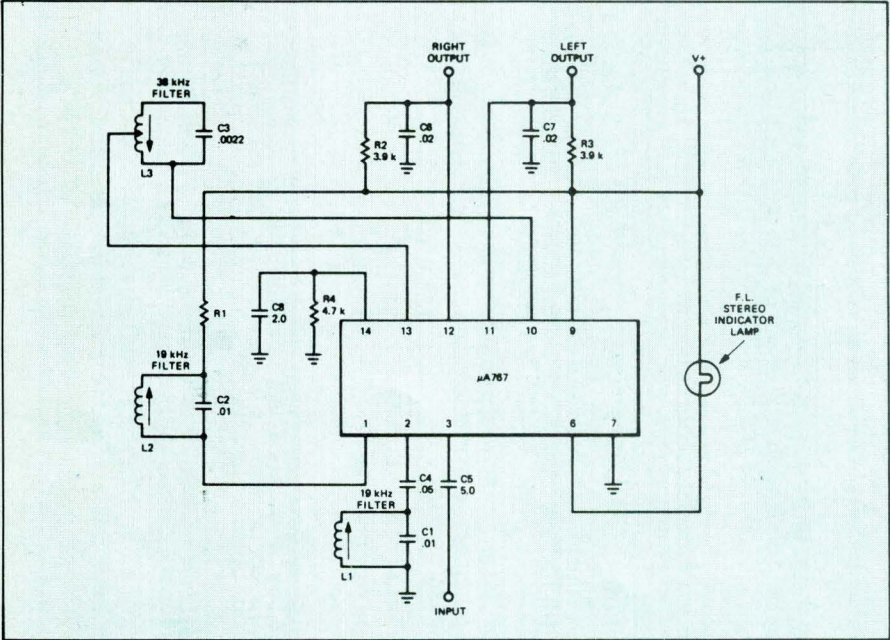
Tension d'alimentation :	+ 15 V (+ 22 V pendant 15 s)
Tension de voyant :	+ 22 V
Courant de voyant :	100 mA
Dissipation — boîtier plastique :	340 mW
— boîtier céramique :	670 mW
Température de fonctionnement :	0 à + 70 °C
Température de stockage :	
Boîtier plastique :	— 55 à + 125 °C
Boîtier céramique :	— 65 à + 150 °C
Température des broches :	
Boîtier plastique (soudure 10 s) :	+ 260 °C
Boîtier céramique (soudure 60 s) :	+ 300 °C



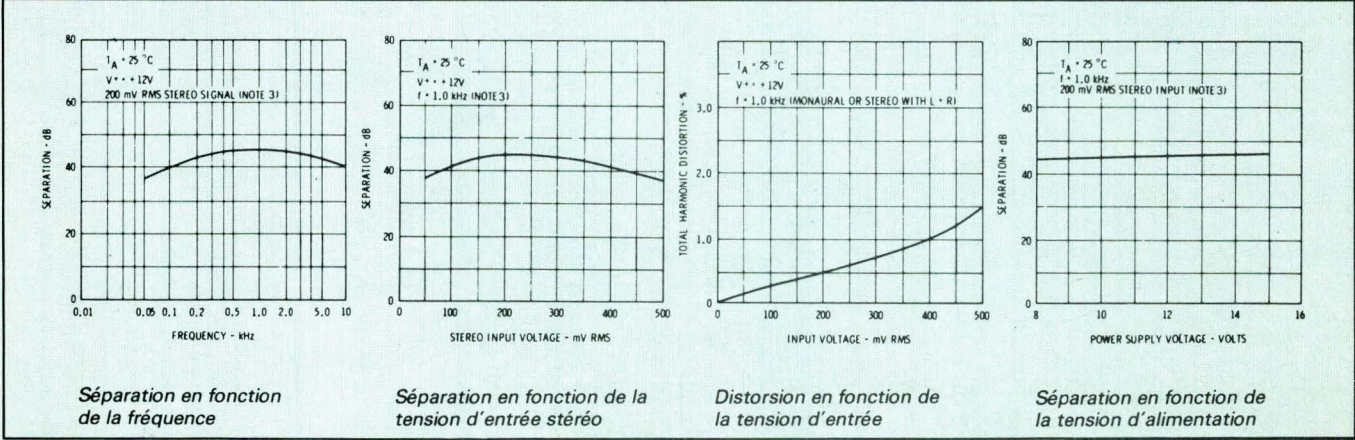
Caractéristiques générales

	MIN	TYP	MAX	UNITE
Consommation		12	18	mA
Résistance d'entrée	12	20		kΩ
Séparation à	100 Hz 1 kHz 10 kHz	40		dB
		45		dB
		40		dB
Symétrie		0,2		dB
Distorsion harmonique		0,5	1,0	%
Gain en tension		1,0		V/V
Réjection de sous-porteuse aux.		55		dB
Niveau de pilote nécessaire pour	voyant allumé voyant éteint	12 8,0	22	mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub>
Réjection	19 kHz	30		dB
	38 kHz	25		dB

Schéma d'application



Courbes





## Décodeurs stéréo

### Fabricant

Siemens.

### Boîtier

DIL 16 broches.

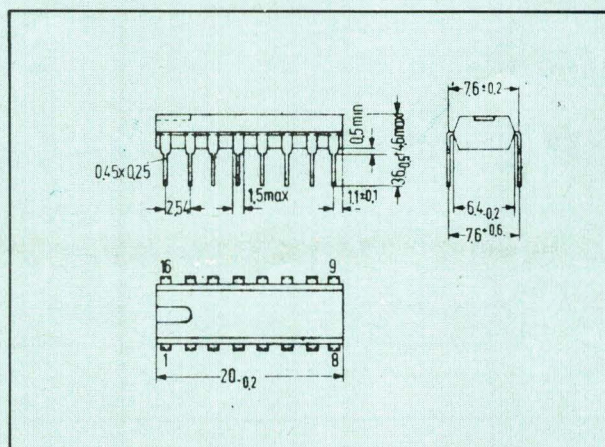
### Généralités

Le TCA4500A est un décodeur stéréo PLL (sans bobinage) qui est muni d'une commande de séparation variable des canaux, et dont la reconstitution digitale des fréquences garantit un excellent comportement vis-à-vis des harmoniques d'ordre 3 du signal pilote et des sous-porteuses. Il se caractérise par les points suivants :

- Faible distorsion
- Excellente réjection d'éventuelles sous-porteuses auxiliaires
- Fonctionnement sans aucun bobinage.

### Brochage

- 1 : Entrée
- 2 : Sortie préampli
- 3 : Entrée ampli G
- 4 : Sortie G
- 5 : Sortie D
- 6 : Entrée ampli D
- 7 : Voyant
- 8 : Masse (— alim)
- 9 : Filtre
- 10 : Filtre
- 11 : Point test 19 kHz commande de séparation
- 12 : Entrée démodulateur
- 13 : Filtre de boucle PLL
- 14 : Réseau RC oscillateur
- 15 : Réseau RC oscillateur
- 16 : + alim.



### Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation :	+ 16 V
Tension de voyant :	+ 30 V
Courant de voyant :	100 mA
Tension de commande broche 11 :	10 V
Température de jonction :	150 °C
Température de stockage :	— 40 à + 125 °C

### Domaine de fonctionnement

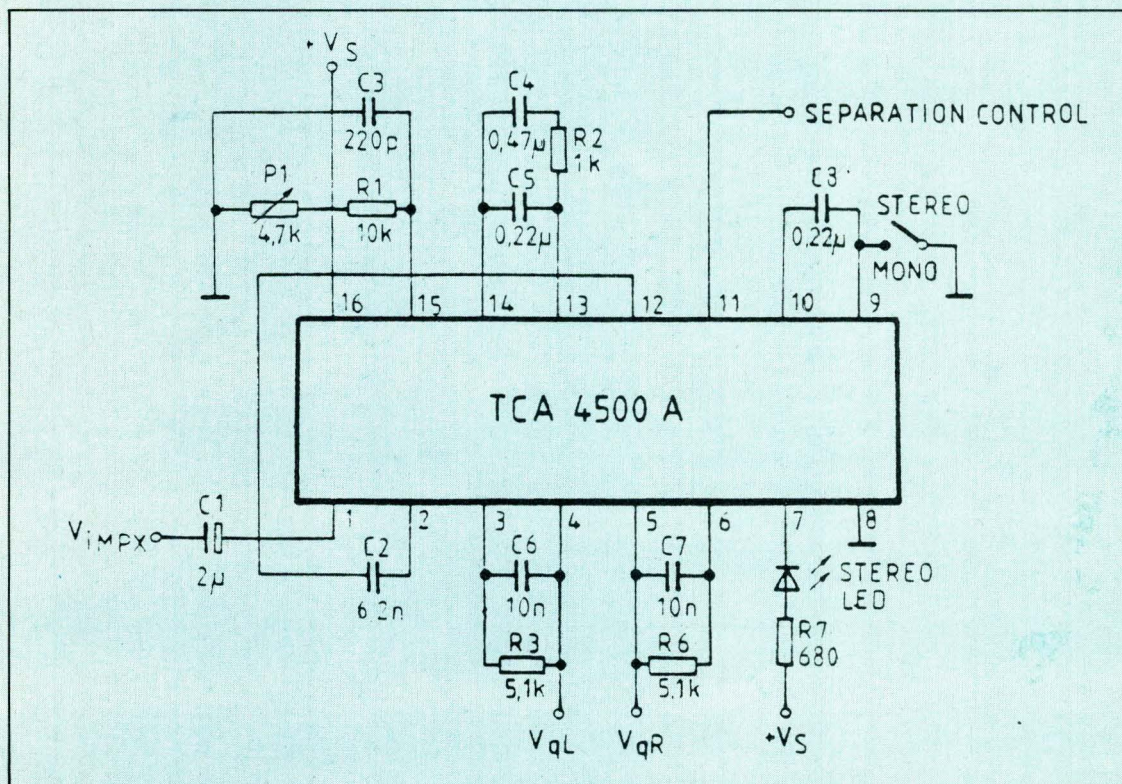
Tension d'alimentation :	8 à 16 V
Température de fonctionnement :	— 25 à + 85 °C



## Caractéristiques générales

		MIN	TYP	MAX	UNITE
Consommation (hors voyant)	$I_{16}$		35		mA
Séparation non optimisée	a	30			dB
optimisée sur un autre canal	a	40			dB
Gain en tension (mono)	G	0.8	1	1,2	
Distorsion harmonique entrée 2,5 $V_{C/C}$	THD			0,3	%
entrée 1,5 $V_{C/C}$	THD		0,2		%
Rapport signal/bruit selon DIN 45405	$a_{S/N}$		85		dB
efficace 20 Hz-15 kHz	$a_{S/N}$		90		dB
réjections à 19 kHz	a		31		dB
38 kHz	a		50		dB
57 kHz	a		60		dB
76 kHz	a		45		dB
114 kHz	a		50		dB
152 kHz	a		50		dB
Seuil d'allumage voyant (niveau du pilote)	$V_{i1}$	12	16	20	mV <sub>RMS</sub>
Hystérésis mono/stéréo	H		6		dB
Variation de niveau continu en sortie	$\Delta V_{q1}, \Delta V_{qr}$		5	20	mV
Tension de commande pour séparation 3 dB	$V_{11}$		0,7		V
30 dB	$V_{11}$		1,7		V
Séparation minimum	a			1	dB
Symétrie	$\Delta V_{q1,r}$			0,3	dB
Réjection de l'alimentation	$a_{hum}$		55		dB
Impédance d'entrée	$R_{i1}$		50		k $\Omega$
Impédance de sortie	$R_{q4}, R_{q5}$		100		$\Omega$
Courant de broche 11	$I_{11}$			-300	$\mu A$
Rapport de capture	$\Delta f/f_o$		$\pm 5$		%

### Schéma d'application :





Le but de l'étude est de synthétiser sous forme numérique un filtre purement réactif dont on connaît la fonction de transfert. Pour des questions de bruit, de sensibilité (en fonction des petites variations de la valeur des composants, fonction de la température) et aussi de gamme dynamique, il est intéressant de synthétiser séparément les pôles et les zéros de la fonction de transfert avec précision, sous forme de structure en échelle.

# Synthèse et digitalisation des réseaux en échelle

L'ordre de chaque étage de la structure devient alors important, et les procédés introduits par les transformations linéaires et l'utilisation de la transformée bilinéaire permettent de résoudre le problème.

Nous rappelons brièvement, dans cette première partie, les notations et les transformées utiles, utilisées pour la synthèse d'un filtre numérique à partir d'un filtre analogique de référence. Les techniques utilisées sont applicables aux filtres numériques récurrents dont la définition est donnée ci-dessous.

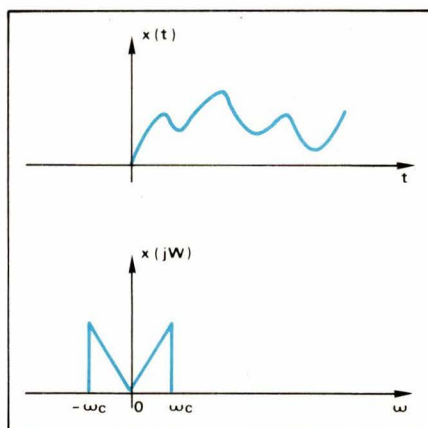


Fig. 1.

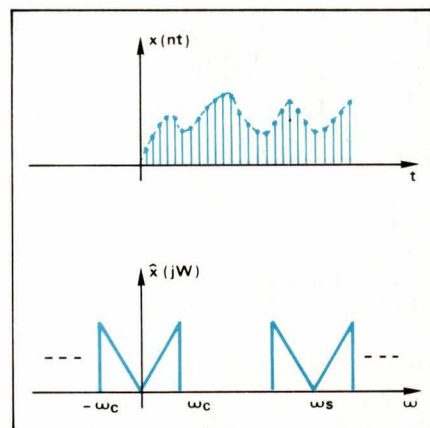


Fig. 2.

## Le théorème de Shannon

Si nous considérons un signal  $x(t)$  continu, dont le spectre  $X(j\omega)$  est borné, alors le théorème de Shannon donne une limite inférieure à la fréquence d'échantillonnage de ce signal, et s'énonce sous la forme suivante :

**Théorème :** Pour que l'information contenue dans un signal continu  $x(t)$  de spectre borné  $X(j\omega)$  soit intégralement contenue dans le signal

$x(nT)$  échantillonné à la cadence  $f = 1/T$ , il suffit que  $f_s$  (fréquence d'échantillonnage) soit supérieure à deux fois la plus haute fréquence  $f_c$  contenue dans le spectre du signal continu.

La **figure 1** représente le spectre du signal  $x(t)$  et la **figure 2** représente alors le spectre du signal  $x(nT)$ , spectre périodique de période  $f_s = 1/T$ .

La démonstration de ce théorème nous mène à une formule d'interpo-



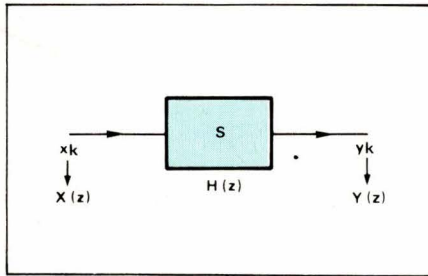


Fig. 3.

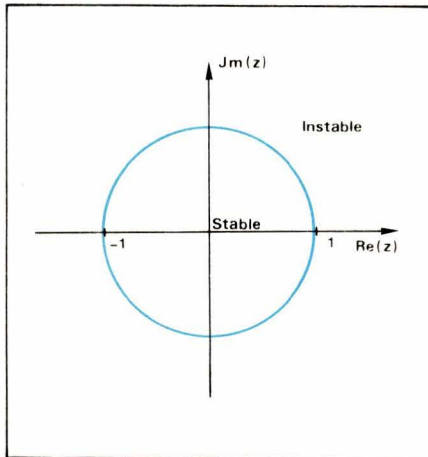


Fig. 4. — Position des pôles de la fonction  $H(z)$  dans le plan complexe  $z$ .

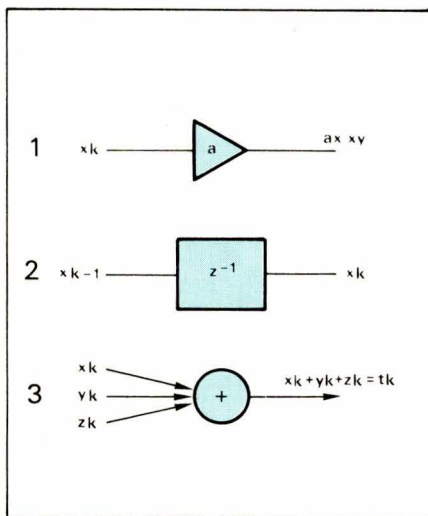


Fig. 6.

lation permettant d'obtenir le signal continu à partir des échantillons de ce signal.

## Transformée en Z

### a) Généralités

La transformée en Z est définie de la manière suivante :

Si nous considérons un signal discret  $f$ , alors

$$Z(f) = F(z)$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} f(kT) z^{-k}$$

où  $z$  est un nombre complexe.

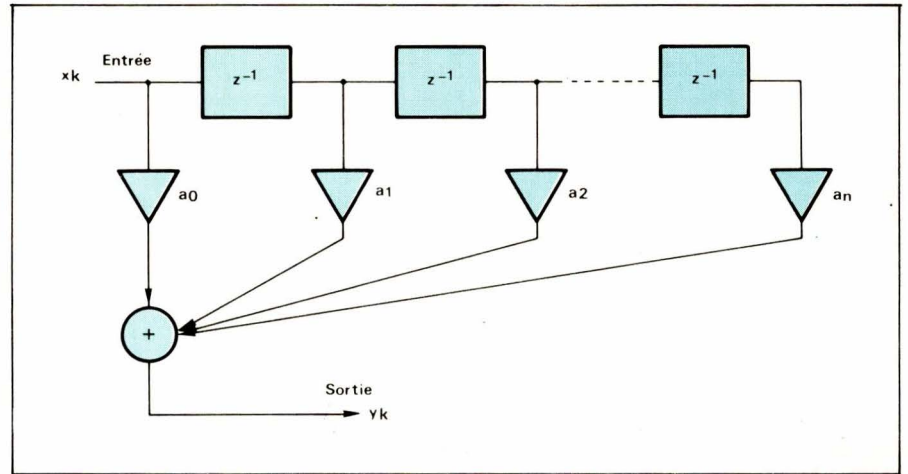


Fig. 5.

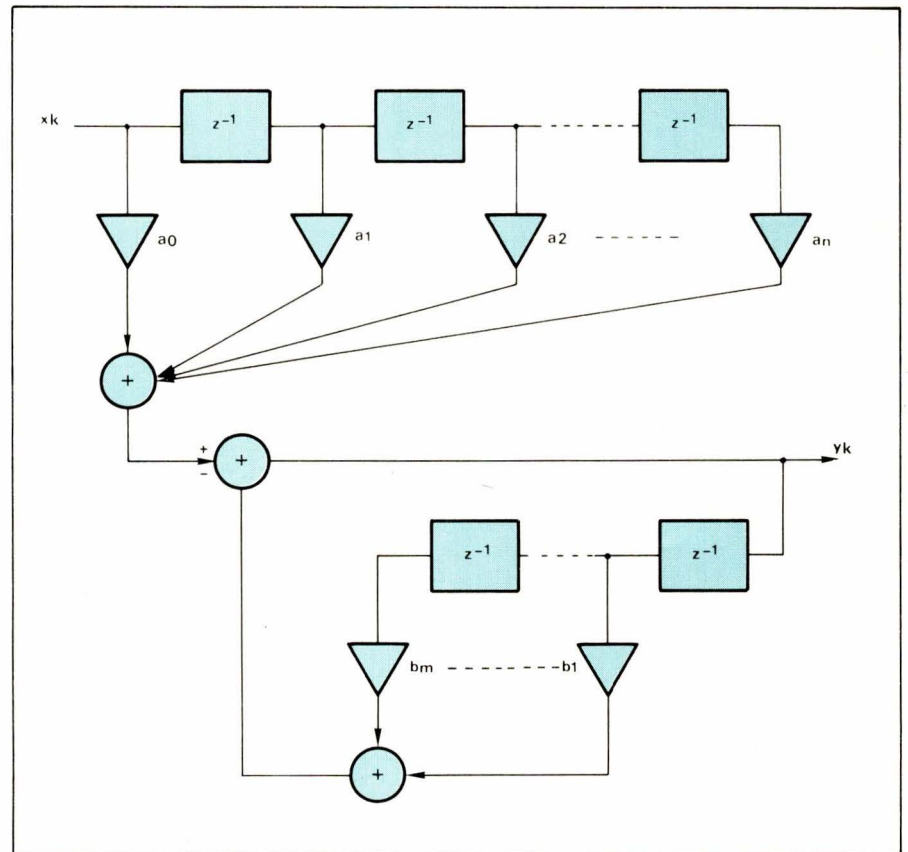


Fig. 7.

Nous ne démontrerons pas les propriétés élémentaires de cette transformée :

- la transformée en Z est linéaire
- $Z(f(k-m)) = z^{-m} F(z)$  donc  $z^{-1}$  représente un retard d'une période d'échantillonnage
- $f(0) = F(z) z^{-1} = 0$
- le produit de deux transformées en Z correspond à la convolution de deux signaux discrets.

### b) Les systèmes numériques

Nous considérons un système numérique  $S$  : à son entrée, un signal discret  $x_k$  de transformée en  $z = X(z)$  ; à sa sortie un signal discret  $y_k$  de transformée en  $z = Y(z)$  (fig. 3).

Par définition, la fonction de transfert en  $z$  du système est  $H(z) = Y(z)/X(z)$  et il est immédiat que  $H(z)$  est la transformée en  $z$  de la réponse impulsionnelle du système.

## Réalisation de structures numériques à partir de structures de référence analogiques

Tout d'abord, notons que l'utilisation de la transformée en  $z$  permet de déterminer les zones de stabilité d'une structure numérique, définies par  $|z| < 1$ .



Le diagramme de la **figure 4** indique les zones de stabilité d'une fonction de transfert  $H(z)$  :

Notons également qu'un filtre numérique peut être synthétisé sous deux formes fondamentales :

#### — Filtres non récurrents

Ces filtres sont alors toujours stables et l'équation de récurrence les caractérisant est :

$$y(kT) = a_0 x(kT) + a_1 x((k-1)T) + \dots + a_n x((k-n)T)$$

Le  $k^{\text{ème}}$  échantillon de sortie ne dépend que des  $n$  échantillons d'entrée précédents.

Ces filtres mènent à une programmation lourde, mais permettant d'obtenir, sous certaines conditions, un temps de propagation de groupe constant (réponse de phase linéaire). Ils permettent aussi l'utilisation de la transformée de Fourier discrète et de la transformée de Fourier rapide.

#### — Filtres récurrents

L'équation temporelle s'écrit alors :

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}$$

$$y(kT) = a_0 x(kT) + a_1 x((k-1)T) + \dots + a_n x((k-n)T) + b_1 y_1((k-1)T) + \dots + b_m y_m((k-m)T)$$

Ces filtres permettent une programmation efficace et seront ceux utilisés dans la présente étude, car les méthodes suivantes permettront de synthétiser un filtre analogique de référence sous forme de filtre numérique récurrent.

Rappelons enfin que la réponse en fréquence d'un filtre de fonction de transfert en  $z$ ,  $H(z)$ , est :

$$H(z) \big|_{z^{-1} = e^{-j\omega T}} \text{ où } T \text{ est la période d'échantillonnage.}$$

#### a) Revue des méthodes de synthèse numérique d'un filtre analogique de référence

Ces méthodes permettent, à partir d'un filtre analogique de référence, de fonction de transfert en  $s$  (transformée de Laplace)  $H(s)$ , de construire la fonction de transfert  $F(z)$  d'un filtre numérique dont le comportement en fréquence sera celui du filtre analogique de départ :

$$F(z) \big|_{z^{-1} = e^{-j\omega T}} = H(s) \big|_{s = j\omega}$$

Naturellement, le filtre obtenu n'aura pas exactement le même comportement que le filtre analogi-

que mais il s'agit de trouver une transformation du plan de Laplace ( $s$ ) en un plan complexe ( $z$ ) conservant le mieux possible les caractéristiques du filtre de départ.

Les transformations utilisées sont :

#### 1° Transformation rectangulaire

$$s \rightarrow \frac{1+z^{-1}}{T} \text{ ou } s \rightarrow \frac{1-z^{-1}}{T}$$

qui donne de bons résultats pour de très petites périodes d'échantillonnage. Cette transformation est très peu utilisée.

#### 2° Méthode de l'invariance impulsionnelle

Supposons qu'on puisse mettre la fonction de transfert en  $s$  d'un filtre analogique  $H(s)$  sous la forme :

$$H(s) = \sum_i \frac{k_i}{s + p_i}$$

où  $p_i$  sont les pôles de cette fonction, alors la transformée consiste à considérer le filtre numérique de transfert en  $z$  :

$$F(z) = \sum_i \frac{k_i}{1 - z^{-1} e^{-p_i T}}$$

Ce filtre aura alors exactement la même réponse impulsionnelle que le filtre analogique, aux points d'échantillonnage, mais la réponse en fréquence est bien moins bonne que pour la transformation suivante.

#### 3° La transformée bilinéaire

C'est la transformée de loin la plus utilisée pour ses performances remarquables en fréquence.

#### b) La transformée bilinéaire

La transformée bilinéaire consiste à remplacer, dans la fonction de transfert du filtre analogique,  $s$  par :

$$\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$$

La nouvelle fonction de transfert en  $z$  obtenue sera celle d'un filtre numérique récurrent ayant des caractéristiques d'amplitude et de phase en fonction de la fréquence très approchée de celle du filtre analogique.

Son seul inconvénient est une distorsion de l'axe des fréquences, donnant lieu à une transformation pour les fréquences de coupure des filtres étudiés. Mais cet inconvénient est très facilement surmonté par multiplication de  $s$  par une constante dépendant de la fréquence d'échantillonnage.

C'est cette transformation qui nous sera utile dans toutes les numérisations de filtres analogiques en échelle que nous étudierons.

## Programmation d'une fonction de transfert en $z$

Nous allons dans cette partie décrire les schémas de réalisation de filtres numériques récurrents et non récurrents.

#### a) Filtres non récurrents

Considérons un filtre non récurrent de fonction de transfert.

Alors il peut être programmé sous la forme de la **figure 5** comprenant trois séries d'opérations :

- ① de la **figure 6** représente une multiplication par un coefficient  $a$
- ② de la **figure 6** représente un retard d'une période d'échantillonnage
- ③ de la **figure 6** est un additionneur :  $t_k = x_k + y_k + z_k$

Notons que le filtre traitant des mots binaires, il est intéressant de réaliser ses coefficients sous forme de puissance de 2 ou de somme de puissances de 2, car multiplier un nombre binaire par  $2^{-n}$  revient à un décalage du nombre de  $n$  cases (approximativement).

Soit le nombre binaire de 8 bits

$$A = 1001101$$

alors,  $2^{-2} \times a$   
peut être écrit :  
 $2^{-2} \times a = 00100110$

#### b) Filtres récurrents

La programmation directe de la fonction de transfert :

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}$$

mène au schéma de la **figure 7**. Cependant, nous pouvons réduire le nombre de retard par la programmation canonique suivante (**fig. 8**).

Mais plus l'ordre du filtre est grand, plus l'imprécision due à l'arrondissement des résultats intermédiaires de calcul devient importante. Aussi, il est intéressant de réaliser le filtre transformé d'une cascade de cellules élémentaires du 2<sup>e</sup> ordre (**fig. 9**), chacune de ces structures réalisant un zéro, un pôle et leur complexe conjugué avec plus de précision.

## Note sur les filtres en échelle

Considérons un quadripôle réactif de matrice d'impédance

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$$

Lorsque le quadripôle est défini par ses coefficients  $Z_{11}$  et  $Z_{12}$ , on



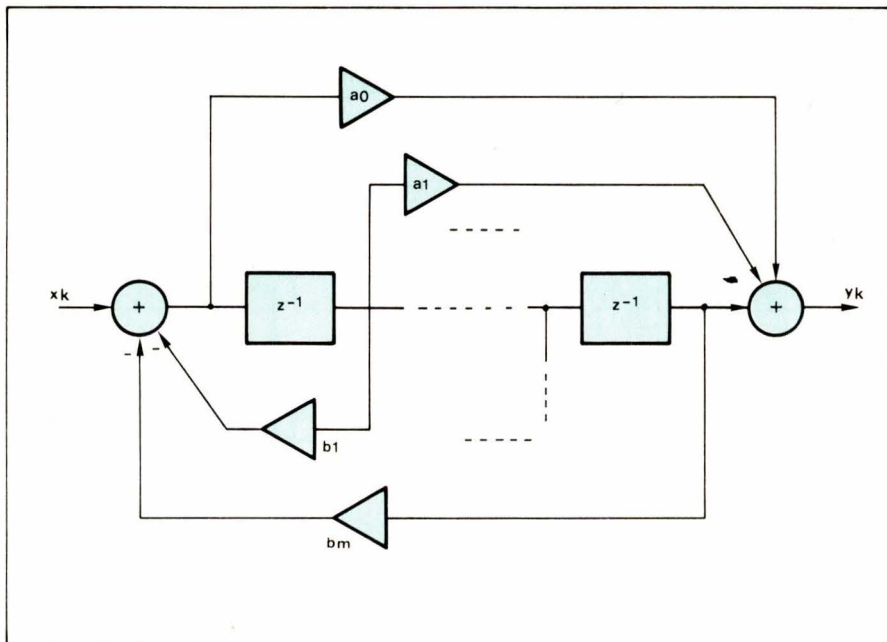


Fig. 8.

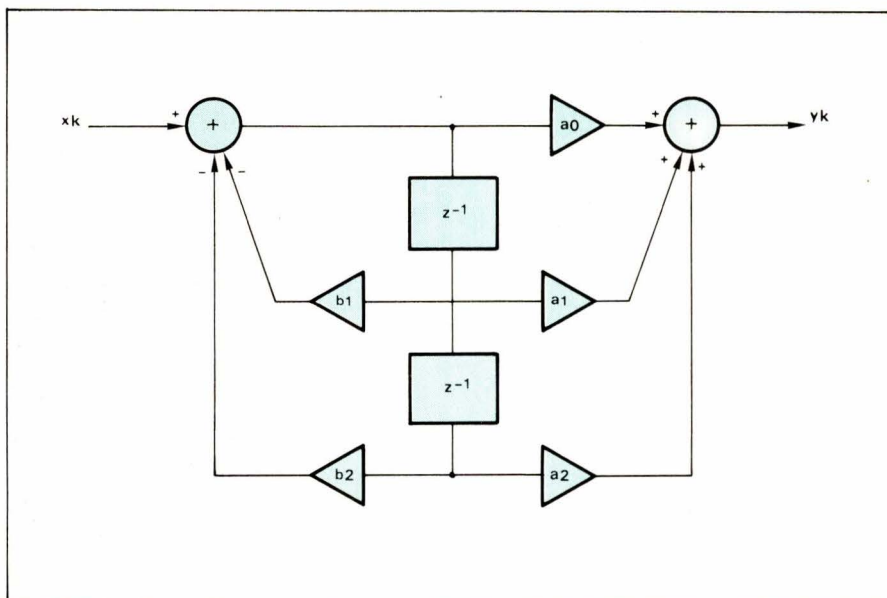


Fig. 9.

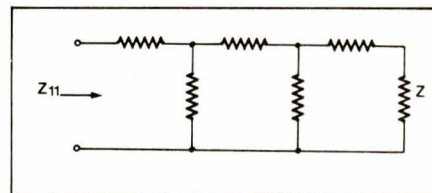


Fig. 10.

peut en général le construire en échelle à condition que les zéros de  $Z_{12}$  soient tous sur l'axe imaginaire.

Cette synthèse se réalise à l'aide d'une méthode basée sur le lemme de glissement des zéros d'une réactance.

On peut alors synthétiser l'impédance d'entrée  $Z_{11}$  d'un quadripôle sous forme d'une structure en échelle (fig. 10), de façon que le quadripôle admette  $Z_{12}$  comme impédance de transfert.

Pour la digitalisation d'un tel réseau, deux solutions s'offrent alors à nous :

1° Le synthétiser sous forme classique, en partant de sa fonction de transfert et en utilisant la transformée bilinéaire étudiée précédemment.

Cette solution mène à une réalisation récursive de forme classique. Cependant, elle n'est pas satisfaisante quant à son comportement lors de la quantification des coefficients du filtre numérique.

2° La méthode des transformées linéaires que nous allons introduire permet de lutter contre ces effets en construisant une structure de sensibilité minimale.

P.Y. Chaltiel

(La seconde partie de cette étude sera publiée dans notre prochain numéro.)



**Circuits imprimés**

**Filtres antiparasites**

**Bloc de secours 250 VA**

## Transformateurs

- plus de 150 modèles standard de 1,8 à 500 VA
- sorties à cosses ou à picots
- imprégnation par vernis classe B
- modèles spéciaux sur demande

Catalogue sur demande à :

**circé**

Z.I. Route de Challes  
72150 Le Grand Lucé  
Tél : (43) 27-94-66

**RECHERCHONS  
DISTRIBUTEURS**



# LA STRUCTURE DE LA MATIERE

*Suite de l'article paru  
dans le n° 14*

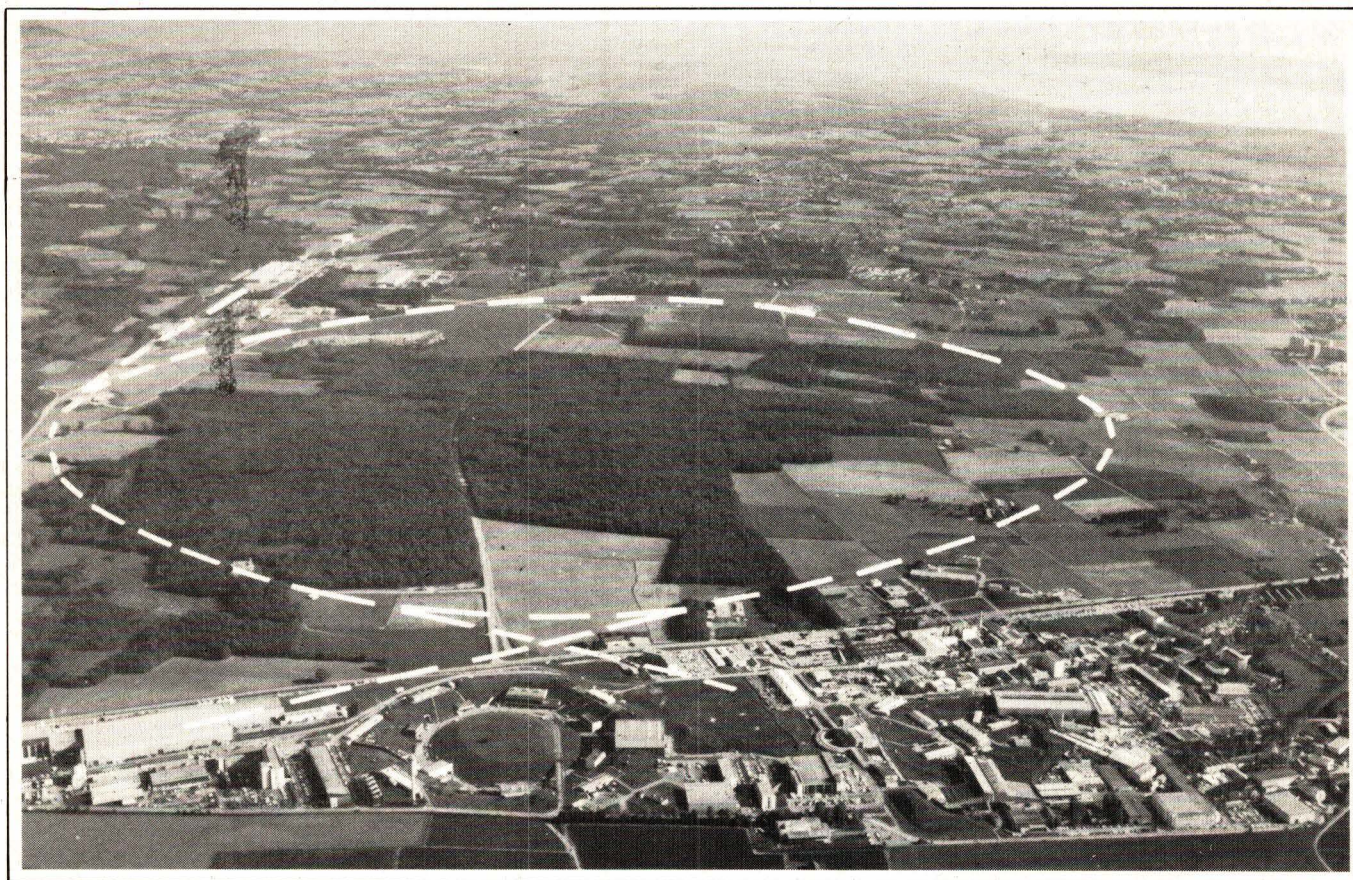


Fig. 4 bis – Ensemble des installations du CERN, montrant (en pointillé) l'implantation du super synchrotron à protons de 400 GeV.

## Développement industriel et science fondamentale

L'analyse du développement industriel des nations montre qu'un certain parallélisme existe entre le degré d'évolution de l'industrie et l'état d'avancement de la science fondamentale. Certains pays ont été féconds en hommes de science célèbres notamment aux époques où le potentiel industriel de ces pays était en plein épanouissement. Cette constatation n'est pas le fruit du hasard mais correspond à l'influence qu'exerce la science fondamentale sur les applications pratiques engendrées par les découvertes. Il existe donc un état d'esprit où la recherche joue le rôle de moteur entraînant à sa suite une technique évolutive, cette dernière fournis-

sant ensuite à la recherche les moyens perfectionnés lui permettant de progresser encore.

On peut donc dire qu'un pays industriellement évolué est en mesure d'offrir aux chercheurs un climat intellectuel favorable leur assurant les moyens de poursuivre leurs travaux. C'est la raison pour laquelle de nombreux chercheurs quittent l'Europe pour les Etats-Unis. Pourtant la science fondamentale, si elle demande à être généreusement aisée, n'exige qu'une très faible part du revenu total d'une nation. C'est donc faire un très mauvais calcul que de vouloir économiser sur le budget de la recherche. Science fondamentale et industrie sont indissolublement liés.

Ce constat, lié à un contexte historique particulier, celui de l'après guerre

où, notamment, un nombre très important de physiciens s'expatrièrent vers des nations mieux outillées, aboutit à la création d'une Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire, le CERN.

Cette organisation vient de fêter son 25<sup>e</sup> anniversaire. Elle représente un exemple de coopération internationale, non seulement dans le cadre de l'Europe mais également à l'échelle mondiale. C'est dans ses laboratoires que nous avons trouvé un échantillonnage complet des moyens nécessaires à la création et à la détection des particules élémentaires. Ce panorama nous montrera l'importance des moyens qu'il faut mettre en œuvre pour pénétrer l'intimité de la matière (fig. 4 bis).



## Les accélérateurs de particules

L'examen de la structure intime de la matière montre que plus on descend dans l'échelle microscopique et plus les énergies à mettre en œuvre sont considérables. L'étude des forces et les interactions entre les particules fondamentales pose des problèmes très particuliers en raison de la taille des particules. Il est courant d'admettre que, pour observer l'infiniment petit, l'usage du microscope est indispensable ; pourtant, son pouvoir de résolution est limité par la nature ondulatoire de la lumière visible. Aucun détail au-dessous d'un demi-millième de millimètre ne peut être distingué, et cependant cette valeur correspond encore à 5 000 fois le diamètre d'un atome, à 500 millions de fois celui du noyau.

L'utilisation de la microscopie électronique offrait de nouvelles possibilités, par l'emploi d'une longueur d'onde beaucoup plus petite ; malheureusement, le faisceau d'électrons n'est pas visible et il est nécessaire d'utiliser un écran fluorescent, ou une émulsion photographique pour enregistrer le phénomène. Cela ne va pas sans ennui car, avec un faisceau corpusculaire d'énergie suffisante, outre la formation d'une image, nous assistons à la formation de phénomènes secondaires affectant la qualité de l'image observée. Ainsi, en plus de l'image partielle de la cible, on obtient la libération ou la création de particules à l'impact du faisceau incident. Toutefois la création de particules instables, une fois canalisées en faisceaux secondaires, peuvent servir à sonder la matière, tout comme les faisceaux d'électrons.

Dans les débuts de la recherche nucléaire, on utilisait les faisceaux corpusculaires produits d'une façon natu-

relle, soit les particules alpha d'une énergie de quelques millions d'électronvolts, émises par le radium, soit les rayons cosmiques qui peuvent atteindre une énergie de  $10^{17}$  eV. Cependant, le caractère erratique de cette émission se prêtait mal à des recherches systématiques bien déterminées ; il a donc fallu construire des machines accélératrices afin de disposer de faisceaux de particules à haute énergie.

Cette nécessité s'est fait sentir au fur et à mesure que la matière livrait ses secrets et c'est par une succession de découvertes immédiatement suivie d'applications que l'on est arrivé à la construction des grands accélérateurs de particules actuels.

Il n'y a qu'une façon d'accélérer les particules, c'est de les placer dans un champ électrique. Par contre, il y a plusieurs façons d'utiliser ce champ électrique : soit seul, soit conjointement avec un champ magnétique, d'où une possibilité de classer les différents types d'accélérateurs à peu près de la façon suivante :

- Lorsque la tension électrique agit seule, la trajectoire des corpuscules est rectiligne. Cependant, les accélérateurs rectilignes se divisent en deux groupes :

- électrostatiques, dans le cas d'une tension électrique constante ;
- linéaire, lorsque cette tension produit un champ de haute fréquence.

- Le fait d'appliquer un champ magnétique permet de courber la trajectoire des particules en forme de cercles ou de spirales. Ces appareils sont donc plus compliqués, mais ils permettent d'atteindre des énergies beaucoup plus élevées. Les accélérateurs circulaires se divisent en deux groupes :

- à champ magnétique fixe : la trajectoire des corpuscules est une spirale (cyclotron, synchro-cyclotron) ;

- à champ magnétique variable : la trajectoire est un cercle (synchrotron).

L'éventail de ce matériel permet d'atteindre des énergies voisines de  $10^{12}$  eV, tout au moins avec les appareils actuellement en projet ou en construction. Le schéma (fig. 5) illustre l'énergie fournie par les différents types d'accélérateurs.

Ces quatre grandes classes d'accélérateurs sont représentées au CERN, à des degrés divers. Le fait de les évoquer successivement va nous permettre de mieux saisir avec quelle variété de moyens la physique européenne appréhende les problèmes des hautes énergies.

### Les accélérateurs électrostatiques

Ce type d'accélérateur est certainement le plus simple dans son principe, puisqu'il est constitué par un tube contenant deux électrodes, entre lesquelles on maintient une haute tension. En réalité, ce schéma cache de nombreuses difficultés techniques et certaines limitations.

C'est avec un accélérateur de ce type (appelé également Cockroft-Walton) (fig. 6) que l'on peut injecter des protons dans l'accélérateur linéaire de 50 MeV du synchrotron à protons du CERN. Cet accélérateur permet d'atteindre des énergies de l'ordre du million d'électronvolts (MeV).

### Les accélérateurs linéaires

Les accélérateurs électrostatiques se voient imposer une limite due au fait que les tensions applicables entre les électrodes ne dépassent guère quelques millions de volts ; dans une atmosphère d'azote ou de fréon sous pression, il est, en effet, possible d'appliquer une dizaine de millions de volts au maximum. Pour obtenir des particules de plus haute énergie, il faudrait pouvoir disposer plusieurs fois du même champ électrique qui a servi à accélérer les particules, ou bien placer plusieurs accélérateurs électrostatiques en cascade. Cela est possible avec des accélérateurs du type Van De Graaf, à condition de changer de signe les particules, et de limiter à deux le nombre des accélérateurs. On comprend aisément que des ions revenant au potentiel du sol ne puissent redevenir des ions négatifs et c'est pourquoi dans le Van De Graaf tandem, on double simplement la valeur de leur énergie.

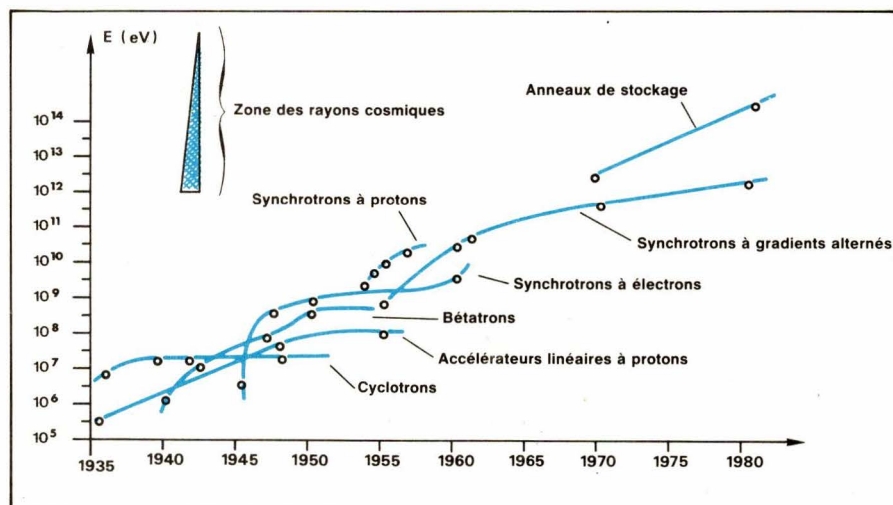


Fig. 5. - Schéma illustrant l'énergie des accélérateurs ou des anneaux de collisions, construits ou en projet, durant la période allant de 1935 à 1980. Chaque point représentant une réalisation ou un projet (d'après Livingstone, Blewett, complété par Ferger).



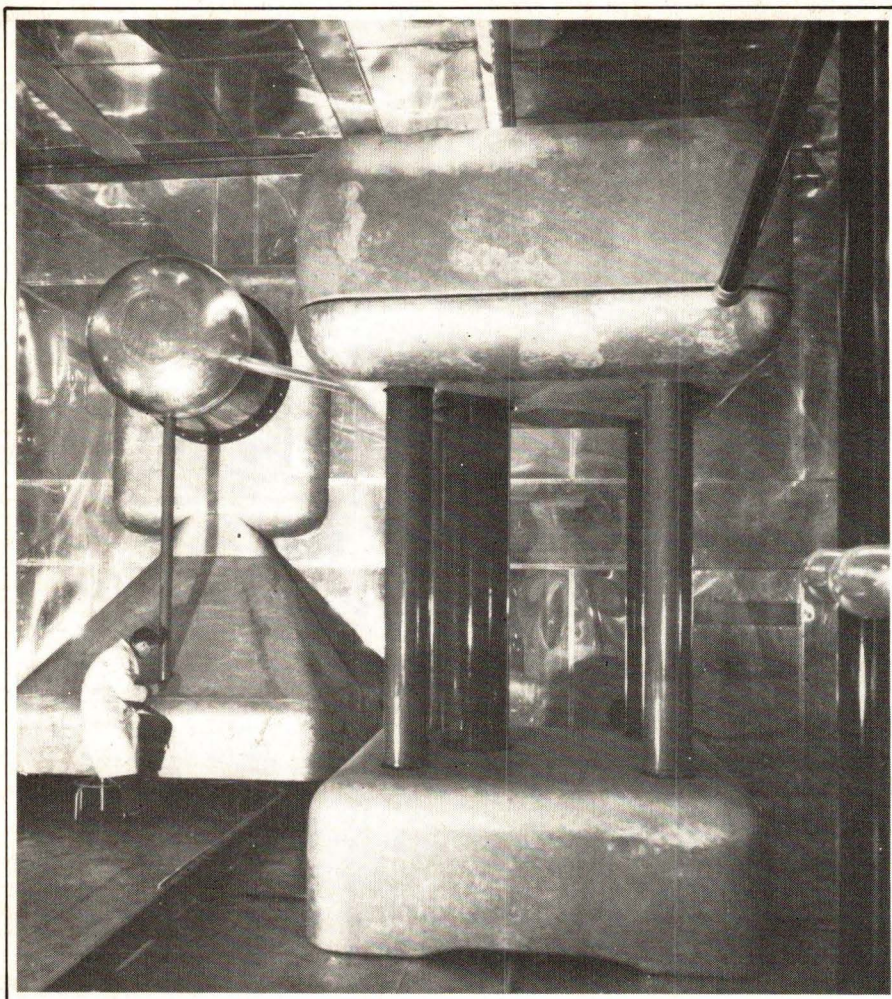


Fig. 6. - Accélérateur de Cockcroft-Walton.

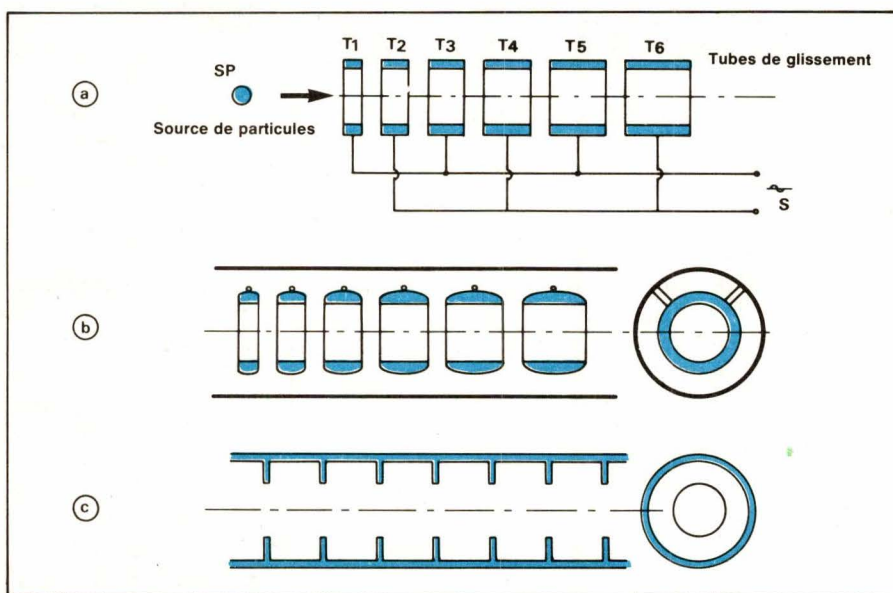


Fig. 7. - Schéma de l'accélérateur linéaire de Sloan et Lawrence (a), et à cavité résonnante d'Alvarez (b). Principe d'un accélérateur d'électrons (c).

Puisqu'il n'est pas possible d'accélérer indéfiniment une particule de signe invariable, par un champ électrique constant on tourne la difficulté en employant un champ alternatif. On s'arrange, bien entendu, pour que la particule se trouve à l'endroit précis où le champ est accélérateur, puisque dans le champ alternatif nous aurons

une alternance accélératrice, l'autre étant alors sans effet.

La vitesse des particules étant très élevée, il est évident que la distance parcourue par celles-là sera très grande si la fréquence du champ accélérateur est basse. Cette distance sur laquelle régnera un champ de même sens, engendrera des différences de

potentiel très élevées et nous serons à nouveau limités comme dans le cas des accélérateurs électrostatiques. En fait, les études poursuivies au cours de la dernière guerre, pour la mise au point du radar, ont conduit à la réalisation de générateurs d'oscillations à grandes puissances, dans le domaine des hyperfréquences (magnétrons, klystrons). Ainsi, dans un accélérateur linéaire est-il courant, maintenant, d'appliquer des fréquences de 200 MHz pour les ions et de 3 000 MHz pour les électrons, dont la masse est plus faible et dont la vitesse voisine celle de la lumière.

Avec de telles fréquences, il est nécessaire de disposer d'une très grande puissance; en effet, la puissance que demande un appareil électrique, quel qu'il soit, est toujours proportionnelle au carré de la différence de potentiel ou du champ électrique. Cette puissance croît également avec la fréquence, et il est courant de rencontrer des accélérateurs linéaires réclamant des puissances de l'ordre de 100 000 kW. Fonctionnant en permanence, le dégagement de chaleur détruirait rapidement l'appareillage; c'est donc par un régime d'impulsions qu'il est possible d'exploiter ce matériel. Avec une impulsion d'une microseconde tous les millièmes de seconde, nous aurons un échauffement mille fois plus faible qu'en régime continu, mais nous aurons également un courant de particules mille fois plus faible; toutefois les résultats obtenus sont néanmoins satisfaisants.

Le physicien norvégien Wideröe (1928), avait déjà proposé d'accroître l'énergie communiquée à des particules, au moyen de champs électrostatiques dérivant d'un potentiel. C'est en groupant deux, puis cinq tubes accélérateurs, qu'il a pu obtenir des particules ayant une énergie de 1 MeV. L'emploi d'un champ alternatif a permis d'accroître cette énergie en faisant coïncider le passage des particules avec la partie accélératrice de l'alternance. C'est sur ce principe que Sloan et Lawrence (1931) étudièrent un accélérateur (fig. 7a) dont le fonctionnement se résume ainsi: issues d'une source SP, les particules pénètrent dans l'axe d'une série de tubes T, dits tubes de glissement, reliés à une source de potentiel alternatif. Lorsqu'une particule part de SP, le potentiel V du premier tube l'accélère. Elle traverse ce premier tube à vitesse uniforme, puisqu'elle n'est soumise à aucun champ à l'intérieur de celui-ci, pour se retrouver entre le premier et le second tube. Si, à cet instant, la phase alternative correspond à un champ accélérateur, la particule recevra une certaine quantité d'énergie lui communiquant une vitesse plus élevée. Le



phénomène se reproduit entre le deuxième et le troisième tube et ainsi de suite jusqu'à l'extrémité de l'accélérateur, où la particule est éjectée. Puisque la fréquence des impulsions accélératrices est invariable et que la vitesse des particules augmente, les tubes seront de plus en plus longs à mesure que l'on s'éloignera de la source.

L'énergie communiquée aux particules est fonction de leur masse et de la vitesse acquise. Cette énergie est différente pour les électrons et pour les protons comme le montre le tableau I. On voit ainsi que même avec des énergies d'une centaine de millions d'électronvolts, les protons atteignent difficilement la moitié de la vitesse de la lumière.

Alvarez, reprenant les travaux de Sloan et Lawrence, entoure les tubes de glissement par un cylindre métallique, jouant le rôle d'une cavité résonnante (fig. 7b). Si l'on injecte dans ce cylindre de l'énergie haute fréquence, il se produira des résonances sur un certain nombre de fréquences, fonction des dimensions du cylindre. Compte tenu de la puissance injectée, l'amplitude des ondes stationnaires formées peut atteindre une très grande valeur, c'est-à-dire qu'il se formera des champs intenses, la cavité jouant le rôle de transformateur.

La fréquence d'oscillation est indépendante de la longueur de la cavité, mais elle est en raison inverse de son diamètre : ainsi pour un diamètre de 1,20 mètre, cette fréquence est de 200 MHz. Pour des particules accélérées avec une énergie de 5 MeV ( $10^{-6}$  ergs) leur vitesse atteint à peu près le dixième de la vitesse de la lumière.

Ainsi, à chaque période du champ accélérateur, la particule parcourra une distance correspondant au dixième de la longueur d'onde de l'oscillation électromagnétique dans la cavité. Pour une fréquence de 200 MHz, cette longueur d'onde est de 150 cm. La distance parcourue sera d'une quinzaine de centimètres et correspondra à la périodicité des tubes de l'accélérateur. Si les particules sont accélérées avec une énergie de 50 MeV, toutes choses étant égales par ailleurs, la périodicité des tubes se manifesterait sur 50 cm.

Ce type d'accélérateur, appliqué aux protons, ne peut être allongé indéfiniment ; il se pose des problèmes liés aux tubes de glissement et à la cavité résonnante, si bien que leur limite se situe aux environs de 50 MeV. Alimentés par un générateur électrostatique genre Van De Graaf, puisque le premier tube ne peut être de longueur



Fig. 8. - Vue de l'accélérateur linéaire (type Alvarez) de 50 MeV, prise depuis la zone d'éjection. Les tubes de glissements à l'intérieur des trois cavités de résonance, accélèrent les protons depuis 500 keV dans le générateur Cockroft-Walton à haute tension continue à la source d'ions jusqu'à 10 MeV dans la première cavité, 30 MeV dans la deuxième cavité, pour atteindre l'énergie maximum de 50 MeV dans la troisième cavité.

nulle, les accélérateurs linéaires de protons sont surtout utilisés comme injecteurs dans les grands accélérateurs (fig. 8). L'éjection du faisceau de particules est plus aisée qu'avec un accélérateur circulaire ; le cyclotron, par exemple, ne permet la récupération que d'un dixième des particules éjectées, et encore celles-ci sont-elles difficiles à canaliser.

Notons enfin que, lorsque l'on désire accélérer des électrons le problème est grandement facilité. Avec quelques MeV, on arrive à communiquer aux électrons une vitesse uniforme voisine de celle de la lumière. En outre, l'emploi de fréquence de l'ordre de 3 GHz procurera une longueur d'onde d'une dizaine de centimètres. Devant la vitesse constante des électrons et la faible périodicité des électrodes liée à la longueur d'onde, il est permis de remplacer les tubes de glissement par un tube continu, contenant des cloi-

sons transversales (fig. 7c), ce qui simplifie considérablement la conception de ces accélérateurs.

Les cloisons, percées d'un trou axial pour le passage des électrons, formant une succession de cavités résonnantes qui oscilleront pour leur propre compte. Les cavités sont deux à deux en opposition de phase, c'est-à-dire que lorsqu'une cavité a un champ électrique négatif, la cavité voisine a un champ positif. Le pas de l'accélérateur sera égal à la longueur de deux cavités et, pour la fréquence de 3 GHz, les cloisons seront distantes de 5 cm.

Les accélérateurs linéaires d'électrons sont d'un usage très courant et leur utilisation varie selon l'énergie qu'ils communiquent. Avec une dizaine de MeV, parfois moins, on aborde le domaine de l'irradiation par électrons, ou la production de rayons X très pénétrants pour les applications médicales, remplaçant avantageusement



les accélérateurs électrostatiques. Contrairement à ce qui se passe avec les ions, ces énergies sont trop faibles pour permettre aux électrons d'interagir dans les expériences de la physique nucléaire; il est nécessaire pour cela d'envisager des appareils plus puissants.

## Les accélérateurs circulaires

Les accélérateurs circulaires offrent une très grande variété de matériel. Cela tient au fait que dans ce type d'appareils deux paramètres sont variables: le champ électrique accélérateur et le champ magnétique.

## Le béatatron

Le béatatron est né après les générateurs électrostatiques, à l'époque où Brett et Wideröe (1927) cherchaient un moyen de se soustraire à la limitation d'énergie de ces derniers. Dans ces machines, c'est l'emploi d'un champ électrique d'induction produit par un champ magnétique variable qui assure l'accélération d'électrons sur une orbite circulaire. Si les pièces polaires de l'aimant sont profilées convenablement (fig. 9) on obtient de très bonnes caractéristiques. Toutefois, pour des raisons d'économie des électrons. Avec des énergies de quelques dizaines de MeV, ils trouvent des applications intéressantes en médecine.

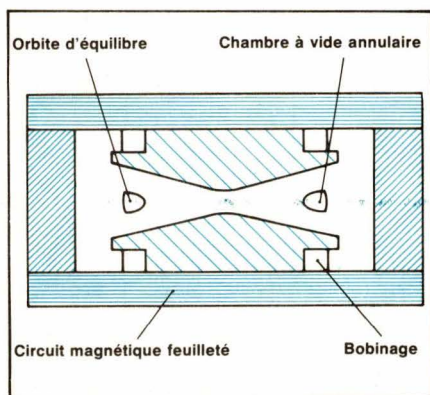


Fig. 9. - Schéma de principe du béatatron.

Des appareils plus importants ont été réalisés et, pour une énergie de 100 MeV, par exemple, on aboutit à un aimant de 135 tonnes, avec une chambre à vide annulaire de 1,8 mètre de diamètre dans laquelle des électrons effectuent 250 000 révolutions, chaque révolution leur faisant gagner une énergie de 400 eV. A ce niveau, les électrons ont acquis une vitesse voisine de celle de la lumière.

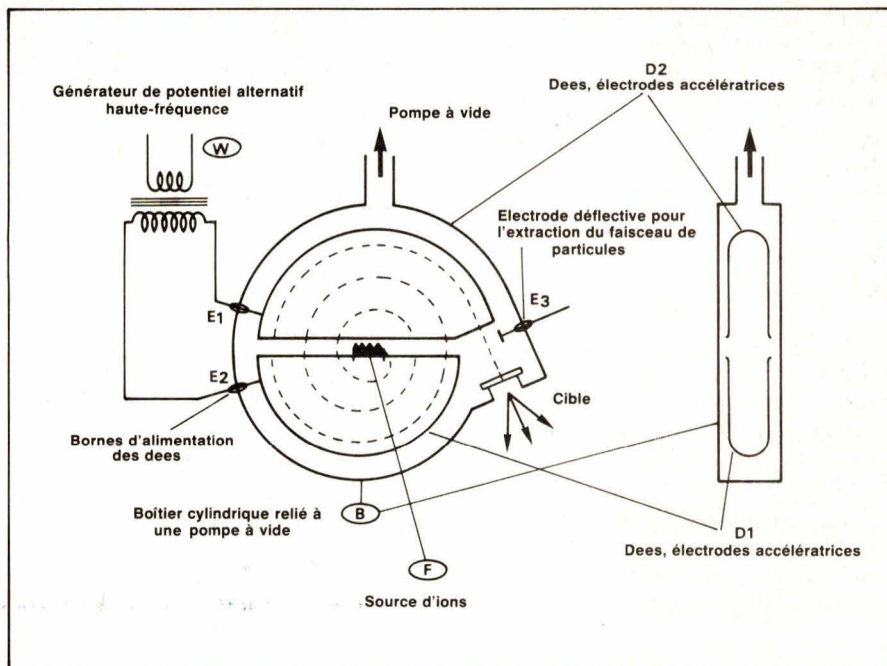


Fig. 10. - Schéma de principe du cyclotron.

Lorsque les électrons sont soumis à une accélération transversale intense, et cela, avec un mouvement périodique, ils rayonnent une certaine quantité d'énergie. Lorsque l'énergie communiquée par le champ d'induction est égale à l'énergie rayonnée, l'accélération cesse, nous sommes à la limite des possibilités du béatatron, limite qui se situe aux environs de quelques centaines de MeV.

## Le cyclotron

Comme pour l'accélérateur linéaire, c'est encore à Lawrence que nous devons les premiers travaux sur le cyclotron (1932). Au lieu de laisser la particule suivre une trajectoire rectiligne, on oblige cette dernière à s'enrouler au moyen d'un champ magnétique fixe; si le champ électrique impose une vitesse uniforme à la particule, la trajectoire sera circulaire. Au contraire, dans le cas du cyclotron, cette vitesse est augmentée par des impulsions électriques successives qui accroissent progressivement le rayon de l'orbite, et la trajectoire devient une spirale. Le principe du cyclotron revient donc à accélérer la particule par les impulsions successives de champs, relativement peu intense, agissant au moment opportun dans la région de l'espace que celle-ci est en train de traverser. Dix impulsions successives de 200 000 V donneront alors la même vitesse qu'une impulsion unique de 2 000 000 V.

Le cyclotron (fig. 10) se compose donc d'une boîte cylindrique B dans laquelle règne un vide assez poussé. Cette boîte est logée entre les pièces

polaires d'un électro-aimant dont le champ magnétique uniforme est normal au plan de la figure. La boîte B contient deux électrodes D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub>, les **Dees**, soigneusement isolées l'une de l'autre et ayant la forme d'un demi-cylindre creux. Chacune de ces électrodes est reliée aux bornes E<sub>1</sub> et E<sub>2</sub> d'un générateur W fournissant une différence de potentiel alternatif de haute fréquence.

Lorsqu'un ion est émis par la source F, le champ magnétique lui fait décrire un demi-cercle de rayon  $r_1$  et le champ électrique l'attire dans l'électrode D<sub>2</sub>. Sa vitesse est uniforme dans un conducteur creux et vide. C'est donc seulement au passage de la particule d'un Dee dans l'autre que le changement de potentiel assure l'accélération. L'augmentation de vitesse fera décrire à la particule un demi-cercle de rayon  $r_2$ , tel que  $r_2 > r_1$ . La trajectoire est une spirale, mais la vitesse angulaire reste invariable; il y a résonance entre le champ magnétique et la fréquence du courant, puisque le temps mis par l'ion à décrire un demi-cercle à l'intérieur de chacun des Dees se superpose à la périodicité de l'alternance du courant haute fréquence appliqué aux Dees.

Après avoir parcouru plusieurs centaines de mètres en quelques cent millièmes de seconde, la particule a subi des centaines d'impulsions. A ce moment, elle est déviée tangentielle-ment de la spirale par l'influence de l'électrode auxiliaire E<sub>3</sub> et pénètre dans le canal déflecteur pour arriver sur la cible à bombarder.

Pratiquement, avec une tension de quelques centaines de kilovolts appliquée entre les Dees, il est possible



d'atteindre une quinzaine de millions d'électronvolts pour les protons, 25 MeV pour les deutons.

Avec une tension maximale aux Dees de  $2 V_0$ , un ion de poids atomique  $P$  et de charge  $Z$ , il existe une relation donnant la limite des cyclotrons actuels :

$$V_{\max} = 1,54 (2 V_0 P Z)^{1/2}$$

Cette limite est liée au synchronisme existant entre le temps nécessaire à la particule pour décrire un demi-cercle et la demi période de la tension alternative appliquée aux électrodes. Ce synchronisme existera tant que la masse de la particule restera invariable ou ne variera que très peu ; or, la masse d'une particule en mouvement est plus élevée que sa masse au repos et la différence est très sensible à partir de 15 MeV pour les protons.

## Le synchro-cyclotron

Dès que la particule atteint une certaine vitesse, le temps qu'elle met à parcourir un demi-cercle augmente en raison de l'augmentation de sa masse ; le décalage entre ce temps et la demi période de la tension alternative devient sensible à partir d'énergies de l'ordre de 15 MeV (protons), comme nous venons de le voir. Il est possible de rétablir de synchronisme en augmentant la période de la tension alternative, lorsque la particule arrive à la fin de sa course. Cette modification, étudiée aux USA en 1945, par Mc Millan, reçu le nom de synchro-cyclotron, et de phasotron en URSS, d'après les travaux de Weksler. Cette augmentation de la période de la tension alternative ou, ce qui revient au même, la réduction de la fréquence en fin d'accélération, peut être assurée par un condensateur tournant ou par un condensateur vibrant (diapason). Ce condensateur produit la modulation de fréquence.

Ainsi, dans le synchro-cyclotron, cette fréquence est rendue variable et on l'asservit à la masse de la particule, le champ d'induction magnétique restant toujours fixe.

Il n'est plus nécessaire ici d'utiliser de grandes tensions accélératrices dont le seul but était, dans le cyclotron, de raccourcir les trajectoires : grâce à la synchronisation, il suffit de quelques dizaines de kV. Les synchro-cyclotrons permettent de communiquer à des protons des énergies allant jusqu'à 600 MeV, mais cela implique la mise en œuvre d'électro-aimants aux dimensions importantes.

Sous sa forme initiale, le synchro-cyclotron du CERN a fonctionné de

1957 à 1973. L'intensité moyenne du faisceau a été de  $1 \mu\text{A}$  soit  $6.10^{12}$  protons par seconde.

Dès 1969, des études ont été menées pour accroître l'intensité moyenne du faisceau et d'améliorer le rendement d'extraction du faisceau hors de la machine. La source d'ions a été changée et l'on utilise une source du type Calutron. En outre, la modulation de fréquence a été modifiée et un système à condensateur rotatif a remplacé le système à diapason. Ce changement permet d'augmenter le taux de répétition de la modulation de fréquence en le faisant passer de 54 Hz à 460 Hz. Le gain d'énergie par tour est passé de 2,7 à 30 keV par augmentation de la puissance du système d'accélération HF.

Cette modification a permis d'obtenir davantage de cycles par seconde. Ces deux facteurs assurent une intensité moyenne du faisceau atteignant  $10 \mu\text{A}$ .

En plus de cette augmentation de puissance il fallait également améliorer le rendement de l'extraction si l'on voulait exploiter le plus grand nombre possible de particules accélérées. A cet effet, de nouvelles électrodes furent étudiées pour s'adapter à la source d'ions (Calutron) et ceci afin de réduire l'amplitude des oscillations bétatroniques des protons en circulation. Ainsi, ce nouveau synchro-cyclotron offre aux expérimentateurs un moyen très performant.

## Le synchrotron

D'une conception plus complexe, ce type d'accélérateur a fait l'objet de diverses réalisations, notamment pour l'accélération des électrons, avec des énergies de quelques centaines de MeV. L'accélération des protons a donné naissance à des appareils beaucoup plus importants, tel le cosmotron de Brookhaven (3,5 GeV), le bévatron de Berkeley (6,2 GeV) ou le synchrotron Saturne de Saclay (3 GeV). L'Europe, au sein de l'Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire (CERN), exploite depuis 1959 un synchrotron à protons de 28 GeV dont la description situera l'importance de ce type d'accélérateur.

## Le synchrotron à protons du CERN

Pour obtenir des énergies de l'ordre de 28 GeV, on procède par accélérations successives, en partant d'une source de protons. Pour cela, de l'hydrogène gazeux est fourni à une

source d'ions où les molécules d'hydrogène sont dissociées, de façon à ne laisser subsister que les noyaux (protons).

C'est donc environ 10 000 milliards de protons qui sont envoyés vers le pré-accélérateur de Cockroft-Walton, et l'énergie disponible à la sortie est de 550 keV. A l'époque, des considérations économiques et techniques, comme par exemple les caractéristiques du champ rémanent de l'aimant, avaient fixé à 50 MeV l'énergie d'injection dans le synchrotron. Pour passer de 0,5 à 50 MeV, un autre étage d'accélération était nécessaire, et l'on faisait appel à un accélérateur linéaire (le linac).

Jusqu'en 1973, l'injection des protons dans le synchrotron se faisait directement à partir du Linac. Mais pour satisfaire aux demandes toujours croissantes des utilisateurs en ce qui concerne l'intensité et la densité du faisceau, il fallut augmenter l'énergie du faisceau d'injection. Pour cela, un synchrotron injecteur de 800 MeV fut mis en place.

C'est donc avec une énergie de 800 MeV et sous un champ de 0,07 Tesla, que les particules atteignent l'extrémité du système d'injection. En quelques microsecondes, elles sont introduites dans le synchrotron proprement dit, par un dispositif d'inflexion ; l'injection s'effectue pendant un seul tour du faisceau, tangentiellement à la piste de 200 mètres de diamètre. A ce moment, les particules sont animées d'une vitesse égale au tiers de celle de la lumière.

Jacques Trémolières

(Suite dans notre prochain numéro)





# LES BEST-SELLERS MICROORDINATEURS



## INTRODUCTION AU PASCAL

Le PASCAL connaît un succès toujours croissant, et des constructeurs de plus en plus nombreux l'adoptent comme langage évolué. Voici un livre complet, applicable à tous les systèmes, destiné à tous les utilisateurs, qu'ils soient ou non expérimentés en informatique. Ils y trouveront des programmes élaborés et des développements originaux sur les traitements de fichiers et traitements graphiques.

**Pierre Le Beux - 500 p, Réf. PA01, 98 F TTC.**

## INTRODUCTION AU BASIC SUR MICRO-ORDINATEURS

Cet ouvrage s'adresse au débutant et ne requiert donc aucune formation préalable aux techniques de l'informatique. Les différents concepts et techniques y sont présentés avec de nombreux exemples de programmes qui ont tous été testés sur des matériels de type microordinateur. Il constitue donc un ouvrage de référence couvrant tous les aspects du langage actuellement disponibles.

**Pierre Le Beux - 335 p, Réf. PB02, 85 F TTC.**

## LE BASIC PAR LA PRATIQUE : 50 EXERCICES

L'apprentissage de la programmation en BASIC ne peut se faire que par la pratique. Voici un livre d'exercices complètement traités : énoncé et analyse d'un problème, organigrammes et commentaires, programmes, exemples d'exécution. Cette méthode pédagogique permet au lecteur de se perfectionner très rapidement en vérifiant à chaque pas sa progression. Un ouvrage de première importance pour qui veut apprendre la programmation en BASIC.

**J.-Pierre Lamoitier - 200 p, Réf. PB01, 2<sup>e</sup> édition, 68 F TTC.**

## PROGRAMMATION DU Z80

Comme les livres de la série 6502, celui-ci est conçu comme un cours progressif, étape par étape, avec des textes sous forme d'exercices pour le lecteur.

Il couvre les aspects essentiels de la programmation, tout comme les avantages et inconvénients du Z80 et mène le lecteur jusqu'à la possibilité d'écrire ses propres programmes.

**Rodnay Zaks - 600 p, Réf. C780, 124 F TTC.**

## PROGRAMMATION DU 6502

Ce livre vous enseigne la programmation des systèmes basés sur le microprocesseur 6502.

Pour le lire il n'est pas nécessaire de savoir programmer. Rédigé comme un cours, avec des exercices pour tester l'attention du lecteur, il introduit les difficultés pas à pas. Une référence indispensable à toute personne désirant se familiariser avec le 6502.

**Rodnay Zaks - 300 p, Réf. C3, 2<sup>e</sup> édition, 98 F TTC.**

## APPLICATIONS DU 6502

Comment connecter une carte au monde extérieur et réaliser des applications pratiques pour le 6502. Les programmes présentés vont d'un système d'alarme jusqu'aux applications industrielles telles qu'un circuit de contrôle de température. Vous réaliserez aussi vos propres périphériques, depuis le lecteur de ruban jusqu'à la micro-imprimante. C'est véritablement l'ouvrage "d'entrée-sortie" pour le 6502. Il comprend plus de 50 exercices conçus pour vous tester à chaque étape de votre progression.

**Rodnay Zaks - 300 p, Réf. D802, 85 F TTC.**

**ET PLUS DE 100 AUTRES TITRES ET COURS SUR CASSETTES AU CATALOGUE !**

### BON DE COMMANDE RAPIDE

Nom : \_\_\_\_\_ Profession/Société : \_\_\_\_\_

Adresse : \_\_\_\_\_

Code postal/ville : \_\_\_\_\_ Pays : \_\_\_\_\_

Tél. : \_\_\_\_\_ Télex : \_\_\_\_\_

☐ Veuillez m'envoyer les livres suivants :

\_\_\_\_\_ ex. PA01 \_\_\_\_\_ ex. PB02 \_\_\_\_\_ ex. PB01 \_\_\_\_\_ ex. C780 \_\_\_\_\_ ex. C3 \_\_\_\_\_ ex. D802

Ci-joint mon règlement de : \_\_\_\_\_ F, y compris frais d'envoi. (Conditions départ. 1 livre : 9,50 F, 2-4 : 16 F, 5-8 : 20 F).

☐ Veuillez m'envoyer votre catalogue détaillé.

à retourner à :



18, rue Planchat - 75020 Paris - Tél. : (1) 370.32.75 - Télex : 211801 F.

**SYBEX : LE N° 1 DE LA FORMATION MICROORDINATEURS**

SERVICE-LECTEURS N° 169



# MEA CULPA...

Dans notre précédent numéro (N° 15 - Automne 80), un tableau manquait dans l'article consacré aux photocoupleurs (pages 5 à 15). Le voici, reproduit ci-dessous, accompagné de nos excuses.

TABLEAU III : Principaux types de photocoupleurs

Fabricants	Isolement $\leq 100$ V			1 000 V < Isolement $\leq 3$ 000 V			Isolement > 3 000 V		
	CTR < 20 %	CTR 20 à 100 %	CTR $\geq 100$ %	CTR < 20 %	CTR 20 à 100 %	CTR $\geq 100$ %	CTR < 20 %	CTR 20 à 100 %	CTR $\geq 100$ %
Types JEDEC - General Inst. - Motorola - Litronix - Spectronics	4N28 (1)			4N 27 (1)	4N 25 (1) 4N 26 (1) 4N 31 (2) 4N 38 (1)	4N 29 (2) 4N 30 (2) 4N 32 (2) 4N 36 (1) 4N 37 (1)			4N 35 (1)
AEG TELEFUNKEN	CNY 18 (19)							CNY 21 (20) CNY 24 (20) CQY 80 (1)	
GENERAL ELECTRIC	Types spéciaux H11 F1, H11 F2, H11 F3 (3)			H11 A4 (1)	H11 A1 (1) H11 A2 (1) H11 A3 (1)	H11 B1 (2) H11 B2 (2)			
HEWLETT PACKARD	Types spéciaux 6N 137, HCPL 2601 (12) HCPL 2630 (13) 6N 134 (14) 6N 140 (15)			6N 135 (7) 6N 136 (7) HCPL 2502 (7) HCPL 2530 (9) HCPL 2531 (9)		6N 138 (8) 6N139 (8) HCPL 2730 (10) HCPL 2731 (10) 4N 45 (6) 4N46 (6)			
LITRONIX	IL 12 (1) Types spéciaux IL 100, IL 101 (12) ILCT 6, ILD 74 (11) ILQ 74 (21)			IL1 (1) IL 15 (1) IL 16 (1) IL74 (1)	IL 5 (1)	ILA 30 (2) ILA 55 (2) ILCA 230 (2) ILCA 255 (2)			
GENERAL INSTRUMENT (MONSANTO)	MCT 4 (17) Types spéciaux MCS2, MCS 2400			MCT 26 (1) MCT 66 (11)	MCT 2 (1) MCT 6 (11)	MCT 210 (1) MCT 277 (1)		MCT 2E (1) MCT 271 (1) MCT 272 (1) MCT 275 (1) MCT 276 (1)	MCT 273 (1) MCT 274 (1) MCC 670 (8) MCC 671 (8) MCA 230 (2) MCA 231 (2) MCA 255 (2)
MOTOROLA	MOC 2000 (22) MOC 1003 (1) Types spéciaux MOC 3010, MOC 3011 (5)			MOC 1002 (1)	MOC 1000 (1) MOC 1001 (1)	MOC 1200 (2) MOC 8030 (2) MOC 8050 (2)		MOC 1005 (1) MOC 1006 (1)	
RTC	CNY 44 (18) CNY 46 (18)				CNY 23 (24) CNY 43 (25) CNY 47 (1)	CNY 48 (1)		CNY 22 (24) CNY 42 (25)	
SIEMENS	CNY18/I(19) CNY18/III(19) CNY18/II(19) CNY18/IV(19)							CNY17/I(1) CNY17/II(1)	CNY17/III(1) CNY17/IV(1)
SPECTRONICS	Types spéciaux SCS 11C1, SCS 11C3 (4) SCS 11C4, SCS 11C6 (4)			6N 135 (7) 6N 136 (7) SPX 26 (1)	SPX 33 (1) SPX 53 (1)	6N 138 (8) 6N 139 (8) SPX 103 (1)	SPX 7110 (1) SPX 7270 (1)	SPX 2E (1) SPX 6 (1) SPX 7130 (1) SPX 7150 (1) SPX 7271 (1) SPX 7272 (1) SPX 7530 (1) SPX 7550 (1) SPX 7590 (1)	SPX 35 (1) SPX 7273 (1) SCD 11B1 (2) SCD 11B2 (2) SCD 11B3 (2)
TEXAS INSTRUMENTS	TIL 107 (22) 4N 22 (16) 4N 24 (16) TIL 108 (22) 4N 23 (16) TIL 103 (16) TIL 102 (16) TIL 121 (17) TIL 120 (17)			TIL 111 (1) TIL 112 (1) TIL 114 (1) TIL 115 (1)	TIL 116 (1) TIL 117 (1)	TIL 113 (1)		TIL 124 (1) TIL 125 (1) TIL 126 (1)	TIL 127 (2) TIL 128 (2)



# NOUVEAUTES

## Circuit intégré pour ampli téléphonique

Le TEA 1045 est un circuit intégré bipolaire destiné au poste téléphonique. Il comporte trois amplificateurs. L'un, contrôlé par le courant de ligne, remplace le transformateur de ligne et compense automatiquement les pertes de puissance. L'amplification de base pour l'émission et la réception est déterminée au moyen de résistances externes. De la même manière, il est possible de fixer indépendamment les fréquences limites supérieures et inférieures de l'amplificateur d'émission au moyen de condensateurs. Pendant la numérotation, les amplis d'émission et de réception sont muets.

Il fournit également une tension stabilisée de 3,8 V pour l'oscillateur multifréquence externe. Le courant prélevé par le TEA 1045 est très faible. Le circuit est livré en boîtier plastique à 18 broches.

**ITT Semi-conducteurs.**

SERVICE-LECTEURS N° 1

## Un récepteur qui a de la moelle !

Le « Bone Fone » est un récepteur radio GO/FM miniaturisé qui se porte au cou comme une écharpe en mettant à profit la conduction osseuse pour la transmission des sons. Les haut-parleurs, logés dans une chaussette en Lycra bleue du plus bel effet (tissu utilisé pour la fabrication des jambières disco que portent toutes les habituées du Palace et autre 78) se trouvent disposés à hauteur d'oreille et l'effet stéréo ainsi obtenu n'a rien à envier au casque.

Livré avec une courroie permettant de le fixer, on peut l'utiliser en moto, ou en faisant du ski, du jogging etc. (son poids est de 500 g). D'autant mieux qu'il n'isole pas l'auditeur du monde extérieur, mais lui permet au contraire d'entendre ses programmes tout en restant réceptif à son environnement : circulation, conversation. Quant à la voiture, sa réception en conduisant ne pose



aucun problème, et, en plus, ce récepteur supprime tout risque de vol. En revanche, même à volume élevé, il ne gêne pas les voisins.

Une écharpe musicale que l'on peut porter hiver comme été pour un prix avoisinant 600 F.

**Brandt Frères.**

SERVICE-LECTEURS N° 2

## Multimètre 20 000 points de poche

Cet appareil est le premier exemple du genre combinant haute précision sous un faible volume et prix compétitif. Ses caractéristiques n'étaient jusqu'à présent, disponibles, que sur des instruments de table de coût élevé équipés de batteries rechargeables de faible autonomie.

Avec le « modèle 135 » l'utilisateur dispose de la résolution de 20 000 points et d'une précision de 0,05 % trois à quatre fois supérieure à celle des meilleurs 2 000 points.

De plus, la bande passante est de 20 kHz en alternatif et son autonomie est de 100 heures.

Près de 70 % des ventes sont escomptées dans les secteurs de la maintenance, de la réparation dans les industries et administrations. En outre, une importante quantité de ce

modèle 135 sera vendue lorsque sensibilité et précision seront des paramètres indispensables pour des applications de recherche, équipement de communication de transmissions et autres domaines scientifiques.



Conçu dans un boîtier en plastique ABS résistant aux « mauvais traitements » ce multimètre est entièrement protégé contre les maladroresses toujours possibles, en faisant l'un des instruments les plus fiables du marché, cela pour un prix avoisinant. 1 400 F HT.

**Keithley.**

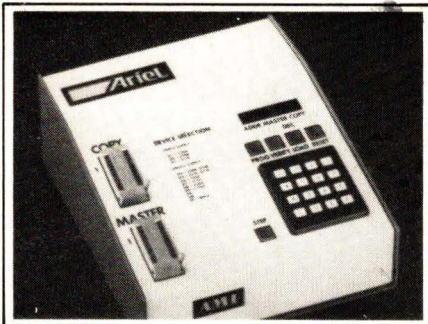
SERVICE-LECTEURS N° 3

## Programmateurs de PROM et simulateurs de ROM

Cet appareil, appelé Ariel, programme toutes les EPROM MOS à une ou trois tensions d'alimentation, de 256 à 128 K bits.

Pour amplifier le chargement de codes en ROM à partir d'un système de développement à microprocesseur — tel que le Phoenix-1 d'AMI, ARIEL comprend un interface RS 232C et TTY. L'utilisateur peut aussi entrer le code à partir d'un clavier hexadécimal incorporé. Le type d'EPROM est aussi à préciser par le clavier. Des boutons-poussoirs de contrôle permettent l'initialisa-





tion, le chargement de la RAM à partir d'une EPROM maîtresse, la vérification de la RAM et le chargement de l'EPROM.

Un câble de simulation, compris avec ARIEL, permet de l'utiliser à la place d'une EPROM pour la mise au point en simulant une ROM : le câble se branche dans le système à tester et la RAM interne d'ARIEL fournit le code du test. Ce dispositif unique raccourcit la durée de développement puisqu'il n'est pas nécessaire de charger et effacer une EPROM à chaque test.

De plus, ARIEL exécute les commandes MOVE et LIST et peut lister le contenu de la ROM sur l'écran du système d'utilisation.

Le prix d'ARIEL est de 15 900 F, hors taxes, et ce matériel peut être obtenu chez AMI ou ses distributeurs, ou en tant qu'accessoire de Phoenix par le réseau Heathkit.

**AMI Microsystems**  
SERVICE-LECTEURS N° 4

## Capacimètre digital autonome

Cet appareil mesure des capacités jusqu'à 200 000  $\mu\text{F}$  en 9 gammes commutées automatiquement et couvrant des valeurs à partir de 1 pF.



Le C500, c'est sa référence, est équipé de 3 types de raccordements convenant à tous les modèles de capacité. Un réglage permet l'annulation de la capacité résiduelle jusqu'à 15 pF.

La mesure s'effectue en déterminant la constante de temps provoquée par la capacité testée associée à une résistance de valeur connue. La tension maximum appliquée est inférieure à 3,2 V. La vitesse de lecture est de 0,5 s pour un condensateur de 200 pF. L'affichage se fait sur 3 1/2 digits.

La précision est de 0,1 % de 200 à 2 000  $\mu\text{F}$  et 1 % de 20 000 à 200 000  $\mu\text{F}$ .

La résolution dans les faibles valeurs atteint 1 pF.

Le C500 est en outre muni d'une sortie B.C.D. par connecteur 26 broches.

**Sefelec.**  
SERVICE-LECTEURS N° 5

## Quadruple ampli opérationnel pour télécommunications

Le LS 404 est un amplificateur opérationnel quadruple de haute performance pour applications professionnelles et en télécommunications.

Le LS 404 est disponible en 2 versions :

- boîtier plastique « dual-in-line » 14 « pattes ».
- microboîtier plastique 14 « pattes ».

**SGS-Ates.**  
SERVICE-LECTEURS N° 6

## Qu'est-ce que le « Sidac » ?

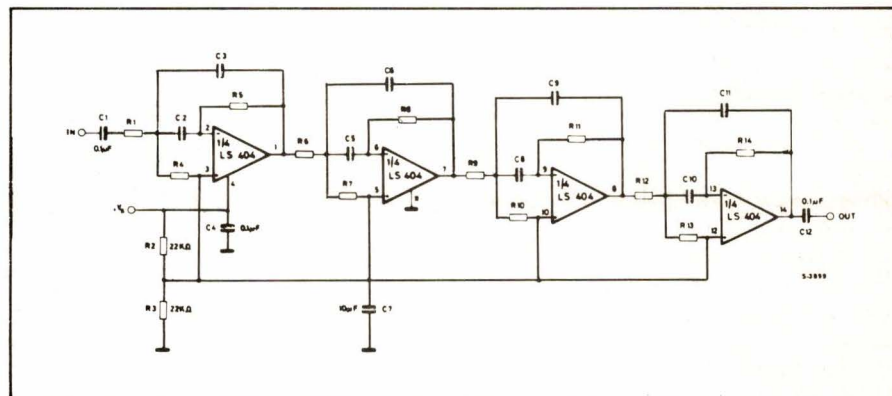
Le « Sidac » est un élément au silicium à base de triac avec deux électrodes seulement. Pour une tension excédant la tension de basculement spécifiée le « Sidac » se met en conduction jusqu'à une surintensité de 20 A.

Si on lui applique 120 V, il commute en moins d'une microseconde vers une chute de tension de 1,5 V avec un  $\text{di/dt}$  de 30 A/ $\mu\text{sec}$ .

Il peut supporter en permanence un courant de 1 A jusqu'à ce que le courant soit interrompu ou qu'il décroisse jusqu'à un niveau inférieur à son courant de maintien spécifié en minimum à 50 mA.

Le « Sidac » est utilisé dans une grande variété d'applications en impulsion de grande intensité.

La simplicité de sa présentation et son prix réduit en font un remplacement avantageux de dispositifs plus



L'étage d'entrée breveté permet de faibles variations du signal d'entrée inférieures à l'alimentation négative, évitant ainsi l'inversion de phase en cas de surtension.

Les caractéristiques du LS 404 sont les suivantes :

- très faible consommation (1,3 mA typique).
- alimentation simple ou symétrique,
- faible bruit.
- faible distorsion (0,03 % typique),
- stable en suiveur de tension malgré son produit gain-bande élevé.

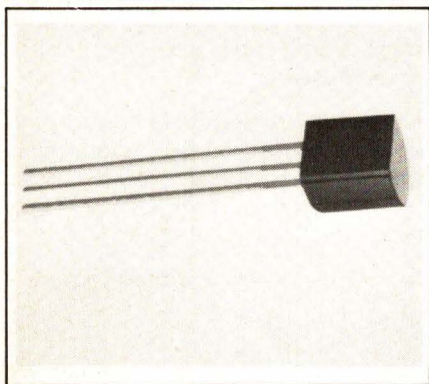
coûteux destinés à la commutation par la tension.

Il se présente en boîtier TO-92 dont une sortie est inutilisée, et est commercialisé en 3 versions dans une plage de 95 à 125 V. Une nouvelle série en 210 V est en cours de développement.

Les applications typiques sont les suivantes :

- Allumage des lampes haute tension (sodium, ...).
- Allumage des dispositifs à gaz.
- Allumage des systèmes diesel.





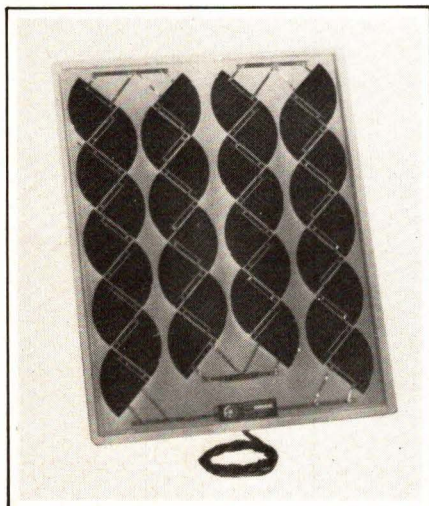
- Allumage des « systèmes xenon ».
- Alimentations haute tension.
- Protecteurs de surtensions.
- Générateurs d'impulsions.

**C.P. Electronique.**  
SERVICE-LECTEURS N° 7

## Modules solaires pour applications marines

Cette gamme de modules solaires destinés aux applications marines se compose de quatre versions :

- Module « Mini-marine » : 260 x 340 mm ; 1 kg ; 4 W crête (ensoleillement maximum à 25° C). 12 V. Il peut maintenir en charge une batterie de 60 Ah, lors de l'absence du propriétaire et produire jusqu'à 10 Ah par semaine.
- Module « Maxi-marine » : 250 x 510 mm ; 1,3 kg. Il produit le double du mini-marine et peut donc être utilisé dans le cas de batteries ou de consommations plus importantes.
- Module FPH 32 DA : 390 x 410 mm ; 2 kg ; 9 W crête ; 12 V ; robustesse (couverture acrylique).
- Modules Professionnels-marines : 534 x 534 mm ; 4,5 kg. Disponibles



en deux versions : économique (24 W crête, 12 V) et haute densité (32 W crête, 12 V).

Ces deux versions sont équipées d'un cadre aluminium permettant une fixation aisée.

Tous ces modules utilisent une résine silicone extrêmement robuste sur un support polyester renforcé de fibre de verre.

**France Photon.**  
SERVICE-LECTEURS N° 8

## Oscilloscope digital

Cet appareil (Norland 3001) peut être utilisé pour le test des transformateurs de forte puissance. Les hautes tensions mises en jeu sur ce type de transformateur provoquent en effet à l'intérieur de ceux-ci des arcs ou des effluves (effet Corona).

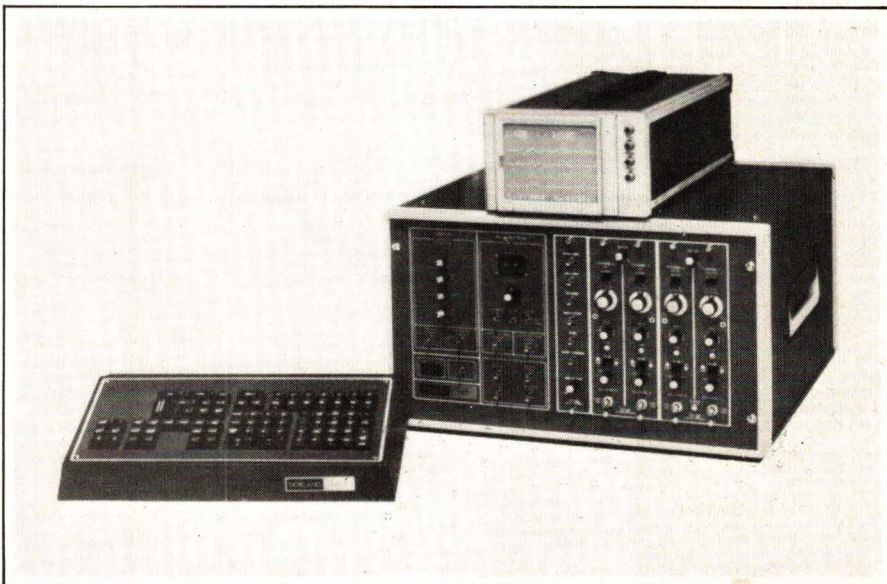
## Poste téléphonique à 20 mémoires.

Cet appareil, commercialisé sous la référence 1680-2, est un téléphone électronique pouvant garder 20 numéros en mémoire, ceux-ci étant sauvegardés en cas de coupure de ligne. Le clavier-mémoire (code alpha-numérique) permet le rappel du dernier numéro composé, mémorise un ou plusieurs préfixes et a une capacité par ligne de 22 chiffres ou pauses.

La sonnerie, elle aussi électronique, est réglable. Le boîtier est en plastique ABS noir. Le raccordement au réseau est effectué par un câble de 3 mètres muni d'un connecteur enfichable type PTT.

Dimensions : L = 22 cm ; l = 17 cm ; H = 5,5 cm. Prix de vente public aux environs de 1 840 F.

**Anep.** SERVICE-LECTEURS N° 10



Cet effet est détecté grâce à un microphone ultrasonique. Le signal correspondant est mémorisé sur une voie du Norland, tandis que la tension appliquée au primaire du transformateur est simultanément enregistrée sur une autre voie. Il est ainsi possible de déterminer à quels points du cycle, l'effet Corona débute et s'arrête, de connaître pour quel niveau de tension appliquée au primaire le phénomène s'est produit.

L'utilisation du Norland 3001 s'étend également à la connaissance de l'établissement du courant dans ce type de transformateur.

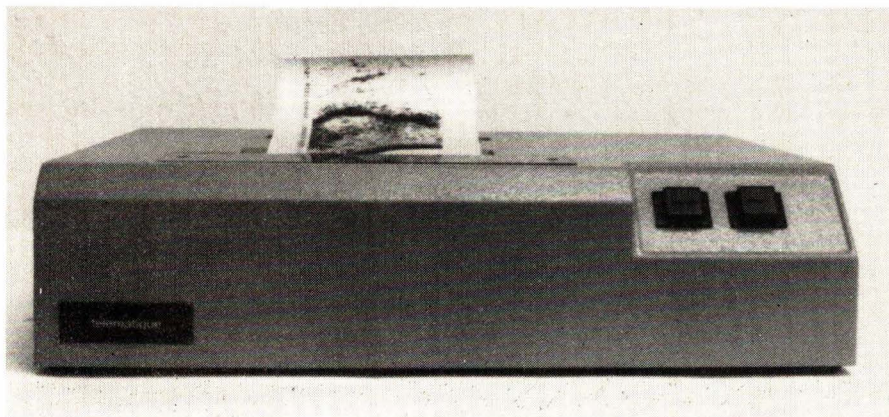
**Tekelec Airtronic**  
SERVICE-LECTEURS N° 9

## Imprimante vidéo compatible Antiope et Télétel

Le système de recopie d'écran Telematique IM816 MV a été étudié pour apporter une solution économique à la recopie sur papier, des pages de texte transmises sous forme numérique par les services de vidéotex. Il s'adapte directement à tout terminal de vidéotex diffusé Antiope, ou de vidéotex interactif Télétel.

Ce système délivre en 20 secondes une copie sur papier d'une page complète présentée sur l'écran du téléviseur. Chaque image comporte 400 000 points répartis sur 500 lignes au pas de 0,2 mm.





Les caractères semi-graphiques et alphabétiques sont représentés avec l'ensemble des caractéristiques des images des procédés de vidéotex (multiplicité des alphabets, caractères de tailles et de formes variées, effets graphiques).

Les couleurs sont rendues par une échelle à 16 niveaux de gris selon le procédé breveté CCETT-Telematique.

**Télematique.** SERVICE-LECTEURS N° 11

## Système d'émission acoustique pour détection de défauts

Le système d'émission acoustique EMI 6300 représente un outil destiné à la détection, la localisation et la classification des défauts dans des



matériaux divers. Il permet d'analyser des structures réelles en utilisant le minimum de capteurs placés dans des positions arbitraires, ce qui facilite la mise en œuvre du système.

Par addition de modules, la capacité atteint 63 canaux et peut être augmentée par adjonction d'éléments supplémentaires. Le système standard comprend : des amplificateurs pour les entrées de capteurs ; un calculateur pour rassembler les informations, calculer la position des sources et les caractéristiques des signaux ; une imprimante à clavier ; un terminal graphique à régénération présentant la localisation, la caractérisation et l'historique de l'essai ; le logiciel de soutien est également inclus.

A ce système on peut ajouter les options suivantes : des capteurs ; un terminal graphique à mémoire ; une platine d'enregistrement magnétique pour toutes les informations ; une unité d'essai du système ; des canaux supplémentaires pour l'extension du système ; des capteurs complets avec les préamplificateurs ; une unité de sortie sur support papier pour le terminal graphique à mémoire ; une sortie pour traceur X-Y ; divers options de logiciel correspondant aux divers modes de localisation et de visualisation.

**EMI Technology.**

SERVICE-LECTEURS N° 12

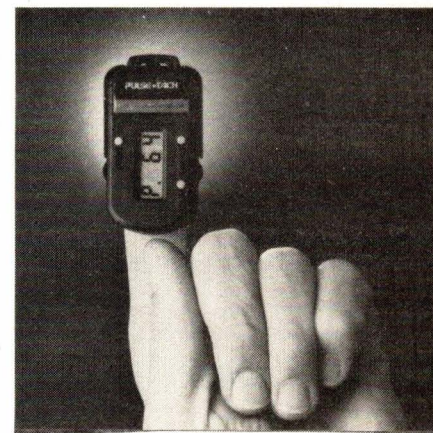
## Compteur cardiaque de poche

Cet appareil électronique, de dimensions réduites, permet de mesurer le rythme cardiaque et de déterminer :

- la vitesse du pouls qui vous indique si votre cœur bénéficie dans l'instant de l'oxygène nécessaire,
- la zone idéale de votre propre rythme cardiaque ; savoir quand vous franchissez vers le haut ou vers le bas les limites de cette zone vous permet de mieux prévenir les inci-

dents cardiaques par une surveillance régulière.

— l'apport spécifique de l'effort physique : trop ou trop peu, pour ne pas prendre de risques inutiles, mais pour obtenir un entraînement efficace.



Le « Pulse Tach », c'est son nom, est aussi léger qu'une montre et peut être également utilisé en chronomètre de précision.

Son prix avoisine 690 F TTC.

**American Express.**

SERVICE-LECTEURS N° 13



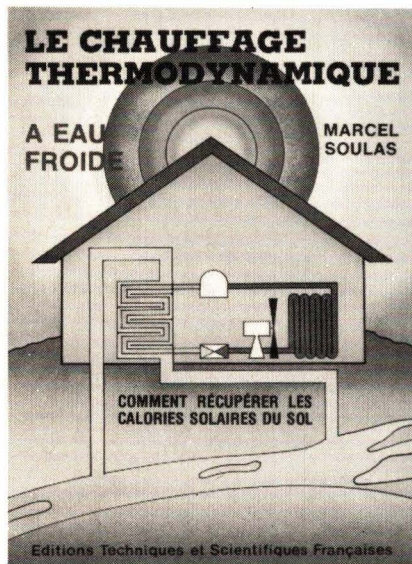
# BIBLIOGRAPHIE

## Le chauffage thermodynamique à eau froide

par Marcel Soulas

Plus du tiers de la consommation d'énergie en France se dissipe en chauffage... C'est dire l'importance actuelle que prend un ouvrage consacré aux possibilités d'économiser cette énergie de plus en plus rare, de plus en plus chère.

Dans ce livre consacré à l'utilisation des calories solaires par pompe à chaleur, calories stockées dans le sol à bas niveau d'énergie, l'auteur prend le contre-pied des considérations qui font habituellement autorité dans ce domaine ; à savoir que la thermopompe (ou pompe à chaleur) doit d'abord être au service d'une économie qui peut devenir importante si l'installation est conçue dans cette optique. La pompe à chaleur cesse alors d'être un gadget à la mode, trop souvent encore dépeçer, pour devenir le moyen idéal de se chauffer à bon marché. Pour cela, il faut informer et expliquer.



Informer le public que se chauffer à l'eau froide ne relève pas de l'utopie. Expliquer aux ingénieurs et techniciens comment fonctionne une pompe à chaleur à l'aide d'abaques, ce qu'il faut faire pour en tirer le meilleur parti... Chiffres et bilans d'expérience à l'appui. Car l'auteur a conçu, calculé et réalisé lui-même sa propre installation de chauffage ther-

modynamique. Il en fait le détail et le bilan depuis trois ans.

A chacun de comparer des chiffres avec ce qu'il consomme habituellement comme énergie thermique au cours de l'hiver.

Un volume de 216 pages, format 15 x 21.

**Editions ETSF.**

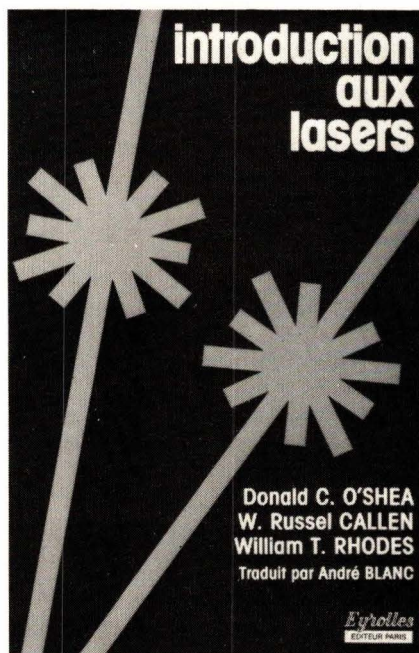
SERVICE-LECTEURS N° 14

## Introduction aux lasers

par Donald C. O'Shea  
W. Russel Callen  
et William T. Rhodes.

Traduit par André Blanc.

Le laser va bientôt célébrer son vingtième anniversaire ; il est devenu maintenant l'objet d'un développement technologique parmi les plus importants de notre époque et a provoqué une véritable renaissance de la science et de la technologie de l'optique, ouvrant ainsi la porte à des industries nouvelles.



Cet ouvrage, très complet et fort bien expliqué, explique tout d'abord au lecteur ce qu'est la lumière laser et quels sont les principes fondamentaux de cette technique. On traite ensuite des caractéristiques de l'émission laser et des modifications

de celles-ci. Sont ensuite décrits les principaux types de lasers, puis, l'auteur aborde les applications, avec en premier lieu l'holographie, suivie des communications optiques et des applications de la puissance laser. Un index alphabétique termine cet ouvrage.

Un volume de 274 pages, format 15,5 x 24.

**Editions Eyrolles.**

SERVICE-LECTEURS N° 15

## L'informatique en B.D. « L'informagique »

de Jean-Pierre Petit

Des bandes dessinées pour expliquer l'informatique ! pourquoi pas ? Celles-ci s'adressent à un public vraiment adulte qui peut apprécier un mélange de fantaisie et de technique.

On s'aperçoit, en lisant les aventures d'Anselme Lanturlu (c'est le nom du héros, bien sûr) que l'humour et la science font bon ménage et que la réalité scientifique dépasse la science-fiction.

Voici le scénario condensé de cet ouvrage : tombé dans un ordinateur après avoir frappé un « mot interdit » sur le clavier, Anselme Lanturlu rencontre les diabolotins qui travaillent dans la machine. Les aventures qu'il y vit, accompagné d'un pélican, d'un escargot et de son oiseau savant, permettent au lecteur de s'initier au fonctionnement de l'ordinateur et aux raisonnements utilisés en informatique.

L'auteur, diplômé de l'Ecole Supérieure d'Aéronautique et Docteur ès Sciences, est chargé de recherches au CNRS et a déjà à son actif trente publications. On pourra juger de sa polyvalence en lisant cet ouvrage de bandes dessinées scientifiques qui peut être mis (c'est rare) entre toutes les mains.

Un volume de 72 pages, grand format.

**Editions Belin.**

SERVICE-LECTEURS N° 16



## Calcul des transformateurs d'alimentation en électronique (courant faible).

par R. Pencreach

Il est peu courant qu'un calcul de transformateur d'alimentation, dont les fils sont donc parcourus par des courants impulsionnels, puisse atteindre une précision telle que la température prévue dans les bobinages soit obtenue à 2 ou 3 degrés près.

En posant le problème à partir de la connaissance des éléments du système « redresseurs plus alimentations stabilisées », l'auteur a pu, après une dizaine d'années de recherche et d'essais à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest, mettre au point une méthode de calcul, utilisable dans tous les cas complexes et permettant d'obtenir, si on le désire, le transformateur du plus faible poids et du plus faible prix dont la sécurité de fonctionnement est totalement garantie.

Grâce à des lois simples qu'il a établies à partir des bases classiques de l'Electricité et de la dissipation thermique, l'auteur a prédéterminé, pour de nombreux types de transformateurs de grande diffusion commercialisés en France, une valeur approchée très serrée de l'angle d'ouverture moyen des courants, angle qui varie suivant le modèle, entre 25° environ et 50° ou plus. De la connaissance assez précise de cet angle il résulte une détermination quasi exacte de la valeur efficace des courants et, compte tenu d'une densité elle-même déterminée avec précision, la certitude d'atteindre à peu de chose près la température des bobinages qu'on s'impose, éventuellement proche de la limite autorisée pour le vernis des fils choisis.

Tous les transformateurs peuvent être calculés directement par la méthode, quels que soient leur genre et leur marque, mais, après avoir au début de l'ouvrage exposé les théories de base, l'auteur donne dans des tableaux, outre les caractéristiques de transformateurs-types, toutes les valeurs utiles aux calculs, y compris les angles d'ouverture et les performances en puissance de chaque modèle, pour trois valeurs de l'échauffement par rapport à l'ambiance : 50° C, 60° C et 70° C.

L'ouvrage présente un intérêt pédagogique certain car il permet de comprendre les interactions entre les

phénomènes électriques, magnétiques et thermiques dans les systèmes statiques de bobinages à noyaux magnétiques. Le niveau mathématique ne dépassant que peu souvent celui des baccalauréats scientifiques et techniques, l'ouvrage est à la portée du plus grand nombre de techniciens.

Un volume de 232 pages, format 15,4 x 24,3.

Editions Eyrolles.

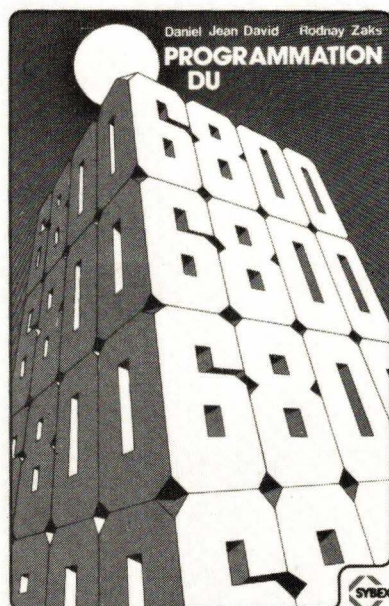
SERVICE-LECTEURS N° 17

## Programmation du 6800

par Daniel-Jean David et Rodney Zaks

Voici un livre complet et autonome en vue de l'apprentissage de la programmation à l'aide du 6800. Il peut être lu par un utilisateur qui n'aurait jamais programmé avant, et devrait être utile aussi à toute personne qui utilise le 6800 ou le 6802.

Pour le lecteur qui a déjà programmé, ce livre enseigne les techniques de programmation spécifiques du 6800. Le texte couvre les techniques élémentaires ou intermédiaires nécessaires pour commencer à programmer de façon effective.



Le lecteur est conduit, étape par étape, jusqu'au point où il se sentira capable de programmer par lui-même et résoudre des problèmes simples ou modérément complexes à l'aide d'un micro-ordinateur.

En outre, pour obtenir des résultats effectifs, il est important que le lecteur essaie de résoudre le plus

grand nombre d'exercices possible. Leur difficulté a été soigneusement graduée. Ils ont pour but de vérifier que les notions présentées ont bien été comprises, et de fournir un véritable « apprentissage par l'action ».

Un volume de 380 pages, format 14 x 21,5.

Editions Sybex.

SERVICE-LECTEURS N° 18

## Electricité de France Entreprise nationale industrielle et commerciale

En 1980, Electricité de France a 34 ans. Depuis les origines, un long chemin a été parcouru ; la quantité d'énergie électrique consommée en France a presque décuplé entre 1946 et 1978 et certaines réalisations bénéficient d'une grande notoriété. Cependant, aux yeux du public, Electricité de France apparaît comme une entreprise à la fois proche et lointaine.

S'il est vrai, en effet, que l'électricité est désormais indispensable à notre vie de tous les jours et alimente une multitude d'appareils familiers, très rares sont cependant ceux qui connaissent E.D.F., son organisation, ses équipements et ses résultats.

C'est pour remédier à cette lacune que la Documentation Française vient de publier cet ouvrage réalisé par les services d'Electricité de France.

Les origines, les structures, les activités, la gestion, les perspectives d'avenir de cette entreprise nationale y sont successivement décrites.

On y trouve un grand nombre d'organigrammes, de cartes et de tableaux qui présentent les statistiques à fin 1979 et une importante bibliographie en annexe.

Bien que Electricité de France et Gaz de France aient en commun plusieurs directions et services, les deux entreprises nationales restent juridiquement et financièrement entièrement distinctes. Le présent ouvrage ne traite que d'E.D.F.

Un volume de 224 pages, format 16 x 24.

Édité par La Documentation Française.

SERVICE-LECTEURS N° 19



## Télécommunications : objectif 2000

Cet ouvrage, réalisé par un groupe de prospective du CNET, sous la direction d'Albert Glowinski (et préfacé par Gérard Théry), nous invite à réfléchir à l'alchimie complexe née des interactions entre le progrès technologique, le besoin de communication des hommes, les forces et les pesanteurs socio-économiques.

Quatre scénarios savamment contrastés, du téléphone à la vidéo-matique, présentent concrètement quelques situations possibles pour les futurs services et réseaux de télécommunications.

Le scénario téléphonique correspond à une situation de stagnation pour les télécommunications, que ce soit du point de vue des services offerts ou de l'organisation des réseaux publics.

Avec le scénario audiomatique, les services de télématique à bas débit, essentiellement les communications de l'écrit et la téléinformatique domestique, se répandent largement dans le grand public, ce qui se concrétise, sur le plan technique, par la transformation du réseau téléphonique en un réseau numérique intégrant l'ensemble des services à bas débit.

Dans les deux scénarios vidéo, des réseaux à large bande font leur apparition, utilisant largement les techniques optiques : le scénario vidéophonique privilégie les communications interpersonnelles au détriment des communications informatiques, tandis que le scénario vidéomatique offre toute la panoplie des nouveaux services, notamment dans le domaine audiovisuel, grâce à un nouveau réseau numérique à large bande.

Un volume de 300 pages, format 15,5 x 24.

**Editions Dunod.**

SERVICE-LECTEURS N° 20

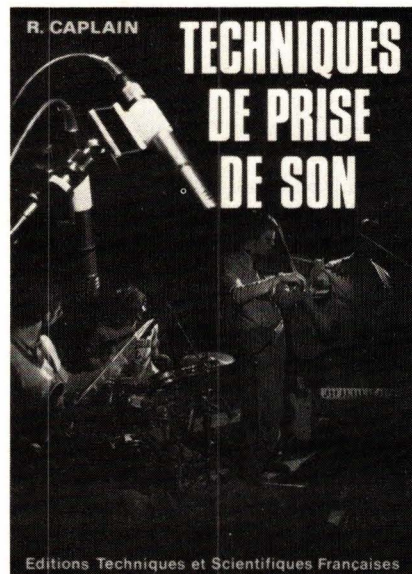
## Techniques de prise de son

par R. Caplain

Quel type de microphone utiliser pour enregistrer un instrument déterminé ? Comment placer le microphone pour obtenir les meilleurs résultats ? Comment prendre en stéréophonie ? Quelle est la directi-

tivité à choisir pour un cas spécifique ?

A chacune de ces questions, et à de nombreuses autres, l'auteur, qui enseigne les techniques de prise de son à de futurs professionnels, donne une réponse claire et nette.



Son ouvrage fait le tour du sujet, comme en témoigne l'extrait du sommaire :

- Les Technologies : les types de microphones
- Les directivités
- Les impédances
- Les types de capteurs
- Les accessoires
- La prise de son en stéréophonie de phase : musique classique.
- La disposition des microphones en fonction des sources sonores.
- La prise de son en stéréophonie d'intensité.
- Les magnétophones - La bande magnétique - La table de mixage et les appareils périphériques - Les applications complémentaires - Le mixage - Editing - Montage - Législation.

Un volume de 176 pages, format 15 x 21.

**Editions ETSF.**

SERVICE-LECTEURS N° 21

## Comprendre la micro-informatique

par H. Lilien,  
J.-P. Nières et A. Poly.

Trente-cinq ans après la construction du premier ordinateur, l'informatique, déjà présente dans quelques lycées expérimentaux ainsi que dans bon nombre de lycées techniques et d'enseignement professionnel, entre en force dans les établissements se-

condaires. D'ici 1984, dix mille mini-ordinateurs auront été installés dans des établissements d'enseignement français.

Il s'agit là de la prise en compte dans l'éducation d'un phénomène majeur qui est en train de bouleverser notre société.

Ce livre veut être un ouvrage de référence et d'initiation. Les notions qui y sont développées permettent au lecteur, soit d'acquérir une culture de base sur l'informatique, soit de disposer des éléments d'un savoir-faire suffisant pour l'utilisation courante d'un micro-ordinateur dans l'enseignement.

Un volume de 322 pages, format 17 x 24.

**Editions Hachette.**

SERVICE-LECTEURS N° 22

## Un nouveau confrère : Microtechniques

Venant de faire paraître son premier numéro en novembre, cette nouvelle publication mensuelle (64 pages sous couverture quadri-chromie) a pour principal objet d'assurer l'interface entre les mécaniciens et les électroniciens.

L'éditeur définit, dans son avant-propos, la structure de la Revue :

Technique : donnant lieu à des études portant sur des études et applications de matériels « sur le terrain ».

Economique et Professionnelle : tour d'horizon actualisant la vie intérieure et extérieure des entreprises où les microtechniques occupent une place prépondérante.

On relève, notamment, au sommaire du premier numéro :

Fibres optiques et transmissions : la voie de l'avenir ;

Le rôle de l'électronique dans l'industrie horlogère, par Paul Georges, directeur général du CETEHOR ;

Les microconducteurs thermoelectriques et leur emploi ;

Fiche technique, consacrée au Corindon ;

Echos de MICRONORA ; les leçons du SIMODEC, etc.

**Edité par E.C.I.**

SERVICE-LECTEURS N° 23



## Initiation aux infrarouges

par H. Schreiber

L'électronique de l'infrarouge, c'est-à-dire de l'invisible, est une technique récente qui permet des expériences passionnantes à peu de frais, des effets étonnants avec des moyens simples, des applications intéressantes dans toutes sortes de domaines.

Réputé pour son art d'expliquer, l'auteur de ce livre fait comprendre au lecteur le mystère du rayonnement infrarouge, le guide dans des expériences surprenantes et le met à même de réaliser une vingtaine d'applications telles que des barrières invisibles, détecteurs d'approche, transmission d'informations, télécommande par infrarouge.

Ce livre ne fait pas la part belle à la théorie, mais au contraire, est axé sur les expériences et les réalisations pratiques dont la majorité est d'une grande simplicité.

Un volume de 128 pages, format 15 x 21.

Editions E.T.S.F.

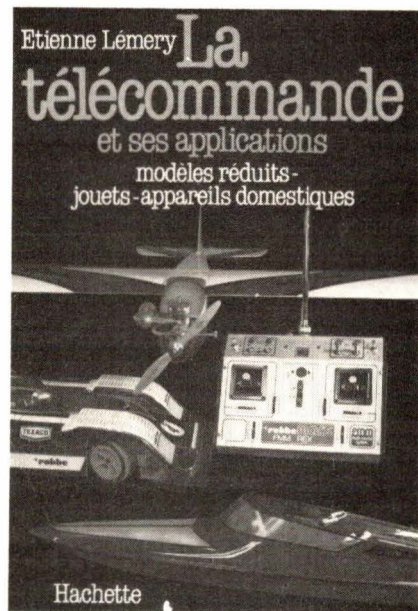
SERVICE-LECTEURS N° 24

## La télécommande et ses applications

par Etienne Lémery.

La télécommande entre de plus en plus dans notre vie par le biais de la télévision, des jouets, des modèles réduits, etc.

Les techniques auxquelles elle fait appel évoluent sans cesse et se



compliquent de jour en jour. Voici un livre qui fait le point sur ces techniques, de façon simple et illustrée.

Le modèle réduit est évidemment à la place d'honneur dans cet ouvrage. Plusieurs chapitres lui sont consacrés, où l'on prendra connaissance des dernières possibilités offertes par les fabricants.

Les travaux pratiques ne sont pas oubliés, avec la réalisation d'un émetteur et d'un récepteur permettant d'animer une petite maquette (bateau, avion ou hélicoptère).

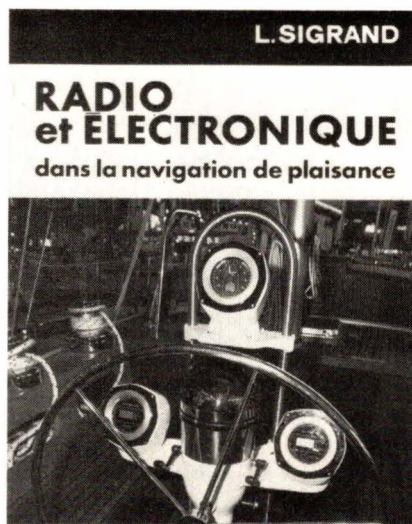
Un volume de 258 pages format 15 x 22,5.

Editions Hachette.

SERVICE-LECTEURS N° 25

## Radio et électronique dans la navigation de plaisance

par L. Sigrand.



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

La sécurité peut être assurée tout en ayant le plaisir de manœuvrer des appareils devenus, grâce à l'électronique, indispensables pour les voyages ou promenades en mer.

Cet ouvrage répond aux questions qui peuvent être posées lorsqu'on commence un équipement :

- par quel appareil commencer ?
- Quels sont ceux à prévoir ensuite ?
- Quel est le principe de leur fonctionnement ?
- Comment les utiliser ?
- Que faut-il savoir pour leur installation ?
- Quels sont les autres appareils apportant encore plus de commodités ?

- Quels sont les services offerts par les stations radiomaritimes.
- Quels sont les formalités à remplir pour utiliser un radiotéléphone ?

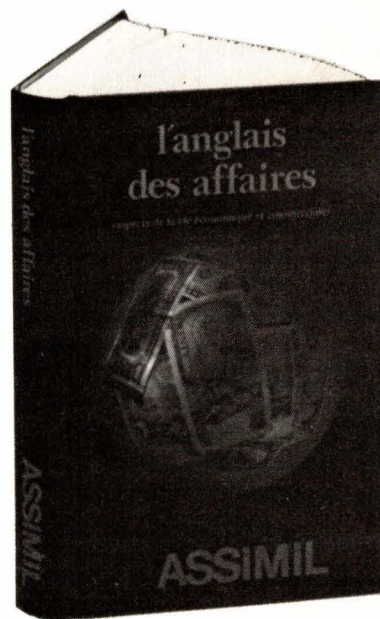
Un volume de 104 pages format 15 x 21.

Editions ETSF.

SERVICE-LECTEURS N° 26

## Comment apprendre l'anglais des affaires

La société Assimil vient de commercialiser une méthode intitulée « L'Anglais des affaires », qui vient compléter « L'Anglais sans peine » dont le succès n'est plus à démontrer. La rédaction de cet ouvrage a été confiée à des spécialistes de l'Institut d'Etudes Politiques de Paris : Richard Pratt, Leslie Rofe et Dominique de Beauregard.



Ce produit se compose d'un volume de 432 pages comprenant 50 leçons et de 3 cassettes enregistrées.

Plus de mille termes économiques et commerciaux sont progressivement introduits grâce à 50 sketches où les auteurs abordent de nombreux problèmes techniques, sans négliger pour autant les aspects de la vie quotidienne.

Signalons dans la même collection « L'Allemand des affaires » qui offre des caractéristiques similaires.

Assimil.

SERVICE-LECTEURS N° 27



# S'ABONNER?

## POURQUOI?

Parce que s'abonner à  
"ELECTRONIQUE  
APPLICATIONS"

C'est ● plus simple,  
● plus pratique,  
● plus économique.

C'est plus simple

● un seul geste, en une seule fois,  
● remplir soigneusement cette page pour vous assurer du service régulier de ELECTRONIQUE APPLICATIONS

C'est plus pratique

● chez vous!  
dès sa parution, c'est la certitude de lire régulièrement notre revue  
● sans risque de l'oublier, ou de s'y prendre trop tard,  
● sans avoir besoin de se déplacer.

## COMMENT?

En détachant cette page, après l'avoir remplie,

● en la retournant à:  
ELECTRONIQUE  
APPLICATIONS

2 à 12, rue de Bellevue  
75940 PARIS Cédex 19

● ou en la remettant à votre marchand de journaux habituel.

Mettre une **X** dans les cases ☒  
ci-dessous et ci-contre correspondantes:

☐ Je m'abonne pour la première fois à partir du n° paraissant au mois de .....

☐ Je renouvelle mon abonnement et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à cette demande la somme de ..... Frs par:

☐ chèque postal, sans n° de CCP

☐ chèque bancaire,

☐ mandat-lettre

à l'ordre de: ELECTRONIQUE APPLICATIONS

## COMBIEN?

ELECTRONIQUE  
APPLICATIONS (4 numéros)

1 an ☐ 58,00 F France

1 an ☐ 80,00 F Etranger

(Tarifs des abonnements France: TVA récupérable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abonnements Etranger: exonérés de taxe, frais de port inclus).

ATTENTION! Pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F. en timbres-poste, et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

Ecrire en MAJUSCULES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

\_\_\_\_\_

Nom, Prénom (attention: prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

\_\_\_\_\_

Complément d'adresse (Résidence, Chez M., Bâtiment, Escalier, etc...)

\_\_\_\_\_

N° et Rue ou Lieu-Dit

\_\_\_\_\_

Code Postal

\_\_\_\_\_

Ville

**ELECTRONIQUE  
APPLICATIONS**



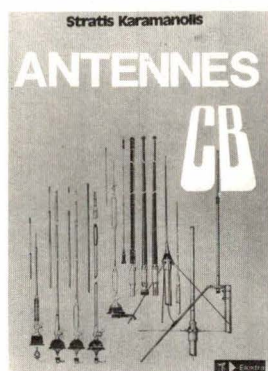
# Enfin LIBRE, vive la C B

## Dès janvier, 3 titres de S. Karamanolis



**CB-RADIO.** La radio CB en tant que hobby; La radio CB et la loi; Technique CB et appareils CB; Mesures sur les appareils CB; Portée — Que faut-il considérer lors de l'achat d'un appareil CB? Trafic CB.

125 pages, format 15 x 21. **Prix : 43 F**



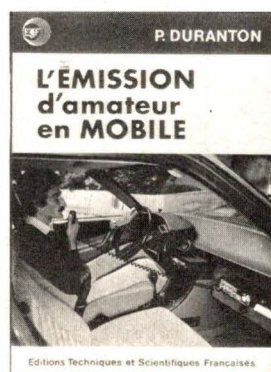
**Antennes CB.** Les antennes et les ondes électromagnétiques; Lignes; Caractéristiques des antennes; L'antenne fouet et ses particularités; Antenne CB industrielles; La fabrication personnelle d'antennes CB; Accessoires; Montages; Que faut-il considérer lors de l'achat d'une antenne CB?

125 pages, format 15 x 21. **Prix : 43 F**



**TOUT SUR LA CB.** Radio CB - Le phénomène de notre temps; technique CB; Appareils CB; Accessoires CB; Antennes CB; Mesures sur les appareils CB; Portée dans l'espace; Ionosphère et liaisons DX; Trafic CB; Jargon CB; etc.

210 pages, format 15 x 21. **Prix : 65 F**



**L'ÉMISSION D'AMATEUR EN MOBILE.** 127 montages de récepteurs, émetteurs, émetteurs-récepteurs, amplificateurs et accessoires, tous à transistors ou circuits intégrés, 23 appareils de mesure et 12 alimentations.

344 pages, format 15 x 21. **Prix : 87 F**



**SOYEZ CIBISTE. Guide Pratique.** Le phénomène CB, né du besoin de communication, a fait couler beaucoup d'encre. L'auteur fait un point précis sur la question, **en particulier de la législation actuelle.**

Collection Technique Poche. **Prix : 24 F.**



**APPLICATIONS DU 27 MHz.** La bande des 27 MHz a de nombreuses utilisations. Les montages proposés concernent CB, radiotéléphone, télécommande amateur et professionnelle, etc. Nombreux schémas d'appareils à construire par l'amateur.

400 pages, format 15 x 21. **Prix : 87 F.**

Règlement à l'ordre de la  
**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**  
43, rue de Dunkerque, 75480 Paris. Cedex 10

AUCUN ENVOI contre remboursement. Port Rdé jusqu'à 35 F : taxe fixe 10 F - De 35 à 75 F : taxe fixe 14 F - De 75 à 120 F : taxe fixe 20 F - Au-dessus de 120 F : taxe fixe 25 F.

N'inscrire qu'une lettre par case. Laisser un vide entre 2 mots. Merci

Société : \_\_\_\_\_

Joindre étiquette de notre enveloppe

Résidence \_\_\_\_\_

N° et Rue \_\_\_\_\_

Code postal \_\_\_\_\_

Ville \_\_\_\_\_

**SANS OBLIGATION d'ACHAT** je désire recevoir  
les catalogues nouveautés

Je suis **REVENDEUR** et désire recevoir par retour vos **conditions de vente**, sachant que ma commande sera d'un minimum de 20 exemplaires au total et réglée au comptant.



Bulletin à retourner à **E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19**

SERVICE-LECTEURS N° 170



## Service Lecteurs

Ce service «lecteurs» permet de recevoir de la part des fournisseurs et annonceurs, une documentation complète sur les publicités et «produits» publiés dans ELECTRONIQUE APPLICATIONS.

Il vous suffit pour cela, de cercler sur la carte «Service lecteurs» le numéro de code correspondant à l'information souhaitée et d'indiquer très lisiblement vos coordonnées.

Adressez cette carte affranchie à ELECTRONIQUE APPLICATIONS qui transmettra toutes les demandes et vous recevrez rapidement la documentation.

La liste des annonceurs, l'emplacement de leur publicité et leurs numéros de code, sont référencés dans l'index ci-contre.

Pour remplir la ligne «secteur d'activité» et «fonction», indiquez simplement les numéros correspondants en vous servant du tableau reproduit au verso.

## Service Lecteurs ELECTRONIQUE n° APPLICATIONS

Pour être rapidement informé sur nos publicités et «nouveaux produits», remplissez cette carte. (Ecrire en capitales).

Nom : \_\_\_\_\_ Prénom : \_\_\_\_\_  
 Adresse : \_\_\_\_\_  
 Code postal : \_\_\_\_\_ Ville : \_\_\_\_\_  
 Pays : \_\_\_\_\_ Secteur d'activité : \_\_\_\_\_ Fonction : \_\_\_\_\_  
 Société : \_\_\_\_\_ Tél : \_\_\_\_\_

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
REDACTION	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75
	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125
	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150
PUBLICITE	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175
	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200
	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225
	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250
	251	252	253	254	255	256	257	258	259	260	261	262	263	264	265	266	267	268	269	270	271	272	273	274	275
	276	277	278	279	280	281	282	283	284	285	286	287	288	289	290	291	292	293	294	295	296	297	298	299	300
	301	302	303	304	305	306	307	308	309	310	311	312	313	314	315	316	317	318	319	320	321	322	323	324	325
	326	327	328	329	330	331	332	333	334	335	336	337	338	339	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349	350
	351	352	353	354	355	356	357	358	359	360	361	362	363	364	365	366	367	368	369	370	371	372	373	374	375
	376	377	378	379	380	381	382	383	384	385	386	387	388	389	390	391	392	393	394	395	396	397	398	399	400

## Service Lecteurs ELECTRONIQUE n° APPLICATIONS

Pour être rapidement informé sur nos publicités et «nouveaux produits», remplissez cette carte. (Ecrire en capitales).

Nom : \_\_\_\_\_ Prénom : \_\_\_\_\_  
 Adresse : \_\_\_\_\_  
 Code postal : \_\_\_\_\_ Ville : \_\_\_\_\_  
 Pays : \_\_\_\_\_ Secteur d'activité : \_\_\_\_\_ Fonction : \_\_\_\_\_  
 Société : \_\_\_\_\_ Tél : \_\_\_\_\_

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
REDACTION	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75
	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125
	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150
PUBLICITE	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175
	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200
	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225
	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250
	251	252	253	254	255	256	257	258	259	260	261	262	263	264	265	266	267	268	269	270	271	272	273	274	275
	276	277	278	279	280	281	282	283	284	285	286	287	288	289	290	291	292	293	294	295	296	297	298	299	300
	301	302	303	304	305	306	307	308	309	310	311	312	313	314	315	316	317	318	319	320	321	322	323	324	325
	326	327	328	329	330	331	332	333	334	335	336	337	338	339	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349	350
	351	352	353	354	355	356	357	358	359	360	361	362	363	364	365	366	367	368	369	370	371	372	373	374	375
	376	377	378	379	380	381	382	383	384	385	386	387	388	389	390	391	392	393	394	395	396	397	398	399	400

## BON DE COMMANDE réservé à la VENTE AU NUMERO

Il est indispensable de remplir et de retourner les 2 parties du Bon ci-dessous et de mettre une croix dans la case du numéro demandé.

### ELECTRONIQUE APPLICATIONS

2 à 12, rue de Bellevue 75940 PARIS Cedex 19

Nos demandés :

1 2 4 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16

☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐

☐ Album 1979 comportant les numéros 9-10-11-12  
 (les numéros 3 et 5 sont épuisés)

☐ Album 1980 comportant les numéros 13-14-15-16  
 (parution en mars 1981)

Je règle la somme de :  
 (18,00 F par N° - Album 64,00 F franco)

par ☐ chèque bancaire ☐ ch.-postal (sans n° CCP)

Nom, Prénom .....

N° et rue .....

Code Postal..... Ville .....

### ELECTRONIQUE APPLICATIONS

2 à 12, rue de Bellevue 75940 PARIS Cedex 19

Nos demandés :

1 2 4 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16

☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐

☐ Album 1979 comportant les numéros 9-10-11-12  
 (les numéros 3 et 5 sont épuisés)

☐ Album 1980 comportant les numéros 13-14-15-16  
 (parution en mars 1981)

Nom, Prénom .....

N° et rue .....

Code Postal..... Ville .....



# le spécialiste de la pince électronique

## efficaces

Les becs ont reçu un traitement approprié aux types de travaux pour lesquels ces pinces sont destinées, certaines étant montées avec des plaquettes carbure pour les fils très durs et pour la corde à piano.

## solides

Deux logements percés dans les branches évitent la perte et la détérioration du ressort

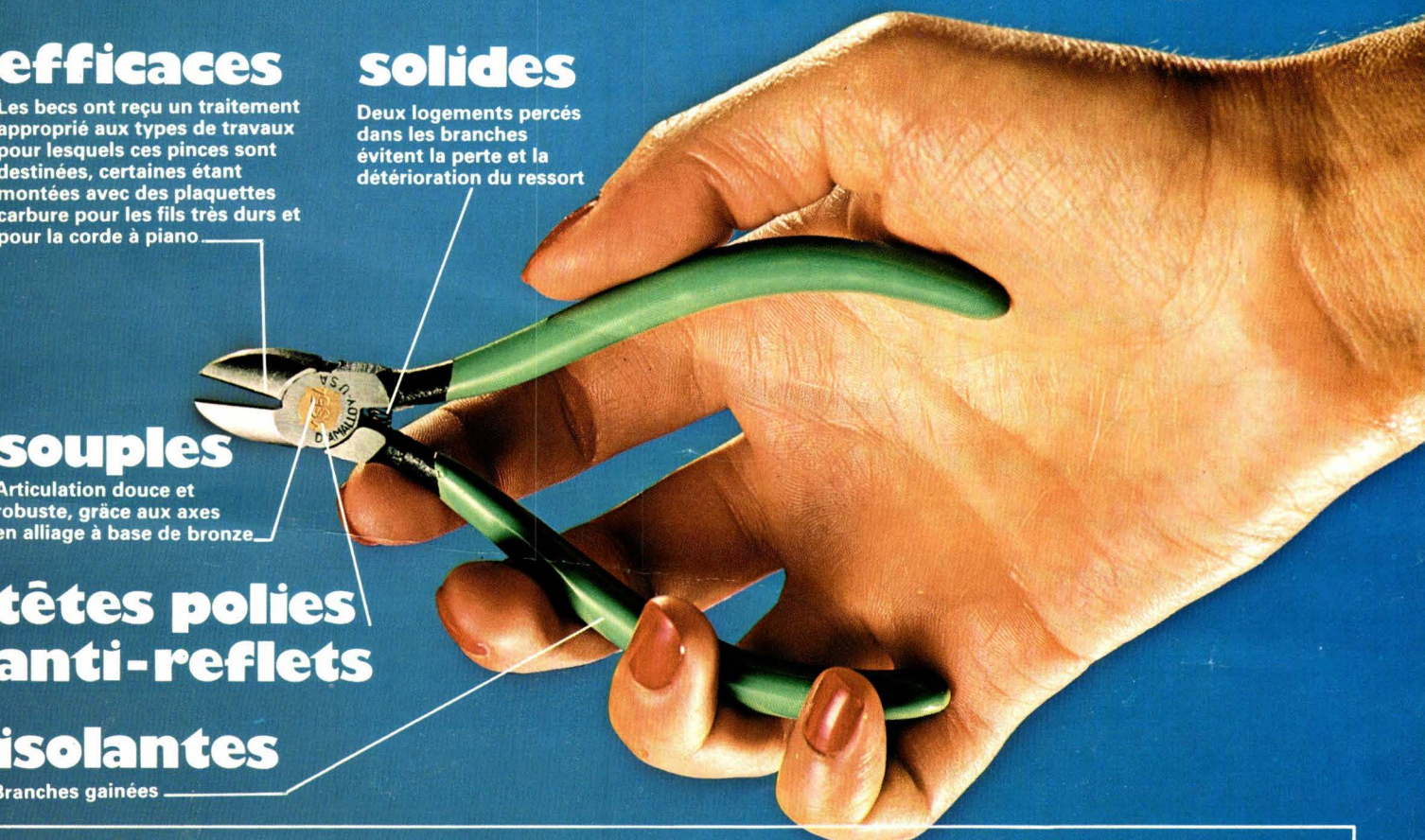
## souples

Articulation douce et robuste, grâce aux axes en alliage à base de bronze.

## têtes polies anti-reflets

## isolantes

Branches gainées



### SAM DIAMOND: 45 fonctions exclusivement électroniques



Pinces coupantes inclinées



Pinces bec demi-rond droit



Pinces 1 bec rond / 1 bec plat



Pinces coupantes en bout



Pinces bec demi-rond coudé



Pinces coupantes lames carbures



Pinces bec plat



Pinces bec demi-rond coupantes



Pinces bec rond

## BON

Pour recevoir la  
documentation sur les  
pinces électroniques SAM

Société: \_\_\_\_\_

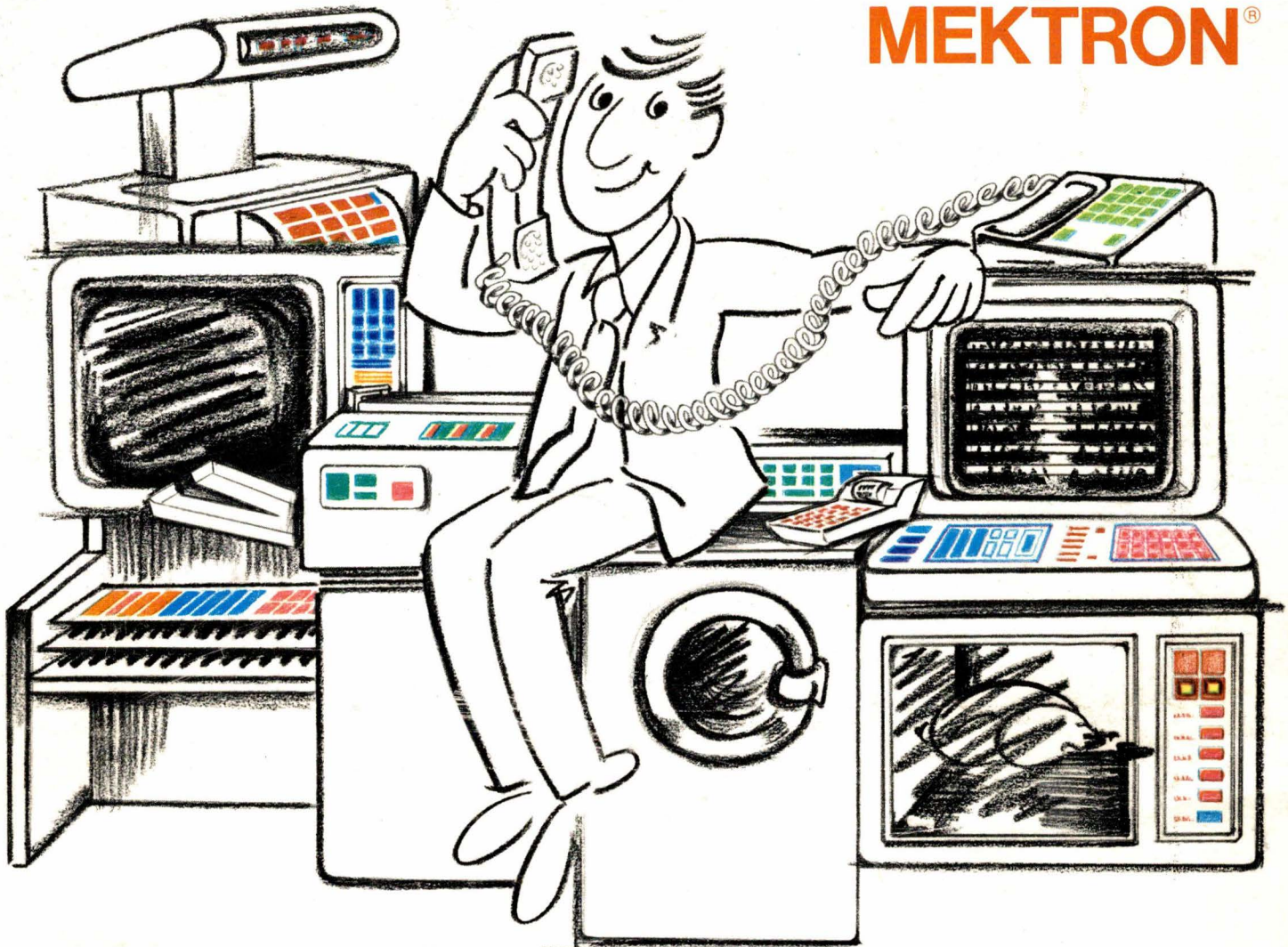
Nom: \_\_\_\_\_

Adresse: \_\_\_\_\_

Bon à découper et à renvoyer à SAM  
11, rue Barrouin  
42007 SAINT-ETIENNE CEDEX



# Les claviers plats MEKTRON®



interfaces indispensables  
pour la communication  
de l'homme et de la machine

Fiables, économiques, les claviers plats MEKTRON®,  
tactiles ou non tactiles  
pour toutes applications



**Mektron-France**

9, allée des Jachères SOFILIC 416 94263 FRESNES Cedex  
Tél. : (1) 668.10.25 - Télex : 260719  
Usine à Château-Gontier (53)