

# ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 3 - Automne 1977 - 12 f



# Lequel de ces deux oscilloscopes 25 MHz/2 mV choisirez-vous ?



Le **PM 3214** - 25 MHz/2 mV : **Retard variable étalonné** et toutes possibilités de balayage grâce à une base de temps principale et à une base de temps retardée à déclenchement indépendant.

ou

Le **PM 3212** - 25 MHz/2 mV : Une base de temps ; Nombreuses possibilités de déclenchement, mode "automatique" commande de niveau, couplage continu, **sources de déclenchement indépendantes...**

Ils offrent tous deux plus que vous n'espérez pour un prix aussi compétitif.

Le PM 3212 et le PM 3214 sont d'un **rapport performances/prix** rarement rencontré pour des oscilloscopes. Si nous parlons technique, ils possèdent plus que vous ne pouviez en attendre.

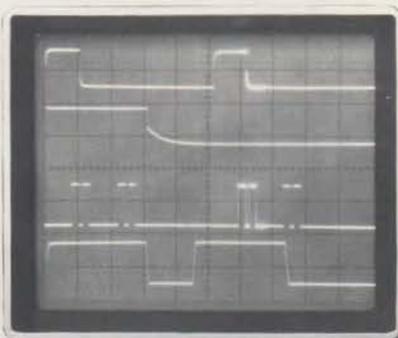
Leur bande passante est de 25 MHz, mais le déclenchement est assuré à **plus de 40 MHz** même en mode automatique.

Leur tube est très lumineux, le spot très fin et l'éclairage du graticule est réglable continuellement.

Ces appareils peuvent en outre être déclenchés automatiquement par les signaux de synchronisation TV Ligne et trame.

De plus ces deux oscilloscopes peuvent en option être alimentés par un **bloc batterie incorporé**. Ils sont équipés d'une alimentation

secteur à **double isolation** qui évite le raccordement à la terre, éliminant ainsi les problèmes de ronflements et boucles de terre. Ils peuvent aussi fonctionner à partir d'une **tension continue de 24 V flottante**.



*La représentation des deux bases de temps en mode alterné, illustrée ci-dessus, est une des particularités du PM 3214. Elle permet une analyse des signaux plus rapide et plus précise.*

Pour pouvoir apprécier toutes les qualités des oscilloscopes PM 3212 et PM 3214, envoyer le coupon-réponse ci-contre à :

**S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE**

Division Science et Industrie

105, Rue de Paris 93002 **BOBIGNY**  
Tél. 830-11-11

Monsieur .....	M-12
Société .....	
Adresse .....	
.....	
.....	
..... Tél. ....	
désire de plus amples renseignements sur le PM 3212 <input type="checkbox"/>	
PM 3214 <input type="checkbox"/>	
documentation <input type="checkbox"/> visite ingénieur <input type="checkbox"/>	



Mesure

# PHILIPS

# ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 3 - Automne 1977 - 12 f



## 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, 75019 Paris - Tél. : 200.33.05.  
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité  
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris - Tél. : 285.04.46.

Président-directeur général : Directeur de la publication  
**Jean-Pierre Ventillard**  
Rédacteur en chef  
**Jean-Claude Roussez**

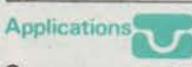
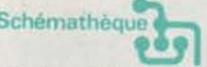
Ont participé à ce numéro : **Jean-Claude Baud, Alain Beliveau, Jacqueline Bruce, Jos De Neef, André Doris, Christian Duchemin, Jacques-Charles Flandin, Patrick Gueulle, Daniel Heyden, Jacky Jegou, Félix Juster, Yves Le Lan, Pierre Le Bail, Pierre Lemeunier, Alain Leszla, Alain Pelat, Catherine Peaucoup, René Rateau, Frédéric Rutkowski, Charles Rydel, Jean Sabourin, Robert Schirrer, Jacques Trémoières, Odette Verron.**

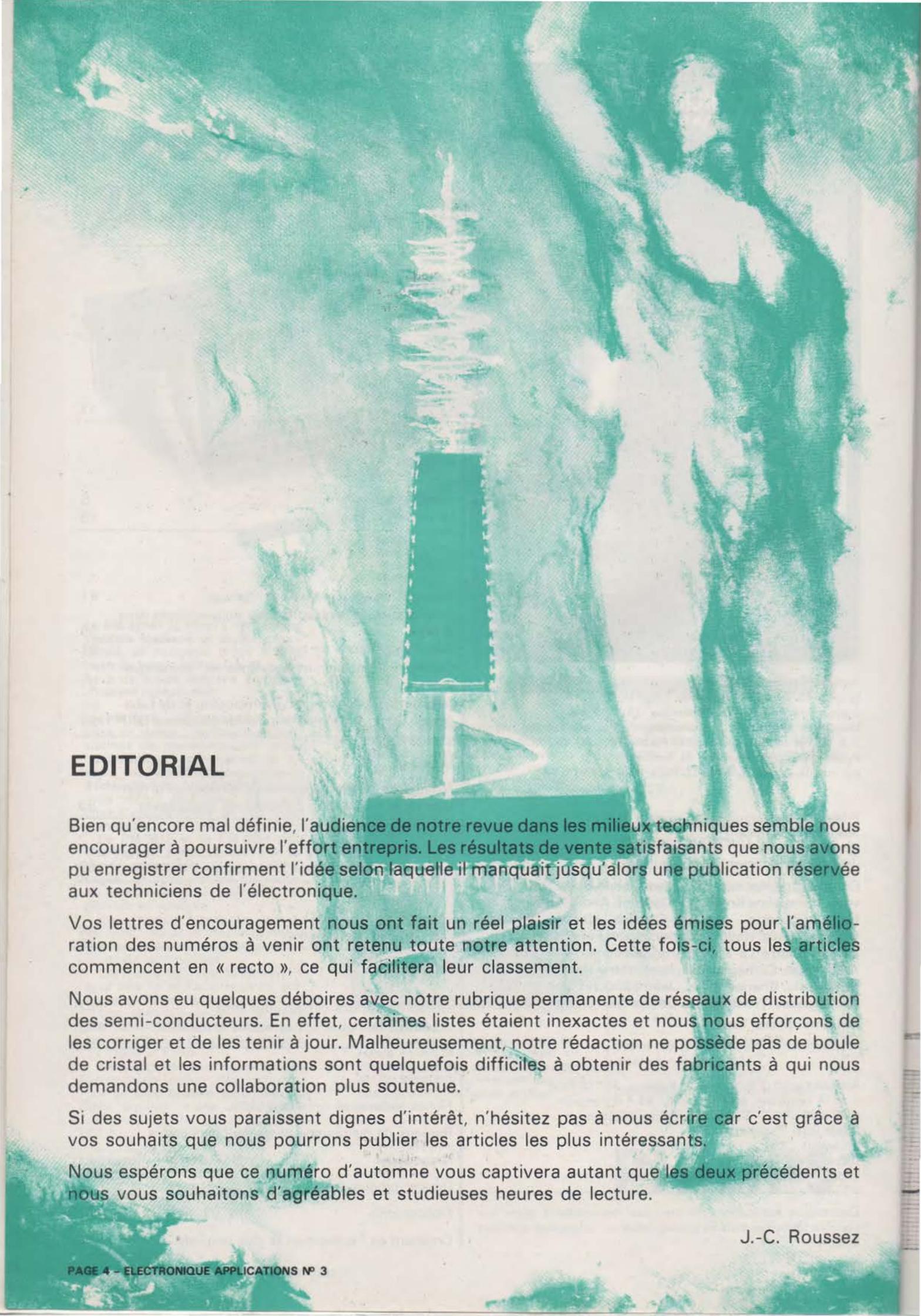
Maquette : **Michel Raby**  
Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris  
1 an (4 numéros) : **40 F (France) - 55 F (Étranger)**  
Copyright 1977 - Société Parisienne d'Édition  
Dépôt légal 3<sup>e</sup> trimestre 77  
N° éditeur : 551  
Distribué par SAEM Transports presse  
Imprimerie : Édicis, 75019 Paris

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

## SOMMAIRE

 Analyse	
Filtres passifs en échelle	131
 Applications	
Commutateur à 8 voies pour oscilloscope	77
Convertisseur analogique-impulsionnel utilisant le UAA 180 (1 <sup>er</sup> prix du Critérium N° 1)	83
 Circuits intégrés	
Les systèmes d'appel sélectif avec la famille FX 107, 207, 307	67
 composants	
Le thyristor	13
 Electronique médicale	
L'électrocardiogramme	5
La cardiocotographie	73
 Etude	
Balayage en spirale d'un oscilloscope	41
Amélioration de la réception des signaux noyés dans le bruit	59
Calcul des circuits de tonalité	91
Conversion analogique-numérique et numérique-analogique	97
Application de la technologie microstrip et de l'abaque de Smith à la réalisation d'un amplificateur UHF	121
 Mesures	
Multimètre numérique avec un CAD basé sur le principe de la modulation d'impulsions triangulaires	53
 Protection industrielle	
Informations concernant la protection industrielle	159
 Schémathèque	
Les bascules monostables	27
 Technologie	
La fabrication des circuits imprimés	47
Comment fabriquer ses symboles à transfert	165
Editorial	4
Fiches techniques circuits C.MOS	105
Réseaux de distribution des semi-conducteurs	137
Nouveautés	143
Dossier produit	155
Bibliographie	157
Critérium de l'application la plus originale	168



## EDITORIAL

Bien qu'encore mal définie, l'audience de notre revue dans les milieux techniques semble nous encourager à poursuivre l'effort entrepris. Les résultats de vente satisfaisants que nous avons pu enregistrer confirment l'idée selon laquelle il manquait jusqu'alors une publication réservée aux techniciens de l'électronique.

Vos lettres d'encouragement nous ont fait un réel plaisir et les idées émises pour l'amélioration des numéros à venir ont retenu toute notre attention. Cette fois-ci, tous les articles commencent en « recto », ce qui facilitera leur classement.

Nous avons eu quelques déboires avec notre rubrique permanente de réseaux de distribution des semi-conducteurs. En effet, certaines listes étaient inexactes et nous nous efforçons de les corriger et de les tenir à jour. Malheureusement, notre rédaction ne possède pas de boule de cristal et les informations sont quelquefois difficiles à obtenir des fabricants à qui nous demandons une collaboration plus soutenue.

Si des sujets vous paraissent dignes d'intérêt, n'hésitez pas à nous écrire car c'est grâce à vos souhaits que nous pourrons publier les articles les plus intéressants.

Nous espérons que ce numéro d'automne vous captivera autant que les deux précédents et nous vous souhaitons d'agréables et studieuses heures de lecture.

J.-C. Roussez



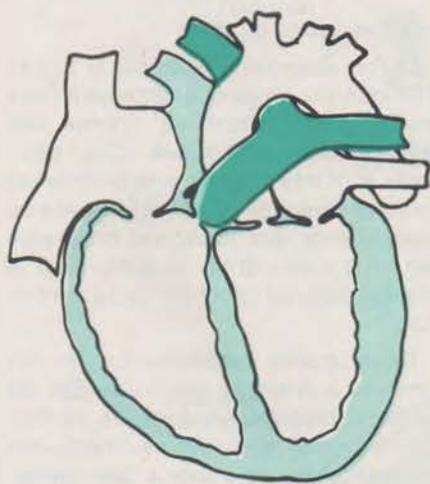
Le nom de cet examen très souvent pratiqué aujourd'hui est connu de tous. La vie trépidante que nous menons de nos jours met notre organisme à rude épreuve et bon nombre de personnes, victimes d'une activité trop fébrile, sont dans l'obligation de consulter un cardiologue.

Avant toute autre investigation, ce spécialiste enregistre un électrocardiogramme. C'est dire l'importance diagnostique de ce tracé ! Certaines compagnies d'assurances vont même jusqu'à l'exiger lors de la souscription d'un contrat d'assurance sur la vie !

# L'électrocardiogramme

Nous vous proposons d'expliquer ce qu'est l'électrocardiogramme. Que mesure-t-on et comment ?

Nous n'expliquerons pas dans notre article le fonctionnement du muscle cardiaque. Néanmoins, la bonne compréhension de l'électrocardiogramme et du fonctionnement de l'électrocardiographe (appareil qui permet l'enregistrement de l'électrocardiogramme) est subordonnée à la connaissance d'un certain nombre d'éléments de physiologie. C'est le but de notre premier chapitre.



## Quelques rappels de physiologie

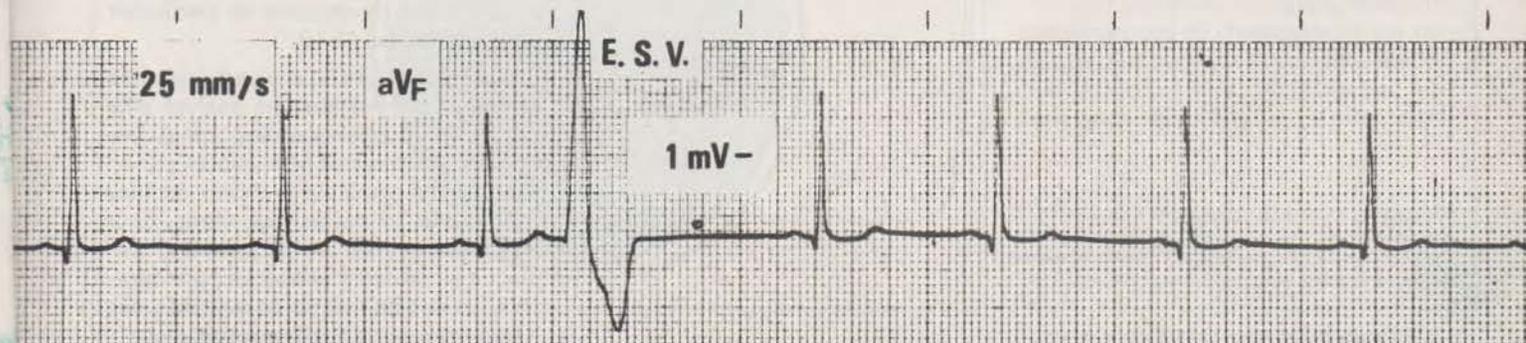
### 1) L'électrogénèse du tissu cardiaque

L'électrogénèse est un phénomène très général que l'on rencontre au niveau de tous les tissus. Les compositions ioniques du milieu intracellulaire et du liquide extracellulaire sont très différentes. Disons que l'ion sodium ( $\text{Na}^+$ ) est surtout extracellulaire et que l'ion potassium ( $\text{K}^+$ ) est surtout intracellulaire. La différence de concentration crée, bien que les deux milieux soient tous deux électriquement neutres (quantité de charges électro-négatives égale à la

quantité de charges électro-positives) une différence de potentiel de part et d'autre de la membrane cellulaire.

Cette différence de potentiel peut être mise pratiquement en évidence au moyen de deux micro-électrodes identiques (diamètre de l'électrode inférieur au micron :  $1/1000^{\text{e}}$  de millimètre) reliées à un millivoltmètre. Si l'on maintient les deux électrodes posées à la surface de la cellule, on ne mesure aucune différence de potentiel. Mais si l'une des électrodes pénètre la paroi de la cellule, on observe l'existence d'une différence de potentiel de l'ordre de 80 mV entre l'extérieur et l'intérieur de la cellule. Cette électronégativité de l'intérieur de la cellule par rapport au milieu dans

ectrocardiogramme de l'auteur.



lequel elle baigne n'apparaît que si la cellule est au repos. Cette différence de potentiel (80 mV) est donc baptisée **potentiel de repos**.

A l'instant où la cellule s'active (lors par exemple d'une contraction musculaire ou dans notre cas particulier d'une contraction cardiaque), on constate une inversion brutale de la polarité de la différence de potentiel mesurée : l'intérieur de la cellule devient positif par rapport au milieu extracellulaire. La tension mesurée est alors de l'ordre de + 25 mV.

La variation totale entre l'état de repos de la cellule et l'état d'activation est donc de l'ordre de 100 mV ; elle est baptisée **potentiel d'action**.

Lorsque la cellule revient au repos, on retrouve l'état électrique antérieur. On note cependant que la restauration de cet état est lente : le temps correspondant est appelé temps de **repolarisation** de la cellule (voir fig. 1)

L'allure de la courbe de dépolarisation-repolarisation de la cellule, en fonction du temps, est variable selon la localisation anatomique de la cellule considérée au sein du cœur. Ces différences nous importent peu pour la compréhension de la suite.

La polarisation de la cellule étant liée aux différences de composition ionique

des milieux intra et extra-cellulaires, il est logique de conclure que l'apparition du potentiel d'action est due à un mouvement ionique. On a ainsi pu montrer que la dépolarisation rapide de la cellule, caractéristique du potentiel d'action, correspond à une irruption massive d'ions sodium ( $\text{Na}^+$ ) à l'intérieur de la cellule et à une migration moins importante en sens inverse des ions potassium ( $\text{K}^+$ ).

La propagation d'une onde d'activation dans une cellule transforme donc celle-ci en dipôle électrique.

## 2) Manifestations diverses de l'activité cardiaque

### A - Manifestations « mécaniques »

a) « Choc de pointe » (ou choc précordial) :

Si l'on place la main sur la poitrine dans la région cardiaque, on perçoit nettement une « tension » de la paroi thoracique comme si cette dernière recevait un choc de l'intérieur. Ce phénomène peut être enregistré à l'aide de dispositifs manométriques.

b) Les différents pouls :

\* pouls jugulaire : conséquence de variations de pression dans l'oreillette droite (veine jugulaire externe droite).

\* les différents pouls artériels : carotide en particulier.

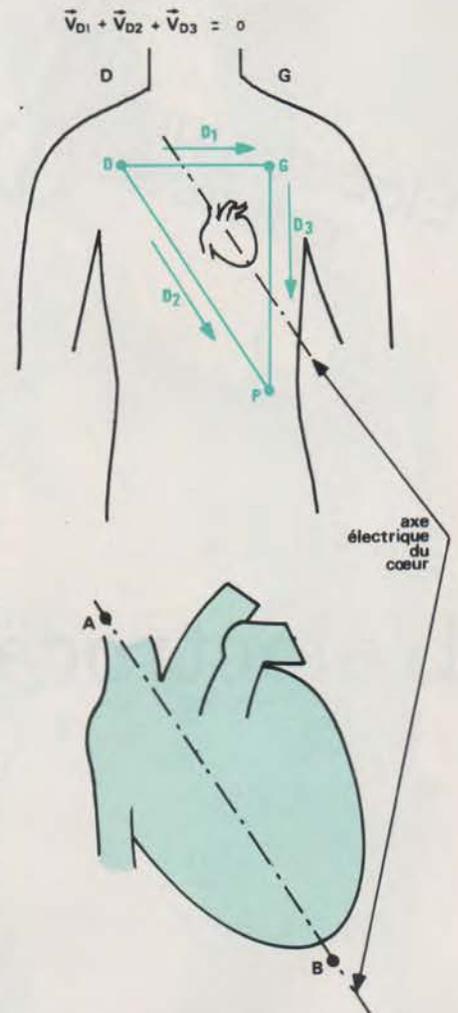


Fig. 2. - L'axe électrique cardiaque et le concept d'Einthoven.

c) Les bruits du cœur :

Si l'on applique l'oreille sur le thorax d'un individu, on perçoit nettement deux bruits se succédant au rythme des contractions cardiaques. Ces deux bruits sont très différents : le premier est sourd et prolongé ; il est suivi, après un court silence, par le second bruit, plus sec, plus « claquant ». Ensuite, c'est le silence jusqu'au prochain cycle cardiaque.

L'auscultation cardiaque est en fait l'analyse auditive de ces bruits. Elle est toujours pratiquée malgré les perfectionnements des autres méthodes d'investigation et apporte des renseignements cliniques très précieux sur le fonctionnement des diverses valves cardiaques en particulier (cette méthode simple a été développée en particulier par Laënnec en 1819).

Des techniques d'analyse spectrale simplifiée permettent une analyse plus fine : c'est la **phonocardiographie**. Les « bruits » cardiaques sont captés par un microphone placé sur le thorax en face du cœur et amplifiés plus filtrés, pour être visualisés sur un enregistreur graphique ou un oscilloscope. La phonographie permet de mettre en évidence des fréquences que l'oreille perçoit mal.

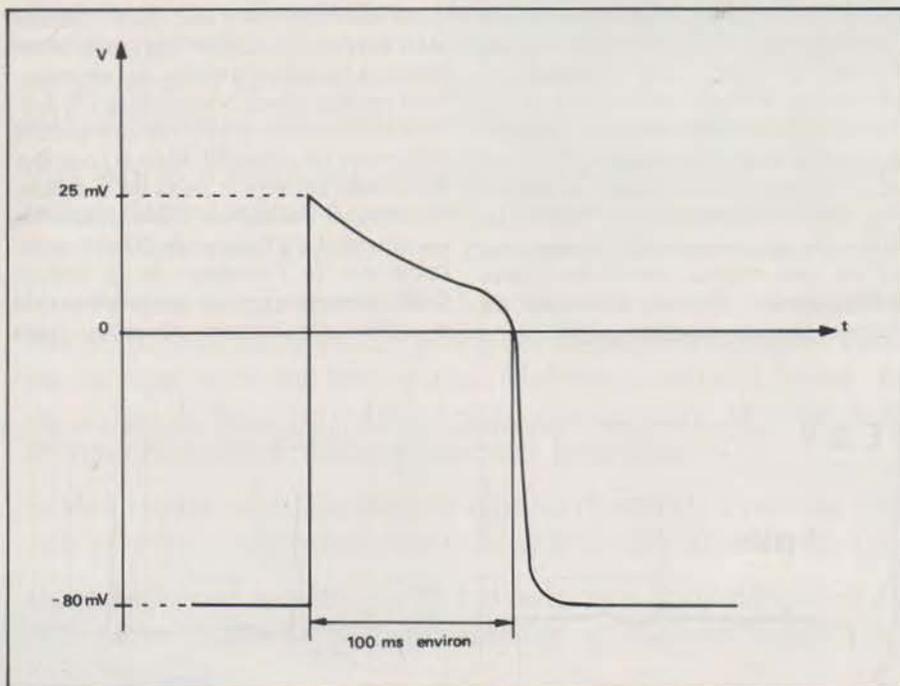


Fig. 1. - Dépolarisation-repolarisation d'une cellule.

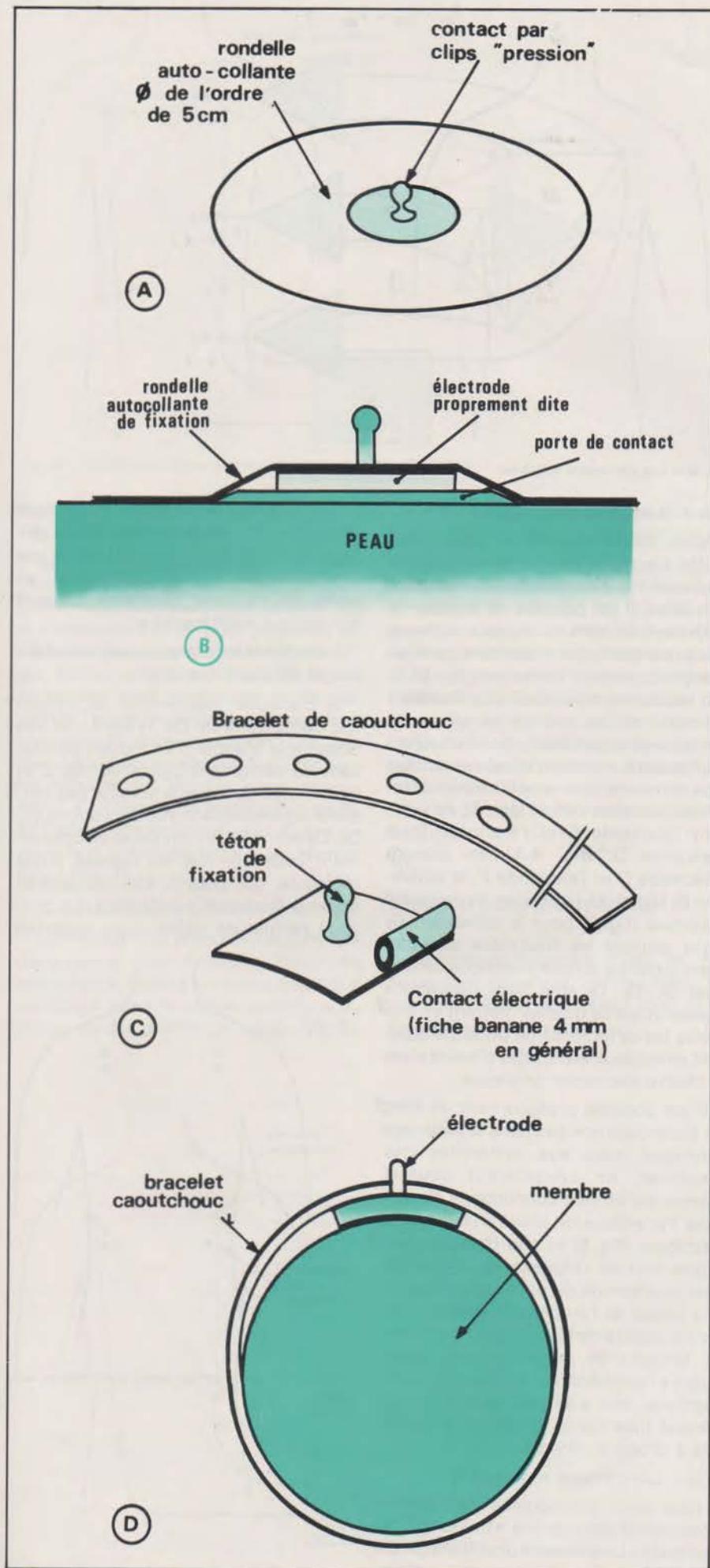


Fig. 3. - Aspect de deux types d'électrodes.

## B - Manifestations électriques

Nous avons vu au début de ce chapitre que, lors de la propagation d'une onde d'activation dans une cellule, celle-ci se transforme en dipôle électrique. Lors de la contraction cardiaque, chaque cellule du myocarde prise isolément est, à un instant donné, le siège d'un potentiel d'action. Les champs électriques élémentaires créés par chaque cellule se composent vectoriellement et créent le **champ électrique cardiaque** (1). L'électrocardiographie n'est en fait que l'étude du vecteur « champ électrique cardiaque » par l'intermédiaire de ses projections sur différents axes situés dans différents plans : plan frontal, plan sagittal, plan transversal.

Nous présentons dans les chapitres suivants la technique de l'électrocardiographie et analysons la structure de l'appareil permettant l'enregistrement de l'électrocardiogramme : l'électrocardiographe.

Entre deux périodes de repos (diastole), le cœur est, d'après ce que nous venons de voir, le siège de variations de potentiel. Ces phénomènes sont les premières manifestations décelables de l'activité cardiaque ; ils précèdent en particulier les manifestations mécaniques et acoustiques que nous avons citées. Leur intérêt clinique est donc énorme.

## L'électrocardiographie

Les tissus environnant le cœur étant conducteurs du courant électrique, on ne s'étonnera pas de pouvoir prélever entre deux points de la poitrine d'un individu, ou même entre deux points du corps, une différence de potentiel variable en fonction du temps et image globale des phénomènes électriques mis en jeu lors de la contraction cardiaque.

En fait, les tensions observées sont les conséquences du champ électrique cardiaque. On peut définir un **axe électrique** du cœur : c'est sensiblement une ligne base-pointe (fig. 2). En effet, la dif-

(1) On appelle en général « Champ de force », une partie de l'espace dans laquelle un corps est soumis à des forces. Un « champ électrique » est donc une région de l'espace où un corps électrisé subit des forces.

$$\vec{V}_{D1} + \vec{V}_{D2} + \vec{V}_{D3} = 0$$

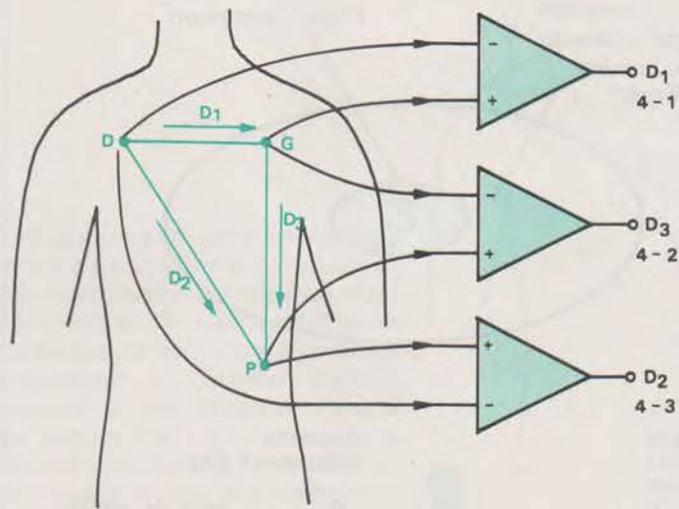


Fig. 4. - Les dérivations bipolaires.

différence de potentiel maximale est mesurée entre les points A et B, projection de la base et de la pointe du cœur dans le plan frontal. Inversement, la différence de potentiel mesurée est minimale lorsque la droite joignant les points de mesure est perpendiculaire à la projection de l'axe électrique.

### 1) Comment prélève-t-on les différences de potentiel à mesurer ? : les électrodes.

Le rôle des électrodes est important : ce sont elles qui prélèvent sur la peau le signal électrique qui nous intéresse. Elles sont bien sûr au nombre minimum de deux (une différence de potentiel se mesure entre deux points).

L'électrode la plus simple est une plaque métallique (argent, acier inoxydable, étain) de forme ronde ou rectangulaire et de quelques centimètres carrés de surface, munie d'une connexion assurant la liaison électrique à l'électrocardiographe proprement dit et d'un système de fixation adhésif, bracelet caoutchouc). Ces électrodes sont posées à même la peau, imprégnée localement au préalable d'une solution salée (« pâte de contact ») destinée à en améliorer la conductivité électrique. La figure 3 donne l'aspect de divers types d'électrodes rencontrés couramment.

Les électrodes sont positionnées en des points précis du corps, comme nous le verrons plus loin.

### 2) Les dérivations électrocardiographiques

Il est possible de mettre en place sur le thorax du patient plus de deux électrodes. On appelle alors **dérivation** le type de connexion établi entre les électrodes et l'entrée proprement dite de l'amplificateur de l'électrocardiographe. Ceci permet de définir, en employant quatre électrodes fixes et une électrode « exploratrice », douze dérivations dites « standard » :  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ , VL, VF, VR dites dérivations des membres ;  $V_1$  à  $V_6$  dites dérivations précordiales.

On peut dire en quelque sorte que les différentes dérivations sont autant « d'angles de prise de vue » d'un même phénomène, dont le regroupement permet de mieux cerner le problème.

Les douze dérivations « standard » peuvent être classées en **dérivations bipolaires** et **dérivations monopolaires**.

#### A - Dérivations bipolaires

Nous avons assimilé le cœur à un dipôle électrique unique correspondant à la somme des dipôles élémentaires cellulaires. Il est possible de localiser la projection frontale du vecteur « champ électrique cardiaque » résultant dans un triangle (concept d'Einthoven) (fig. 2). Si l'on positionne trois électrodes aux trois sommets de ce triangle et qu'on les applique deux par deux grâce à un sélecteur (sélecteur de dérivation) aux entrées plus et moins d'un amplificateur différentiel, on peut définir (fig. 4), en utilisant l'électrode G et l'électrode D, la dérivation  $D_1$  (fig. 4-1), en utilisant l'électrode D et l'électrode P, la dérivation  $D_2$  (fig. 4-2). La tension recueillie est maximale (fig. 2) pour la dérivation  $D_2$  (ligne joignant les électrodes sensiblement parallèle à l'axe électrique cardiaque).  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  sont dites dérivations bipolaires parce qu'elles mettent en évidence les différences de potentiel existant entre deux électrodes placées dans le champ électrique cardiaque.

Il est possible pratiquement de fixer les électrodes non pas dans le voisinage cardiaque mais aux extrémités des membres, en considérant ceux-ci comme de simples conducteurs électriques. Par ailleurs, on utilise en fait quatre électrodes (fig. 5) et non trois : la quatrième sert de référence et permet de fixer le potentiel du patient par rapport à la masse de l'amplificateur. Elle améliore la qualité de la mesure en réduisant les tensions de mode commun appliquées à l'amplificateur différentiel. Cette électrode dite « de référence » est en général fixée sur la jambe droite ou en bas à droite du thorax.

#### B - Dérivations monopolaires

Dérivation monopolaire ne signifie absolument pas que l'on n'utilise qu'une électrode ! Une mesure de différence de potentiel se fait toujours entre deux points !

On appelle dérivation monopolaire une dérivation faisant apparaître la différence de potentiel existant entre une électrode dite « exploratrice » et un point neutre (une référence) baptisé électrode « indifférente ».

L'électrode indifférente peut être définie de diverses manières :

a) Electrode indifférente de Wilson (ou borne centrale de Wilson) : Si l'on observe le triangle d'Einthoven définissant les dérivations bipolaires (fig. 2 et 4), on remarque que la somme des tensions correspondant aux dérivations  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  est nulle. Si l'on réalise électriquement cette somme, on dispose d'une référence qui pourra être considérée comme électrode indifférente. Ce procédé permet de définir trois nouvelles

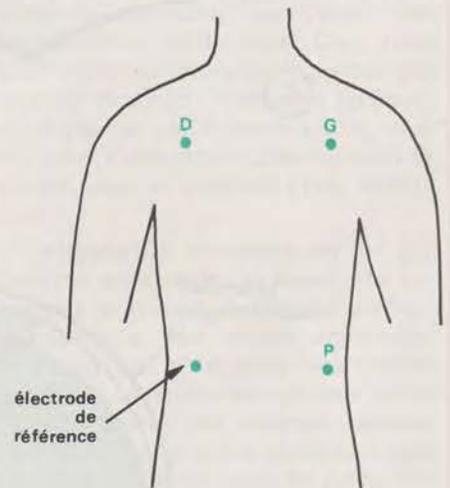


Fig. 5. - On utilise en fait quatre électrodes et non trois.

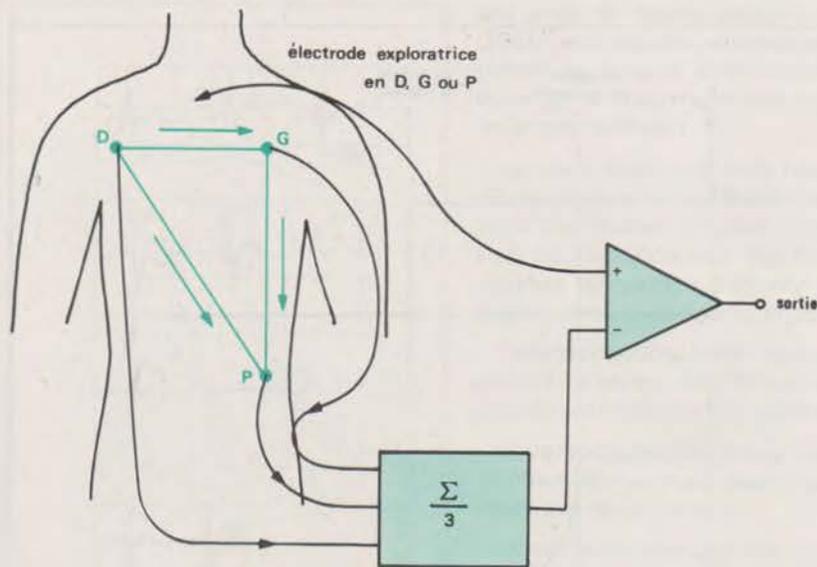


Fig. 6. - Dérivations monopolaires par la borne centrale de Wilson.

dérivations baptisées VL (fig. 6-1), VR (fig. 6-2), VF (fig. 6-3).

b) procédé de Goldberger : on place l'électrode exploratrice au point choisi. L'électrode indifférente est obtenue par la sommation des tensions prélevées sur les deux électrodes non utilisées. Un calcul élémentaire montre que le signal obtenu est le même que dans le cas précédent, avec toutefois une amplitude plus grande, dans le rapport 3/2. Les dérivations ainsi constituées prennent les noms de aVL (électrode exploratrice en G), aVR (électrode exploratrice en D), aVF (électrode exploratrice en P), le « a » signifiant « augmented » : le facteur 3/2 ! (fig. 7).

### C - Dérivations précordiales

Les dérivations précordiales sont des dérivations unipolaires. L'électrode exploratrice explore le champ électrique cardiaque dans la partie antérieure du thorax en des points normalisés (fig. 8).

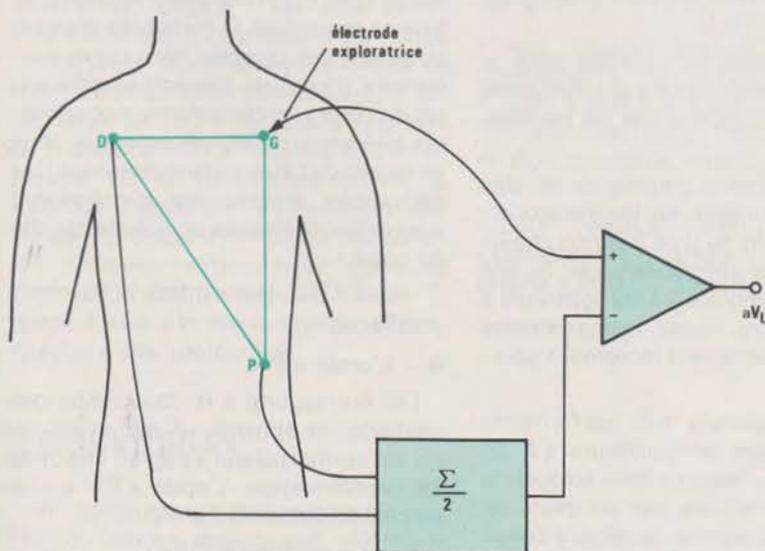


Fig. 7. - Dérivations monopolaires : procédé de Goldberger.

L'électrode indifférente est obtenue par le principe de la borne centrale de Wilson.

On remarquera que l'ensemble des six dérivations D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, VR, VL, VF, est situé dans un plan frontal. Les six dérivations précordiales sont situées quant à elles pratiquement dans un plan horizontal (fig. 8 A). La combinaison des douze dérivations standard permet donc l'exploration de l'électrogénèse cardiaque dans deux plans de l'espace en reconstituant les projections dans ces plans du vecteur « champ électrique cardiaque ».

## L'électrocardiographie

L'électrocardiographe n'est en fait qu'un amplificateur différentiel, de caractéristiques adaptées, suivi d'un enregistreur graphique.

### 1) Caractéristiques particulières à l'amplificateur

#### A - Bande passante

Elle est adaptée à la restitution totale des signaux de l'électrocardiogramme. D'autre part, des normes sont imposées aux constructeurs de façon à ce qu'il soit possible de comparer des enregistrements recueillis par des appareils de marques différentes. La bande passante doit s'étendre de 0,05 Hz à au moins 80 Hz.

#### B - Gain

Un électrocardiographe est un appareil sensible. Un signal de 1 mV appliqué entre les entrées (entre l'électrode G et l'électrode R, avec le sélecteur de dérivations en D<sub>1</sub>, par exemple) doit provoquer une déflexion du système d'enregistrement ou de visualisation de 1 cm. Il existe en général des possibilités de gain multiple ou sous multiple (x 0,5 - x 2 - x 5).

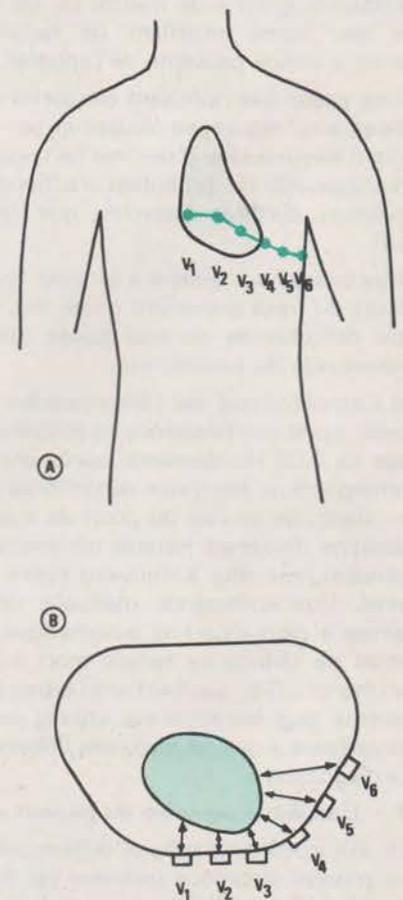


Fig. 8. - Emplacements de l'électrode exploratrice pour les six dérivations précordiales normalisées.

### C - Réjection de mode commun

C'est une caractéristique importante qui définit l'aptitude de l'amplificateur à rejeter les signaux appliqués simultanément sur ses deux entrées. Les technologies actuelles permettent d'obtenir sans problème des réjections de mode commun supérieures à  $10^5$  (100 dB).

**D - Impédances d'entrée** (de mode commun et différentielle) : elles sont en général de l'ordre d'une dizaine de  $M\Omega$ .

### E - Dispositifs annexes :

a) L'amplificateur doit en plus être équipé d'un dispositif d'étalonnage : les normes l'obligent, les possibilités de réglage de gain citées plus haut le rendent indispensable. En général, la commande d'un bouton poussoir appliquée sur l'entrée de l'amplificateur une transition de 1 mV. L'amplificateur ne « passant » pas le courant continu, la réponse à ce créneau de tension a l'aspect montré par la **figure 9**.

b) En général, il est possible sur un électrocardiographe de mettre en service des filtres modifiant de façon connue la bande passante de l'appareil.

- filtre passe bas réduisant les performances aux fréquences élevées et permettant en particulier d'éliminer certains parasitages (50 Hz, potentiels d'actions provenant d'autres muscles que le cœur),

- filtre passe haut destiné à éliminer les défauts du tracé provenant d'une électrode défectueuse ou mal posée, de mouvements du patient, etc.

c) L'amplificateur de l'électrocardiographe, ayant une fréquence de coupure basse de 0,05 Hz, demande après une surcharge (choc électrique de défibrillation, électrode en l'air du point de vue électrique) un temps notable (plusieurs secondes) pour être à nouveau opérationnel. Une commande manuelle de « remise à zéro », parfois automatique, permet de réduire ce temps mort au minimum. Ce perfectionnement concerne plus les appareils utilisés en « surveillance » que les appareils utilisés en « diagnostic ».

### F - L'aspect « sécurité du patient »

Un électrocardiographe se différencie d'un appareil électrique ordinaire par la sécurité qu'il doit offrir au patient vis-à-vis des risques de choc électrique : les normes les plus récentes imposent des

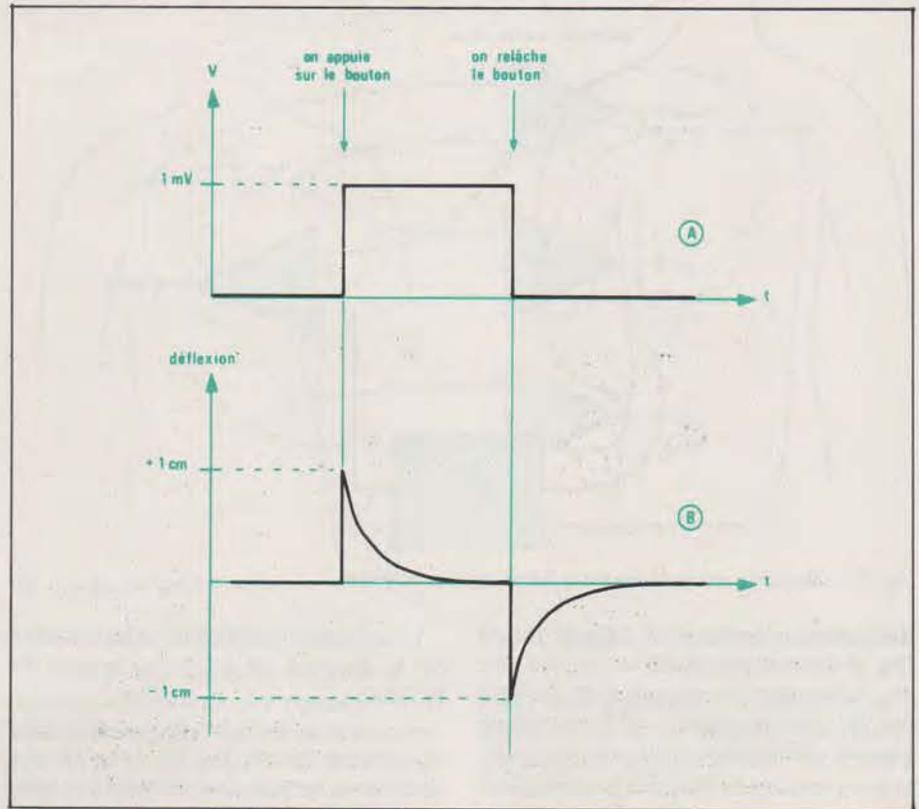


Fig. 9. - Réponse de l'électrocardiographie aux signaux d'étalonnage en position de gain unitaire :

- En A : le signal d'entrée 1 mV
- En B : la réponse de l'enregistreur.

courants de fuite de l'ordre de  $10 \mu A$  ! Seules les technologies spéciales permettent d'atteindre ce résultat. Les électrocardiographes alimentés sur piles sont sur ce plan les plus sûrs... et les moins chers !

### 2) La visualisation du tracé

L'amplificateur de l'électrocardiographe est suivi d'un enregistreur graphique dont les performances doivent être telles qu'il n'y ait pas dégradation du signal fourni par l'amplificateur (ce point concerne en particulier la réponse de l'enregistreur aux signaux à fréquence élevée : peu d'enregistreurs graphiques « passent » 80 Hz !).

Dans les ensembles utilisés pour la surveillance, l'enregistreur graphique est remplacé ou complété par un oscilloscope.

Les enregistreurs graphiques les plus couramment utilisés sur les électrocardiographes sont du type à plume chauffante et papier thermosensible. Ils ont maintenant remplacé les enregistreurs à plume et encre, assez malcommodes d'emploi (on comprend facilement pourquoi !).

Certains appareils très performants comportent des enregistreurs « à jet d'encre sous pression » dans lesquels la plume est remplacée par un micro-jet d'encre, ce qui permet de réduire considérablement l'inertie des parties mobiles et donc d'améliorer la réponse en fréquence vers les fréquences élevées.

## L'électrocardiogramme (abréviation : E.C.G. ou E.K.G.)

La **figure 10** donne l'aspect d'un électrocardiogramme selon ses diverses dérivations.

Les diverses ondes du signal électrocardiographique sont baptisées P, Q, R, S, T (**fig. 11**).

On constate que pour les raisons évoquées au début de notre article l'amplitude maximum est obtenue en  $D_2$ . Les ondes Q et S sont souvent absentes ou à peine marquées. Q n'apparaît souvent qu'en  $D_1$ . Les diverses dérivations permettent d'explorer des parties différentes du cœur : les dérivations monopolaires intéressent essentiellement la zone en regard de l'électrode exploratrice ; les dérivations précordiales s'intéressent aux parties antérieure et latérale gauche du cœur.

### L'E.C.G. par rapport au cycle cardiaque

#### A - L'onde « P »

Elle correspond à la contraction des oreillettes et apparaît un peu avant, ce qui est normal puisqu'il s'agit d'une onde de dépolarisation. L'onde « P » a une amplitude faible : 0,1 mV.

#### B - Le complexe QRST

Il dure environ 0,5 s et correspond à la contraction des ventricules. Le com-

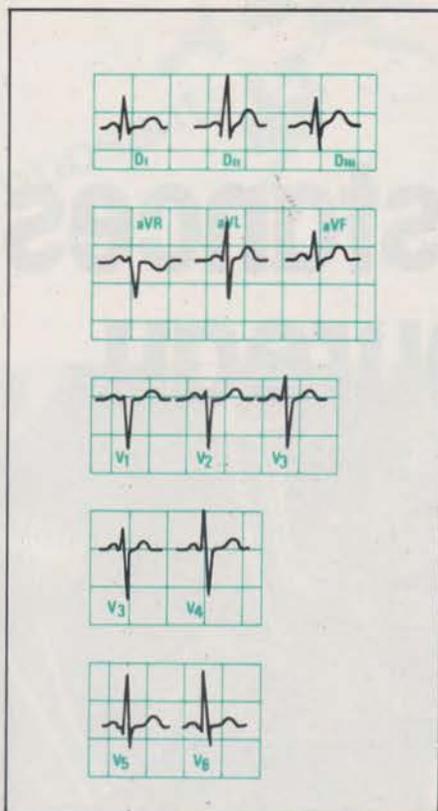


Fig. 10. - Aspect de l'E.C.G. selon ses diverses dérivations.

une onde de dépolarisation (origine du QRS). Cette dépolarisation disparaît lentement et la force électromotrice produite par le cœur redevient nulle après un temps suffisant.

La valeur diagnostique de l'électrocardiogramme est considérable. Les altérations des formes d'ondes enregistrées sont très significatives. Des techniques dérivées permettent d'obtenir des renseignements encore plus importants :

- l'électrocardiographie multivoie qui permet d'enregistrer simultanément plusieurs dérivations (en général 3) ;
- la vectocardiographie qui permet de reconstituer le vecteur champ électrique cardiaque dans l'espace.

Nous n'irons pas plus loin dans notre étude. Il existe d'épais traités sur l'interprétation de l'électrocardiogramme qui est une affaire de spécialiste.

Ici s'arrête l'électronique pour laisser place à la médecine.

D. HEYDEN  
Ingénieur d'études  
MIRA Electronique

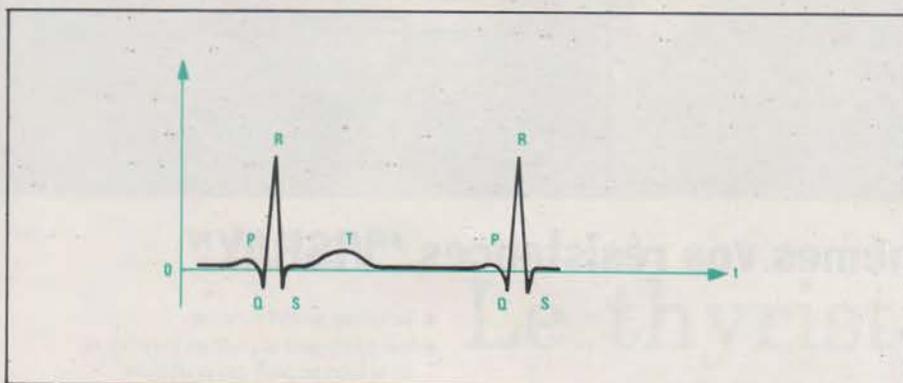


Fig. 11. - Les diverses ondes de l'électrocardiogramme.

Le complexe QRS a une durée inférieure à 100 ms et une amplitude de l'ordre de 1 à 2 mV. L'onde T est plus lente : 100 à 200 ms. L'intervalle entre l'onde P et l'onde R représente le temps de conduction auriculo-ventriculaire ; il est de l'ordre de 100 à 150 ms. L'intervalle S/T dure de 100 à 120 ms. Si l'on se penche sur le fonctionnement de la « pompe » cardiaque, on remarque que l'onde R précède la fermeture des valves auriculo-ventriculaires donc la contraction des ventricules. L'onde T, quant à elle, est synchronisée de « l'évacuation » des ventricules.

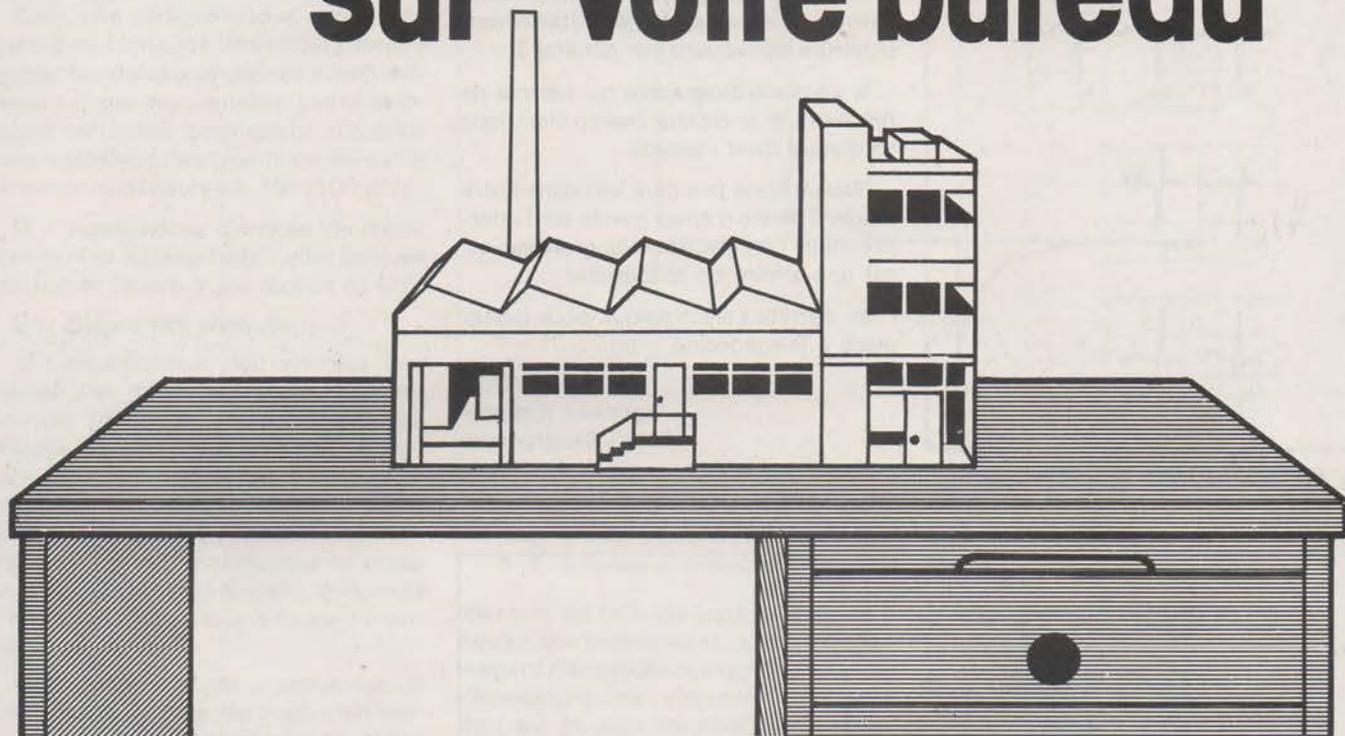
Le lecteur souhaitant approfondir le sujet pourra consulter les ouvrages suivants :

- pour l'aspect médical : « Précis de physiologie » de H. Hermann et J.-F. Cier Volume 1 Edité chez Masson (3<sup>e</sup> édition) de la page 165 à la page 279 et plus particulièrement pages 217 à 235.
- pour l'aspect « instrumentation » : « Comprendre et utiliser l'électrocardiogramme » Editions SIMEP à Villeurbanne.

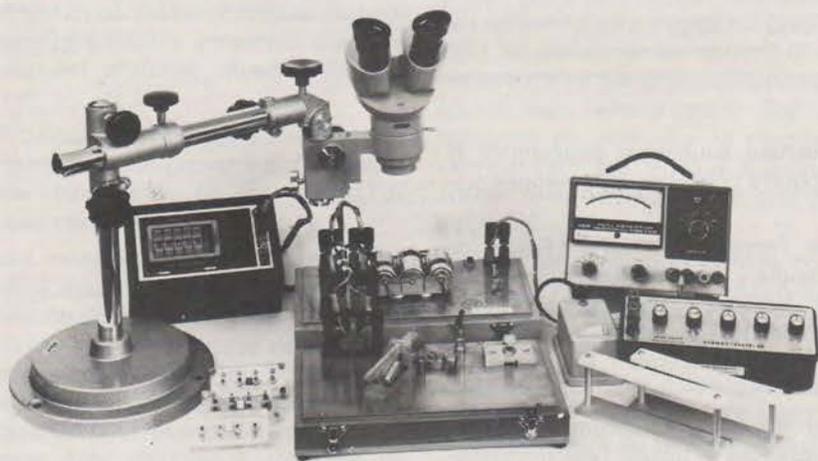
## CONCLUSION

En conclusion, nous rappelons que l'E.C.G. est un phénomène électrique global qui traduit l'envahissement de la masse musculaire des ventricules par

# Une usine de résistances sur votre bureau



## Faites vous-mêmes vos résistances "VISHAY"

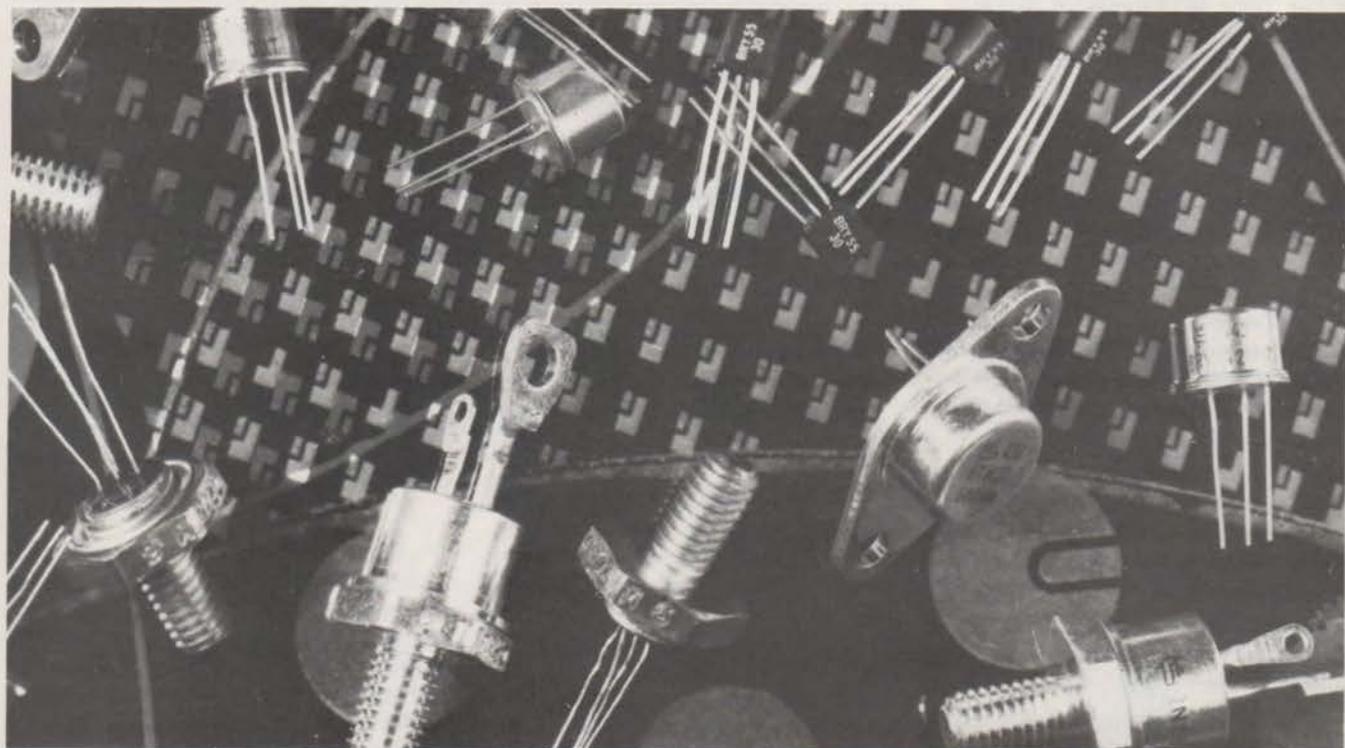


- Technique du métal massif.
- Immédiatement disponibles pour l'étude ou la mise au point des prototypes.
- Toutes valeurs entre  $2 \Omega$  et  $100 \text{ k}\Omega$
- Tolérance : jusqu'à 0,005 %
- Coefficient de température :  
 $\pm 1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  de 0 à  $60^\circ\text{C}$   
 $\pm 5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  de  $-55$  à  $+125^\circ\text{C}$
- Dispersion sur le coefficient de température :  
mieux que  $3 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  de  $-55$  à  $+125^\circ\text{C}$   
(pour les valeurs supérieures à  $100 \Omega$ )
- Puissance : 0,3 W
- Inductance :  $0,08 \mu\text{H}$
- Capacitance :  $0,5 \text{ pF}$  max
- Temps de montée : 1 ns
- Stabilité en stockage :  $25 \cdot 10^{-6}/1 \text{ an}$   
 $50 \cdot 10^{-6} \text{ max}/3 \text{ ans}$
- Bruit : non mesurable



Pour plus de détails, s'adresser à : DIVISION PRODUITS RÉSISTIFS DE  
**VISHAY-MICROMESURES**

98, Boulevard Gabriel-Péri - 92240 MALAKOFF Tél. : 655.98.00



## Le thyristor

Le thyristor, aussi appelé SCR dans la littérature anglo-saxonne (pour Silicon Controlled Rectifier = redresseur au silicium à électrode de commande) est un élément semi-conducteur au silicium dont les caractéristiques s'apparentent à celles du thyatron à gaz de jadis. La faculté que présente le thyristor de pouvoir passer de l'état bloqué à l'état conducteur, sous l'effet d'un petit signal de commande, est, sans conteste, l'une de ses caractéristiques les plus séduisantes.

Le thyristor, lorsqu'il est bien utilisé, est un composant très fiable, dont la durée de vie est, en général, beaucoup plus grande que celle de l'équipement qu'il commande. La puissance commandée par un thyristor est considérable : par exemple, un thyristor 35 A peut commander, en régime permanent, une puissance moyenne de 10 kW, et en impulsions, une puissance maximale de 200 kW, cela avec un cristal dont le diamètre est seulement de 7 mm, et ne pouvant dissiper par lui-même, en régime permanent, plus de 30 W.

## Technologie

Le thyristor se compose de trois jonctions PN successives. A partir des deux transistors complémentaires de la **figure 1 a** dont on a représenté les jonctions sur la **figure 1 b** on arrive à la réalisation, dans un même cristal, d'un dispositif à quatre couches et trois jonctions représenté sur la **figure 1 c**. Il s'agit d'une représentation conventionnelle car, dans la pratique, le thyristor n'est pas constitué par un barreau mais par un petit bloc de cristal semi-conducteur comportant plusieurs couches P et N alternées. Ce cristal, que l'on appelle aussi pastille, peut se présenter soit sous la forme d'un petit parallélépipède, soit sous une forme cylindrique. L'assise de cette pastille est soudée sur une embase métallique, ce qui explique que l'anode du thyristor soit toujours reliée au boîtier (bien que l'on trouve parfois des thyristors en encapsulation métallique dont la pastille est complètement isolée du boîtier et qui comportent alors 3 broches de sortie isolées).

Il existe quantité de processus différents pour la fabrication des pastilles : on utilise tel ou tel mode de réalisation selon ce que l'on attend des caractéristiques et des dimensions du dispositif.

Les trois méthodes les plus couramment utilisées pour la fabrication des pastilles sont :

- La méthode par alliage et diffusion (voir **fig. 2 a**).
- La méthode faisant appel uniquement à la diffusion (voir **fig. 2 b**).
- L'utilisation du procédé Planar (voir **fig. 2 c**).

La fabrication des pastilles du deuxième type débute par la préparation de grandes rondelles PNP. Elles ont été obtenues par diffusion d'impuretés de type P par voie gazeuse, simultanément sur les deux faces d'une rondelle de silicium de type N. A l'endroit voulu, une seconde diffusion, suivie d'un alliage, est effectuée pour obtenir la pastille PNP finale. Pour arriver à ce résultat, on applique sur chaque rondelle PNP un masque dont les trous permettent de réaliser une diffusion sélective. Lorsque les rondelles PNP sont terminées, elles sont fractionnées en une quantité de pastilles, chacune de celles-ci représentant un thyristor.

Le procédé Planar est identique à celui employé pour la fabrication des transistors, c'est-à-dire que toutes les jonctions sont réalisées à partir d'un même côté de la rondelle de silicium. Ici également, on a utilisé un procédé de diffusions sélectives à l'aide d'un jeu de masques appropriés. Ce procédé confère au dispositif une excellente fiabilité et des courants de fuite minimes parce que

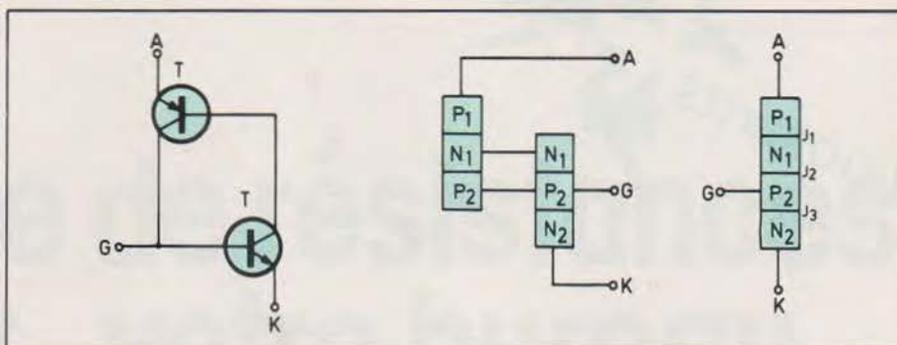


Fig. 1. - Comment, à partir de deux transistors complémentaires T1 et T2, on passe à la réalisation dans un même cristal d'un dispositif à quatre couches et à trois jonctions.

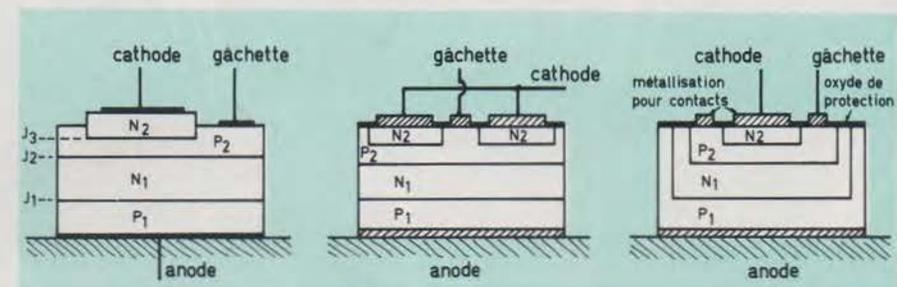


Fig. 2 a. - Coupe d'un thyristor obtenu par alliage et diffusion.

Fig. 2 b. - Coupe d'un thyristor réalisé uniquement par diffusion.

Fig. 2 c. - Coupe d'un thyristor obtenu par le procédé Planar.

toutes les jonctions sont protégées par une couche d'oxyde isolant, d'où l'expression Planar Passivé. Les inconvénients du procédé Planar sont qu'il nécessite une plus grande quantité de silicium pour un courant donné et qu'il demande un plus grand nombre d'étapes intermédiaires au cours de la fabrication. Généralement ce sont des dispositifs de petite puissance et de faible tension que l'on réalise par cette technique (tension limitée à 400 V env.).

## Le pseudo-thyristor

On réalise un circuit dont le fonctionnement est analogue à celui d'un thyristor en montant deux transistors complémentaires selon la configuration indiquée sur la **figure 3**. Les liaisons entre les deux dispositifs sont effectuées de telle sorte qu'il existe une action régénérative quand un signal de base approprié est appliqué au transistor T2. L'explication du mode de fonctionnement du pseudo-thyristor est donnée en se reportant au montage de la **figure 4**, qui est directement inspiré de celui de la **figure 3**. Sur le schéma de la **figure 4**, l'émetteur du transistor T1 (PNP) est relié au pôle positif de la tension d'alimentation, à travers une résistance de commande, à travers une résistance de diffusion  $R_L$ , et l'émetteur du transistor T2 (NPN) est réuni au pôle négatif de cette même tension.

Lorsque l'ensemble T1 et T2 est non conducteur, le courant principal  $I_A$  est

nul. Appliquons maintenant sur la base du transistor T1, à travers la résistance R1, une impulsion positive d'amplitude suffisante pour que ce dispositif entre en saturation. A ce moment, la tension collecteur-émetteur du transistor T2 devient presque nulle (en fait  $V_{CEsat}$ ) ; or la tension du collecteur de T2 est également celle de la base du transistor T1. La diode émetteur-base de T1 est alors polarisée en direct ; il commence à circuler un courant  $I_{B1}$  qui est aussi le courant collecteur  $I_{C2}$  de T2. Par construction, le courant collecteur de T2 est égal au courant base de T1,  $I_{C2} = I_{B1}$ .

Par le fait qu'il existe un courant de base dans le transistor T1, ce dernier est rendu conducteur et laisse circuler, dans son collecteur un courant  $I_{C1}$ . Mais ce dernier courant est également le courant de base du transistor T2. Il s'ajoute au courant de commande envoyé à travers la résistance R1.

Si maintenant nous supprimons l'impulsion de commande, l'ensemble T1 et T2 reste conducteur, à condition que le courant principal  $I_A$ , qui est la somme des courants  $I_{C1}$  et  $I_{C2}$ , conserve une valeur suffisante.

A priori, l'ensemble T1 et T2 devrait rester conducteur jusqu'au moment où le courant principal  $I_A$ , diminuant, finit par devenir nul. En réalité il n'en est pas ainsi et le reblocage du système se produit pour une valeur de  $I_A$  supérieure à zéro. On peut s'expliquer ce phénomène de la façon suivante : lorsque le courant principal est graduellement diminué (par

augmentation de la résistance de charge, par exemple), les courants collecteurs  $I_{C1}$  et  $I_{C2}$  finissent par ne plus être suffisants pour maintenir l'autre transistor en saturation, le gain diminuant aux faibles intensités. Dès qu'un des transistors quitte la saturation, l'autre fait de même. Le phénomène est cumulatif et le montage se désamorce, revenant ainsi à son état initial bloqué.

Le circuit de la **figure 4** permet de mettre en évidence trois caractéristiques propres au thyristor :

- Il est nécessaire d'envoyer un signal de déclenchement pour rendre conducteur le thyristor.

- Pour que celui-ci reste conducteur immédiatement après la disparition du signal de déclenchement, il faut que le courant principal se maintienne au-dessus d'une certaine valeur appelée courant d'accrochage (« latching current »).

- La réduction du courant principal  $I_A$  en-dessous d'une certaine valeur amène le montage à se rebloquer. Cette valeur de courant, qui reste toujours relativement faible, est connue sous le nom de courant hypostatique (« holding current »).

Pour bien faire comprendre la signification de ces deux seuils de courant, on peut établir une analogie entre un thyristor et un relais électromécanique. Pour faire coller ce dernier, il faut faire circuler, dans sa bobine, une certaine intensité que l'on assimilera au courant d'accrochage du thyristor. Une fois le relais collé, il faudra diminuer l'intensité dans sa bobine jusqu'à une valeur inférieure à celle de la précédente pour que le dispositif décolle. Ce deuxième courant est assimilable au courant hypostatique du thyristor.

L'ensemble T1 et T2 étant non conducteur, augmentons progressive-

ment la tension d'alimentation E de la **figure 4**, sans appliquer d'impulsion de déclenchement sur la base du transistor T2. Tout d'abord, rien ne se passe. Il ne circule, dans le montage, qu'un courant  $I_A$  très faible et qui est, en fait, un courant de fuite. Puis, pour une certaine tension appliquée, la jonction collecteur-base de l'un des deux transistors (T1 ou T2) atteint sa tension d'avalanche. Le courant d'avalanche correspondant se referme à travers la jonction émetteur-base de l'autre transistor, rendant immédiatement ce dispositif conducteur. L'ensemble du montage est alors rendu également conducteur : l'effet obtenu est le même que celui qui se produit lorsqu'on applique une commande positive sur la base de T2.

Si maintenant nous répétons l'expérience, mais en inversant les polarités de la source de tension, c'est-à-dire que l'émetteur de T1 est relié au pôle négatif de celle-ci tandis que l'émetteur de T2 est réuni au pôle positif, nous constatons que là également, il ne circule primitivement aucun courant  $I_A$ , à l'exception d'un courant de fuite négligeable. De plus, le montage refuse d'entrer en

conduction, malgré qu'on lui applique des impulsions de déclenchement sur la base de T2, comme précédemment. Augmentons progressivement la tension de la source E avec ses nouvelles polarités. Nous remarquons qu'à partir d'une certaine tension, le montage laisse passer un courant  $I_A$ , mais contrairement à ce qui avait lieu dans l'essai précédent, la tension aux bornes de l'ensemble T1 et T2 reste importante. C'est que, à ce moment, nous nous trouvons en présence de la tension d'avalanche en inverse des deux jonctions émetteur-base des transistors T1 et T2. La caractéristique que nous observons est bien identique à celle présentée par le phénomène d'avalanche.

La réunion de ces observations permet de dresser les courbes d'avalanche en direct et en inverse du montage de la **figure 4**, courbes relevées en l'absence d'impulsions de commande. L'aspect de ces courbes est indiqué sur la **figure 5 a**. L'oscillogramme de la **figure 5 b** montre les résultats obtenus sur le montage de la **figure 4**, le transistor T1 étant un BC 313 A et le transistor T2 étant un BC 211 A.

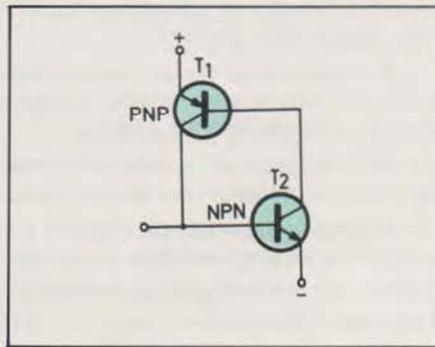


Fig. 3. - Un fonctionnement analogue à celui d'un thyristor est obtenu en montant deux transistors complémentaires selon la configuration indiquée ci-dessus.

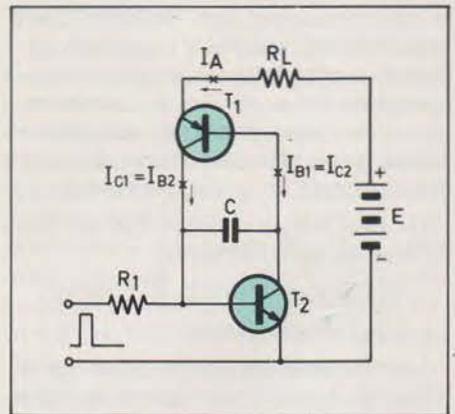


Fig. 4. - Schéma du pseudo thyristor.

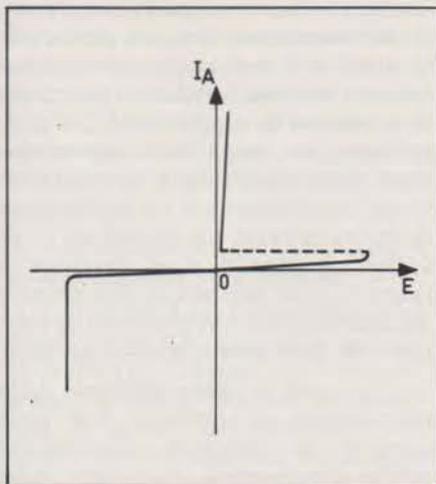


Fig. 5 a. - Allure de la caractéristique courant-tension obtenue avec un pseudo thyristor.

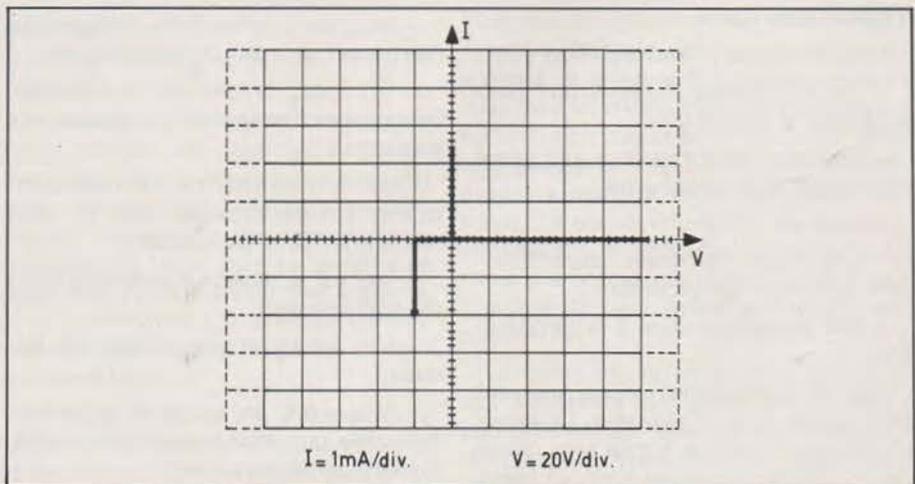


Fig. 5 b. - Oscillogramme montrant la caractéristique courant-tension obtenue avec le montage de la figure 4; transistor T1 = BC 313 A; transistor T2 = BC 211 A; échelle horizontale = 20 V/div.; échelle verticale = 1 mA/div. L'origine du courant et de la tension se trouve au centre de la figure.

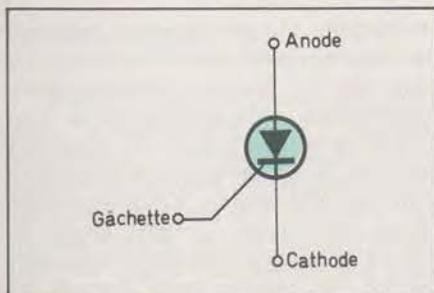


Fig. 6. - Représentation symbolique d'un thyristor.

## Représentation d'un thyristor

Le symbole qui est le plus couramment employé est celui qui est représenté sur la **figure 6**. C'est en fait une diode à laquelle on a ajouté une électrode de commande, rejoignant ainsi l'appellation de SCR utilisée outre Atlantique.

## Paramètres du thyristor

Les paramètres qui caractérisent un thyristor sont assez nombreux ; il n'est pas question pour nous de les examiner tous. De même que pour les transistors, la caractérisation d'un thyristor peut être différente selon qu'il s'agit d'un dispositif destiné à fonctionner en commande de phase ou bien en commutation ; de plus, certains paramètres n'apparaissent dans les notices que pour des thyristors de grosse puissance.

On peut définir deux catégories bien différentes de paramètres :

- Les limites absolues d'utilisation
- Les caractéristiques

Les premières sont déterminées par le fabricant à partir d'un grand nombre d'essais. Habituellement, ces paramètres ne peuvent être déterminés par l'utilisateur, sauf par un grand nombre d'essais destructifs.

Les principales limites absolues sont :

- Les différentes tensions que peut supporter le thyristor
- Les courants admissibles en régime permanent et en surcharge
- Le  $di/dt$
- Les limites maximales courant-tension du circuit de gâchette
- Les limitations dues à la température.

Les caractéristiques, elles, peuvent être vérifiées par l'utilisateur. La valeur d'une caractéristique n'a de sens que si les conditions de mesure sont précisées. Une caractéristique n'est jamais garantie quant à sa valeur précise ; il s'agit toujours d'une limite qui peut être minimale ou maximale. Ce sont ces limites qui sont garanties par le constructeur.

En revanche, lorsque ce dernier précise que la caractéristique est une valeur typique, il s'agit alors d'une valeur rencontrée sur la plus grande partie des thyristors, sans que l'on puisse la garantir pour la totalité des dispositifs.

Les principales caractéristiques sont :

- Les courants de fuite en direct et en inverse
- La tension et le courant de gâchette nécessaires pour amorcer tous les thyristors
- Le courant hypostatique et le courant d'accrochage
- La chute de tension aux bornes du thyristor lorsque celui-ci est conducteur
- Le temps de désamorçage du thyristor par commutation du circuit
- La résistance thermique.

Les symboles qui s'appliquent aux thyristors obéissent à des règles très simples qu'il est bon de connaître. Les tensions sont toujours notées  $V$  et les intensités  $I$ . Comme c'est le cas pour les transistors, ces lettres majuscules sont suivies d'autres lettres majuscules qui viennent en indice et apportent des précisions supplémentaires. Ce sont :

- $D$  (pour direct) La tension est appliquée dans le sens direct. Le courant circule dans le sens passant.
- $R$  (pour reverse) La tension est appliquée dans le sens inverse. Le courant circule dans le sens inverse.
- $W$  (pour working = travail) Régime permanent du courant ou de la tension.
- $S$  (pour surge = pointe) Courant ou tension ne devant pas être atteint en régime permanent mais seulement d'une façon transitoire.
- $M$  indique un maximum
- $R$  indique que les conditions peuvent être répétitives.
- $T$  signale que le thyristor est dans l'état passant
- $Bo$  (pour breakover) indique un rebroussement des caractéristiques.
- $BR$  (pour breakdown = claquage) indique une tension ou un courant de claquage.

Passons maintenant en revue les principales limites absolues que l'on peut rencontrer dans les notices :

- $V_{BO}$  est la tension d'anode au point de retournement
- $V_{BR}$  est la tension inverse de claquage
- $V_{DWM}$  est, en pratique, la tension maximale que peut supporter le thyristor en régime permanent
- $V_{DRM}$  est la valeur maximale de la tension directe de pointe répétitive à l'état bloqué. Elle ne doit jamais être atteinte en régime permanent ; elle est toujours inférieure à la tension  $V_{BO}$ .

-  $V_{RWM}$  est la valeur maximale instantanée la plus élevée de la tension inverse que l'on peut appliquer aux bornes du thyristor.

-  $V_{RRM}$  est la tension maximale inverse de pointe répétitive ; cette tension inverse ne doit pas être atteinte en régime permanent.

-  $V_{RGM}$  est la tension inverse de pointe de gâchette. On ne doit jamais permettre à la gâchette de devenir plus négative (par rapport à la cathode) que la valeur mentionnée dans la notice.

-  $V_{FGM}$  est la tension directe de pointe de gâchette.

-  $I_{TSM}$  est le courant de surcharge accidentelle (non répétitif) à l'état passant. On admet qu'après  $I_{TSM}$  le thyristor peut perdre momentanément son pouvoir de coupure.

-  $I_{FGM}$  est le courant direct de pointe de gâchette.

-  $di/dt$  est la valeur maximale de la vitesse de croissance du courant à l'état passant qu'un thyristor peut supporter sans être détérioré. Lorsqu'on amorce un thyristor, la tension à ses bornes ne descend pas instantanément à zéro : le courant croît suivant une loi qui dépend de l'impédance du circuit extérieur et essentiellement de l'inductance présentée par ce circuit. Pendant un certain temps, la puissance dissipée dans le thyristor est loin d'être négligeable et l'élévation de température peut détruire celui-ci. La puissance dissipée est d'autant plus importante que le courant croît plus vite, c'est-à-dire que le  $di/dt$  est plus élevé. Remarquons, à ce propos, que le  $di/dt$  n'est pas une caractéristique mais une limite. Au début de la conduction, l'énergie ne se dissipe pas dans toute la pastille, mais dans une région très réduite, à proximité de la gâchette. En effet, la première zone intéressée par l'amorçage se situe dans la région  $N$  voisine de la gâchette, à l'endroit où le gain est plus élevé. L'énergie se dissipe donc dans une région très localisée, et il se produit un point chaud qui peut entraîner une fusion ponctuelle et la destruction du dispositif. Ces phénomènes se rencontrent essentiellement dans les circuits à commutation forcée et dans les circuits de décharge de condensateurs. Les limites en  $di/dt$  varient beaucoup d'un thyristor à l'autre ; il n'est pas rare de voir certains dispositifs tolérer des gradients de courant très supérieurs à la valeur garantie.

-  $T_{vjmax}$  est la valeur maximale de la température de jonction que peut accepter le dispositif. L'utilisateur achète généralement un thyristor capable de laisser circuler une certaine intensité, par exemple 0,5 A, 1,6 A, 7,4 A, 35 A etc... En fait, il ne s'agit que d'une désignation portant sur une seule caractéristique commode pour classer et

comparer des dispositifs de caractéristiques voisines. Ce qui importe avant tout, c'est l'échauffement présenté par la jonction. Le fabricant indique un intervalle de température, par exemple  $-40^{\circ}\text{C}$  à  $+125^{\circ}\text{C}$  : en fonctionnement, la température de jonction devra toujours se situer à l'intérieur de cet intervalle.

Cette température, qui peut varier entre  $100$  et  $150^{\circ}\text{C}$ , est fonction, en fait de considérations technologiques. Tous les paramètres qui sont susceptibles de varier avec la température (tension d'avalanche, temps de commutation,  $di/dt$ ,  $dv/dt$ , etc...) sont habituellement indiqués dans les notices pour la température maximale de jonction garantie. Cette dernière ne doit pas être dépassée si l'on désire que le dispositif conserve son pouvoir de contrôle et ses performances. C'est uniquement dans l'éventualité d'une surcharge en courant que l'on admet un dépassement momentané de la température de jonction maximale. A ce moment, il n'est plus possible de donner de garantie sur aucun paramètre. Les surcharges de ce genre ne peuvent être tolérées que s'il existe, quelque part dans le circuit, un fusible rapide qui, ayant fondu à cette occasion, empêche de réappliquer immédiatement la tension.

La température de jonction n'est pas accessible physiquement. C'est par la température maximale de boîtier et/ou par la température ambiante autorisée dans un cas donné de fonctionnement du dispositif, avec un courant principal de forme continue ou impulsionnelle que se traduira cette limitation.

Enumérons maintenant les caractéristiques les plus importantes :

-  $V_T$  est la tension anode-cathode qui existe aux bornes du thyristor lorsque celui-ci est conducteur. On spécifie toujours une limite supérieure qui garantit qu'en fait cette tension reste toujours inférieure à ce maximum. On en donne généralement une valeur maximale à  $25^{\circ}\text{C}$  pour un courant spécifié. La tension  $V_T$  décroît lorsque la température augmente, du moins pour des courants allant jusqu'à environ trois fois le courant nominal ( $-1,7\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ ).

-  $I_T$  est le courant principal lorsque le thyristor est dans l'état passant.

Les thyristors sont caractérisés par le courant efficace ( $I_{T(RMS)}$ ) qu'ils peuvent véhiculer à l'état passant, pour une température de boîtier donnée. Habituellement, ce courant est défini pour une impulsion demi-sinusoïdale et un angle de conduction de  $180^{\circ}$ . Il lui correspond un courant moyen ( $I_{T(AV)}$ ) ; la garantie reste valable jusqu'à la température de boîtier mentionnée. Cette limite est imposée par la puissance dissipée sous forme de chaleur dans le cristal semi-

conducteur, ainsi que par la résistance thermique jonction-boîtier, pour que la température maximale de fonction ne soit pas dépassée. Généralement, dans les notices des thyristors, des réseaux de courbes  $T_{case} = f(I_{T(AV)})$  précisent les conditions limites d'emploi suivant les formes d'ondes (rapports cycliques ou angles de conduction) rencontrés couramment. Pour les thyristors de faible puissance utilisés habituellement sans refroidisseur, c'est la température ambiante qui est prise en référence à la place de  $T_{case}$ .

Il existe aussi une autre limitation qui est le courant de surcharge accidentelle à l'état passant  $I_{TSM}$ . C'est la valeur de crête d'une demi sinusoïde à  $50\text{ Hz}$  ( $10\text{ ms}$ ) que peut supporter le dispositif sans dégradation. Pendant l'application de cette surcharge, la température de jonction peut dépasser la valeur maximale autorisée. Le thyristor peut perdre alors temporairement son pouvoir de blocage, et un nouveau fonctionnement ne sera possible qu'après un retour de la jonction à son équilibre thermique pendant au moins cinq secondes. Si la surcharge se répète pendant plusieurs demi-alternances successives, on doit alors consulter la courbe indiquant le courant de surcharge en fonction du nombre de cycles, avec les mêmes restrictions de pouvoir de blocage que ci-dessus.

-  $I_D$  est le courant principal lorsque le dispositif est dans l'état bloqué. C'est en fait un courant de fuite en direct.

-  $I_H$  est le courant hypostatique dont nous avons précédemment parlé.

C'est le courant minimal nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état passant en l'absence d'une commande de gâchette. Il est mesuré avec une faible tension d'anode. Le courant hypostatique  $I_H$  décroît lorsque la température augmente. Il est spécifié habituellement à  $25^{\circ}\text{C}$ . Dans le cas de petits thyristors sensibles, il est défini avec une résistance  $R_{GK}$  (assez souvent de l'ordre de  $1\ 000\ \Omega$ ).

Le courant  $I_H$  est souvent indiqué en valeur typique. Les garanties sont toujours spécifiées en valeurs maximales et assez rarement en valeurs minimales dans les notices. Il faudra donc faire très attention à la façon dont est spécifié ce paramètre avant d'établir des schémas où le  $I_H$  intervient (par exemple comme méthode de désamorçage où il faut connaître le  $I_{H(\min)}$ ).

De plus, le courant  $I_H$  dépend de la valeur de la résistance  $R_{GK}$ , puisqu'une partie de ce courant se referme à travers la résistance extérieure située entre l'électrode de commande et la cathode.

-  $I_L$  est le courant d'accrochage.

C'est le courant minimal nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état pas-

sant, immédiatement après le passage de l'état bloqué à l'état conducteur et après la suppression du signal de commande. Du même ordre de grandeur que  $I_H$  pour les petits thyristors, il peut être de trois à cinq fois plus élevé pour des dispositifs plus puissants et pour les thyristors rapides.

Dans l'utilisation d'un thyristor, l'impulsion de commande devra être suffisamment longue afin que le courant principal soit devenu supérieur au courant  $I_L$  au moment où disparaît celle-ci.

Le courant d'accrochage  $I_L$  décroît lorsque la température augmente ; il est défini en général à  $25^{\circ}\text{C}$ . Il varie également avec la vitesse de croissance du courant de gâchette ( $di/dt$ )

-  $I_R$  est le courant principal lorsque le thyristor se trouve bloqué avec une tension inverse à ses bornes. C'est en fait un courant de fuite en inverse.

-  $V_{GT}$  est la tension de gâchette nécessaire pour produire le courant d'amorçage. Elle est relevée sur cette électrode juste avant le déclenchement par le courant  $I_{GT}$ .

-  $I_{GT}$  est le courant de gâchette le plus faible nécessaire pour provoquer le passage d'un thyristor de l'état bloqué à l'état conducteur.

Ce courant minimum d'amorçage est donné pour une faible tension d'anode et une résistance de charge  $R_A$  de quelques ohms à quelques dizaines d'ohms. Il décroît lorsque la température augmente, c'est pourquoi il est spécifié généralement à  $25^{\circ}\text{C}$  ou même à une température plus faible. Pour une utilisation correcte du thyristor, on appliquera un courant de déclenchement de trois à cinq fois supérieur au  $I_{GT}$  spécifié.

-  $dv/dt$  est la plus petite valeur de la vitesse de croissance de la tension réappliquée qui entraîne la mise en conduction du thyristor. Lorsqu'on dépasse cette valeur, le thyristor peut s'amorcer. Pour mieux comprendre ce phénomène, il est préférable de se reporter au schéma de la figure 4. Il existe, entre la base du transistor T1 et celle du transistor T2, une capacité C qui n'est pas négligeable. Si la tension appliquée croît avec une pente  $dv/dt$ , cette capacité est traversée par un courant  $i_c$ . Ce courant est égal à :  $i_c = C\ dv/dt$  ; il se referme à travers la base du transistor T2 et il est à même de faire entrer le thyristor en conduction.

La tenue en  $dv/dt$  est très sensible aux variations de température, c'est pourquoi elle est toujours spécifiée à la température maximale de jonction. Lors de la mesure, la gâchette est laissée non reliée, sauf pour les thyristors de faible puissance (thyristors sensibles) pour lesquels on spécifie une résistance gâchette-cathode  $R_{GK}$  (habituellement  $1\ 000\ \Omega$ ).

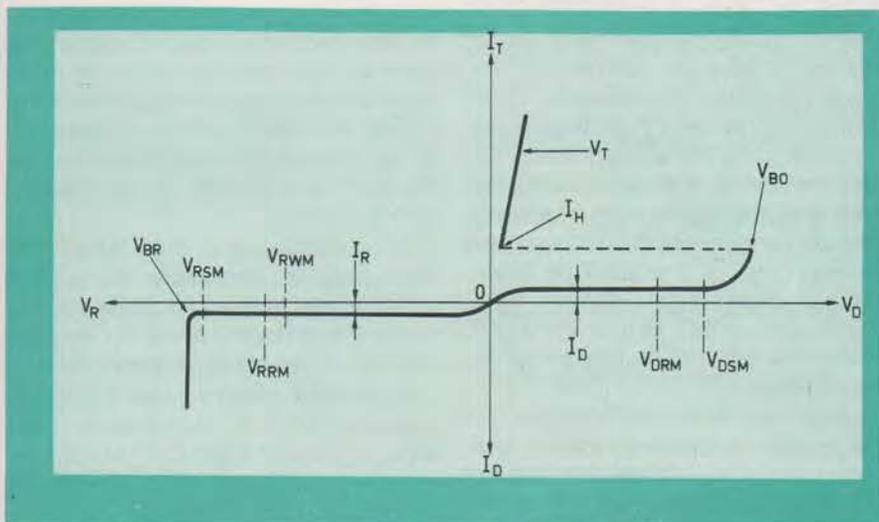


Fig. 7. - Aspect de la caractéristique courant-tension d'un thyristor.

Dans le cas de petits thyristors sensibles, on peut améliorer la tenue en  $dv/dt$  en diminuant la valeur de la résistance  $R_{GK}$ . On peut aussi placer un condensateur de quelques nanofarads en parallèle sur la résistance  $R_{GK}$ , mais ceci n'est valable que dans le cas de petits thyristors sensibles.

Certains thyristors rapides spéciaux (balayage télévision ESM 313 par exemple) sont très sensibles à la polarisation inverse de gâchette qui permet de réduire considérablement le  $t_q$  et d'améliorer le  $dv/dt$ .

-  $t_q$  Intervalle de temps qui s'écoule entre l'instant où le courant principal est devenu nul, après commutation extérieure du circuit, et l'instant où le thyristor est susceptible de supporter une tension d'anode spécifiée sans se réamorcer.

La figure 7 représente la caractéristique tension-courant d'un thyristor. Sur cette courbe, on a porté l'emplacement de différents paramètres évoqués plus haut, ce qui permettra une meilleure compréhension de leurs significations.

## Déclenchement des thyristors

Pour qu'un thyristor soit correctement déclenché, il est nécessaire que son circuit de commande soit à même de fournir un signal dont la tension et l'intensité correspondent aux caractéristiques du dispositif employé. Ce signal est fonction, entre autre, de la nature de la charge et de la tension d'alimentation. Il ne doit pas excéder les caractéristiques maximales publiées dans les notices.

Nous savons qu'un thyristor peut être représenté par deux transistors complémentaires montés selon la configuration de la figure 4. On peut considérer que

dans un thyristor la transition entre l'état bloqué et l'état conducteur s'effectue selon un fonctionnement qui s'apparente à l'effet transistor. Quand on fait croître lentement le courant continu de gâchette, la commutation est précédée d'un effet transistor qui provoque une augmentation du courant d'anode proportionnelle au courant de gâchette. Ainsi que l'on peut s'en rendre compte en examinant les courbes de la figure 8 pour une tension d'anode positive le courant principal est relativement indépendant de la tension, du moins tant que la tension  $V_{BO}$  n'est pas atteinte. A cet endroit, la résistance dynamique ( $dV/dI$ ) passe rapidement d'une valeur fortement positive à une valeur nulle puis négative, puisqu'alors une augmentation de courant est accompagnée d'une diminution de la tension. Cette zone à résistance négative se maintient jusqu'à ce que la saturation des transistors commence à intervenir. Les conditions de déclenchement sont fonction de la nature de la charge du circuit d'anode, de sa tension d'alimentation et du courant de gâchette.

Traçons, sur la figure 8 une droite de charge déterminée, d'une part, par la tension d'alimentation à vide  $V_{L1}$  et d'autre part par le courant de court-circuit  $I_A$  dans la charge. En l'absence de courant de gâchette, la droite de charge coupe la caractéristique courant-tension du thyristor en un point stable 1.

Pour un courant de gâchette  $I_{G1}$ , la caractéristique courant-tension du thyristor tangente la droite de charge au point 2. A cet endroit, la valeur de la résistance négative présentée par le thyristor est égale à la résistance de charge du circuit. Or il est bien connu qu'il n'existe pas de point de fonctionnement stable dans une partie de caractéristique présentant une résistance négative. Le point de fonctionnement est donc instable et va se déplacer jusqu'à un endroit

où il retrouve une faible résistance positive (point 3) et où le fonctionnement redevient stable. On peut, après quelques pas supprimer le courant de commande sans que ce point de fonctionnement en soit affecté. Si la tension d'alimentation est diminuée jusqu'à une valeur  $V_{L2}$ , la droite de charge se déplacera vers la gauche, et le point 3 se rapprochera de l'origine. Quand la droite de charge tangente la caractéristique tension-courant au point 4, ceci correspond à nouveau à un fonctionnement instable et le thyristor retrouve son état bloqué. Le courant d'anode au point 4 est le courant hypostatique.

Si, au lieu de réduire la tension d'alimentation pour atteindre le point 4 de la figure 8, on augmentait la résistance de charge, on trouverait un nouveau point de fonctionnement instable (point 5), qui correspondrait à une nouvelle valeur, plus faible, du courant hypostatique.

Si l'on maintient le courant de gâchette  $I_{G1}$  pendant que l'on diminue encore la tension d'alimentation jusqu'en  $V_{L3}$ , le blocage du thyristor survient au point 6, pour un courant d'anode inférieur. Un courant de gâchette  $I_{G2}$ , supérieur à  $I_{G1}$ , sera alors nécessaire pour déclencher le thyristor, mais une réduction de ce courant à une valeur inférieure à  $I_{G1}$  permettra au dispositif le retour à l'état non-conducteur. Le thyristor n'aura donc pas été vraiment « accroché » dans son état conducteur.

La valeur du courant d'accrochage est au moins aussi élevée que la valeur du courant hypostatique. En fait, on considère que le courant d'accrochage  $I_L$  doit être deux à trois fois supérieur au courant hypostatique  $I_H$  pour que le thyristor reste conducteur à coup sûr une fois le courant de commande supprimé.

## Caractéristique gâchette-cathode d'un thyristor

Le circuit de commande du thyristor doit être déterminé de façon à pouvoir fournir à ce dernier le courant nécessaire qui devra circuler entre gâchette et cathode. Du fait de sa technologie (voir fig. 4), les caractéristiques électriques présentées par le thyristor entre ses connexions de gâchette et de cathode sont celles d'une jonction PN, c'est-à-dire identiques à celles d'une diode, avec ou non une résistance en parallèle.

Au moment du déclenchement, lorsqu'une tension est appliquée à l'anode, le circuit équivalent gâchette-cathode est celui représenté sur la figure 9 ; il tient compte du courant principal qui circule dans la jonction gâchette-cathode. Puisque ce dernier

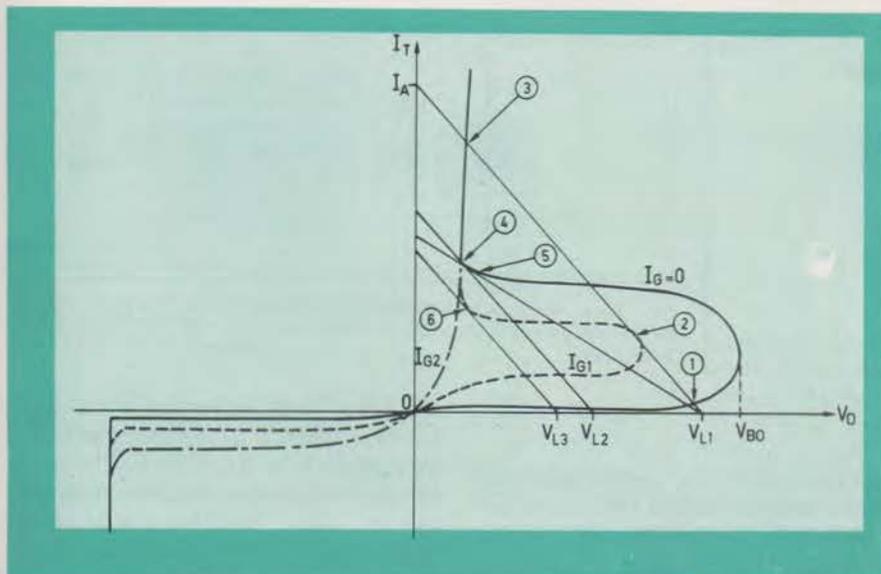


Fig. 8. - Modifications de la caractéristique courant-tension d'un thyristor en fonction du courant de gâchette.

est fonction du courant de gâchette, le courant total dans la jonction ainsi que la chute de tension à ses bornes augmenteront plus rapidement que lorsqu'il n'y a pas de tension d'anode.

Après que le thyristor ait été rendu conducteur et aussitôt que le courant principal circulant à travers la jonction est suffisant pour maintenir le dispositif conducteur, l'impédance de la gâchette change. Elle se comporte alors comme un générateur dont la tension est égale à la chute de tension directe de la jonction gâchette-cathode au courant d'anode considéré. Cette tension est, à peu de chose près, égale à la chute de tension directe entre anode et cathode. En d'autres termes, on constate qu'après suppression du courant de commande de gâchette, cette dernière joue le rôle d'un générateur, et qu'il sort un courant par cette électrode.

### Action d'une résistance entre gâchette et cathode

L'examen du schéma équivalent de la figure 4 montre qu'une faible résistance placée entre les connexions de gâchette et de cathode dérive une partie du courant autour de la jonction de gâchette, ce qui demande un courant d'anode supérieur pour débiter et maintenir la conduction. Habituellement, les thyristors de faible puissance présentent une grande sensibilité de déclenchement ; ils nécessitent pour cela de faibles courants de gâchette. On spécifie alors la résistance extérieure à mettre entre celle-ci et la cathode pour éviter le déclenchement intempestif du dispositif qui peut être provoqué par des courants de fuite dus à l'échauffement des jon-

ctions. Cette résistance dérive également une partie du courant principal interne provoqué par une rapide variation de la tension d'anode ( $dv/dt$ ), ce qui est favorable. Elle réduit considérablement le courant de fuite direct  $I_D$  parce qu'elle introduit une diminution de l'efficacité du transistor NPN (voir fig. 4). Cette résistance influe également sur le courant hypostatique  $I_H$  et sur le courant d'accrochage  $I_L$ . Enfin, la résistance extérieure de gâchette augmente légèrement la valeur du courant hypostatique : il faut également un courant principal un peu plus élevé pour commencer à amorcer le dispositif.

### Action d'une polarisation de gâchette positive

La présence d'un courant positif de gâchette quand la tension d'anode est négative augmente les courants de fuite, à travers le dispositif, d'une manière non négligeable (voir fig. 8). Il en résulte, pour le thyristor, un surcroît de dissipation. Il sera donc nécessaire, dans une telle éventualité, de rendre ces pertes négligeables ou pour le moins de les limiter à une valeur acceptable.

### Action d'une polarisation de gâchette négative

On ne doit jamais permettre à la gâchette de devenir plus négative (par rapport à la cathode) que la valeur mentionnée dans les notices. Par exemple, la gâchette du thyristor BRY 54-400 T a une tension inverse de pointe  $V_{RGM}$  de 6 volts : s'il existe une possibilité pour que la gâchette devienne plus négative que la valeur ci-dessus, il faut monter une diode, soit en série avec cette électrode,

soit entre gâchette et cathode pour limiter la tension inverse appliquée à l'électrode de commande.

Cependant, pour certains types de thyristors (dispositifs de petite puissance et thyristors de balayage télévision ESM 313 par exemple), il est permis d'augmenter la tension inverse sur l'électrode de commande jusqu'au moment où la jonction gâchette-cathode entre en avalanche. Ce mode de fonctionnement doit, dans tous les cas, être parfaitement maîtrisé de telle sorte que la dissipation maximale autorisée dans la gâchette ne soit jamais atteinte.

Lorsque l'anode est rendue positive, une polarisation négative de gâchette tend à améliorer les caractéristiques dans le sens direct : le thyristor peut également accepter des  $dv/dt$  plus importants pour une température de jonction donnée.

### Déclenchement par impulsions

Généralement, les spécifications de déclenchement des thyristors sont données pour une commande par tension et courant continu. Habituellement, pour des largeurs d'impulsions supérieures à  $20 \mu s$ , on peut utiliser les caractéristiques publiées. Pour des largeurs moindres, il faut augmenter  $I_{GT}$  et  $V_{GT}$ .

Il ne faudrait pas croire que seules les impulsions de forme rectangulaire peuvent déclencher les thyristors. Toute forme d'onde unidirectionnelle à transition positive brutale peut être employée, à condition qu'elle puisse fournir une énergie totale convenable et que ses caractéristiques courant-tension restent dans les limites prescrites par le fabricant.

Pour que le thyristor reste amorcé une fois l'impulsion supprimée, il faut que le courant principal puisse augmenter suffisamment rapidement pour que le courant d'accrochage soit atteint avant que l'impulsion cesse. Ce courant doit être considéré comme étant égal approximativement à trois fois la valeur du courant hypostatique indiqué dans les notices.

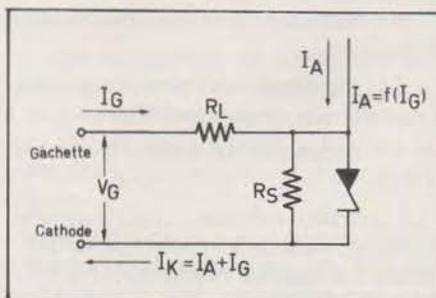


Fig. 9. - Circuit équivalent gâchette-cathode, au moment du déclenchement.

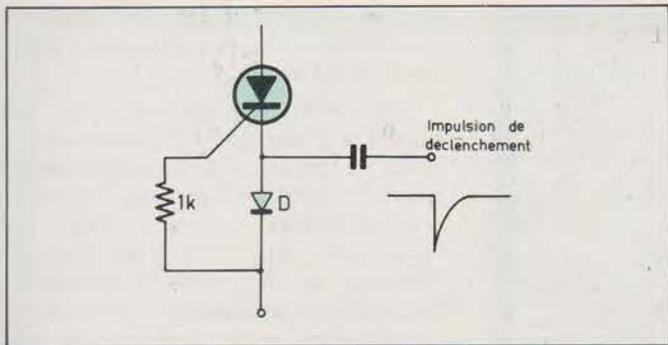


Fig. 10. – Façon de déclencher un thyristor lorsque l'on ne dispose que d'une impulsion de polarité négative.

Toutefois, pour une charge d'anode présentant un caractère fortement inductif, c'est-à-dire ne laissant s'établir le courant que lentement, il est nécessaire d'employer un signal de commande dont la durée soit suffisamment longue pour que l'impulsion ne cesse qu'une fois le courant d'accrochage atteint. C'est pourquoi, dans certains circuits de commutation, la commande de gâchette est effectuée par un signal carré (facteur de forme 50 %).

## Déclenchement avec une impulsion négative

Dans certaines applications, il est parfois nécessaire de déclencher le dispositif à partir d'une impulsion de polarité négative, au lieu d'une impulsion positive ainsi qu'à l'accoutumée. Pour des thyristors de petite puissance, le moyen le plus simple consiste à mettre une diode D en série dans la cathode du thyristor, comme indiqué sur la fig. 10. La diode étant placée dans le circuit principal doit pouvoir supporter la totalité du courant d'anode.

## Recommandations pour l'amorçage

Il y a quatre méthodes pour amorcer un thyristor :

- En envoyant un courant de gâchette
- En dépassant la température limite de jonction
- En dépassant la tension de claquage dans le sens direct  $V_{BO}$
- En dépassant la valeur limite du  $dv/dt$

La première méthode a été évoquée plus haut : c'est de loin celle qui est préférable. La seconde méthode est à proscrire formellement. La troisième méthode est à proscrire ; elle est même interdite par le constructeur (sauf pour

quelques dispositifs particuliers). Le constructeur ne garantit pas une valeur de  $V_{BO}$  ; par contre, il garantit le plus souvent la tension  $V_{DWM}$ . L'utilisateur n'a ainsi aucune garantie sur la tension  $V_{BO}$  à laquelle s'amorcera le thyristor, et qui peut être deux à trois fois plus élevée que la tension  $V_{DWM}$ , surtout pour les thyristors à basse tension.

La dernière méthode est également peu recommandée. En effet, un thyristor monté sur un circuit d'utilisation risque d'être détruit, car s'il peut toujours être amorcé en  $dv/dt$ , il ne supporte pas forcément le  $di/dt$  qui suit immédiatement cet amorçage.

La méthode consistant à amorcer le thyristor par une impulsion de gâchette est, de loin, celle qui est adoptée dans la majorité des cas. Pour avoir les meilleurs résultats, il faut tenir compte des principes suivants :

- Attaquer le circuit de gâchette de préférence avec un générateur de courant ; si l'on dispose d'un générateur de tension, mettre une résistance en série.
- Veiller à ce que le temps de montée de l'impulsion de commande soit aussi court que possible (0,1 à 1  $\mu s$ ), surtout si le thyristor doit supporter un  $di/dt$  après l'amorçage.

Dans les cas, rares, où le thyristor ne supporte que des  $di/dt$  faibles, on peut, à la rigueur, se contenter d'un temps de montée plus long et de courants plus faibles. Cela est d'autant plus important que le thyristor est d'un calibre plus élevé. Le courant de commande peut ensuite redescendre à la valeur  $I_{GT}$ .

L'impulsion de déclenchement idéale peut être décrite comme présentant une valeur de crête du courant de gâchette de l'ordre de trois fois  $I_{GT}$  (ce dernier paramètre étant la valeur maximale du courant d'amorçage par la gâchette indiquée dans les notices). En cas de  $di/dt$  important, on pourra adopter 5 ou 10  $I_{GT}$ , à condition toutefois de respecter la dissipation de puissance moyenne de gâchette limite. Le temps d'application de l'impulsion de gâchette doit être tel que le courant principal excède le courant d'accrochage quand

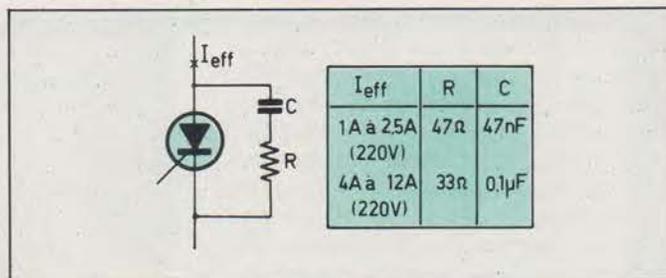


Fig. 11. – Un réseau de protection RC mis aux bornes du thyristor permet de protéger ce dernier contre les surtensions.

le courant de gâchette revient à la valeur  $I_{GT}$ . En l'absence d'indications précises, on prendra  $I_L \geq 3 I_H$  pour les thyristors normaux et  $I_L \geq 5 I_H$  pour les dispositifs rapides. Une impulsion rectangulaire n'offre aucun intérêt particulier, car ce sont les porteurs injectés pendant les premières  $\mu s$  qui jouent le rôle essentiel lors de l'amorçage.

Afin de pouvoir être amorcés par un courant de gâchette très faible, les thyristors sensibles ne comportent pas de résistance de gâchette intégrée. Il est donc indispensable de prévoir, entre gâchette et cathode, une résistance extérieure  $R_{GK}$  conforme aux spécifications. Si la dispersion du paramètre  $V_{GT}$  reste comprise entre 0,55 et 0,7 Volt à 25 °C, pour les petits thyristors sensibles, en revanche la dispersion de  $I_{GT}$  demeure importante, car ce paramètre est fonction du gain à bas niveau des transistors élémentaires (1  $\mu A$  à 200  $\mu A$ ).

L'expérience montre que les thyristors sensibles peuvent être facilement amorcés par des parasites ; on doit faire son possible pour les prémunir contre un déclenchement indésirable. Il est possible de monter un condensateur de faible capacité entre l'électrode déclenchement et la cathode, alors que ceci reste formellement déconseillé pour les thyristors plus puissants. Le souci de conserver une transition positive suffisamment abrupte au signal de commande impose une limitation à la valeur de ce condensateur.

Dans certaines applications où la charge présente un caractère fortement inductif, il peut devenir nécessaire, du fait du courant d'accrochage, de fonctionner avec des impulsions de gâchettes longues. Il existe cependant deux

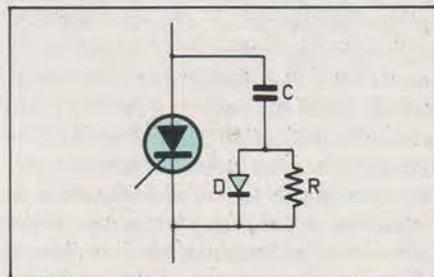


Fig. 12. – L'adjonction d'une diode D augmente les possibilités du montage en ce qui concerne le  $dv/dt$ .

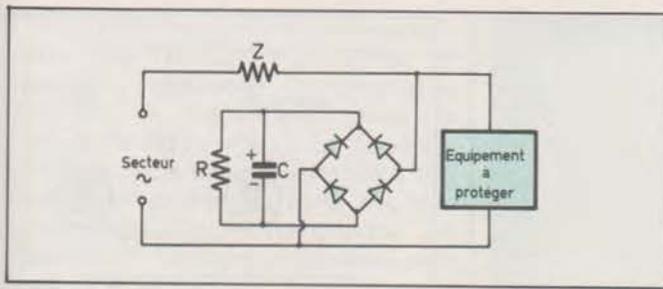


Fig. 13. - Le pont de diodes, la capacité C et la résistance R protègent le reste du montage contre les perturbations provenant du réseau.

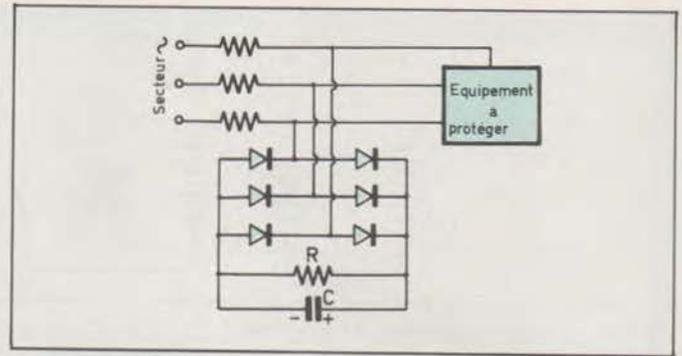


Fig. 14. - Même montage que celui de la figure 13 mais pour un réseau triphasé.

méthodes simples que l'on peut parfois utiliser pour éviter de telles impulsions : il est possible soit :

- de monter une résistance en parallèle sur la charge

- d'utiliser un circuit RC aux bornes du thyristor (voir figure 11), avec une constante de temps RC et une résistance telles que le courant de décharge soit de l'ordre de grandeur de  $I_L$  à la fin de l'impulsion. Le thyristor est alors parcouru par la somme des courants dans la charge et dans le circuit RC, le premier croissant tandis que le second décroît. Il est alors inutile de prévoir une durée d'impulsion longue, mais il est indispensable d'amorcer franchement le thyristor avec un courant crête de gâchette de l'ordre de 3 à 10  $I_{GT}$  et un temps de montée inférieur à la  $\mu s$ .

On peut aussi, dans certains cas, employer un train d'impulsions plutôt qu'une impulsion de longue durée.

Certains thyristors non sensibles, tels que les types BTW 27, BRY 54, 2N 1595 à 2N 1599, 11T4 à 17T4, comportent à l'intérieur de leur boîtier une résistance intégrée placée entre gâchette et cathode, ce qui dispense d'en prévoir une dans le montage. Dans ces conditions, il existe une dispersion relativement importante du courant  $I_{GT}$  qui est liée à celle des résistances intégrées. La dispersion de la tension  $V_{GT}$ , paramètre gouverné par la physique du matériau semi-conducteur, reste plus restreinte (entre 0,7 et 0,85 Volt à 25 °C).

## Parasites

Un thyristor est d'autant mieux protégé contre les déclenchements parasites qu'il est plus « dur » à amorcer, c'est-à-dire que l'impédance présentée par son circuit de gâchette est faible.

## Protection des thyristors (surtensions, $dv/dt$ , $di/dt$ )

En régime de polarisation inverse (anode négative, cathode positive) aussi bien qu'en régime direct, il est néces-

saire de protéger le thyristor contre les surtensions pour éviter la destruction de ce composant, dans le cas où le niveau de ceux-ci est trop important. En régime direct, il faut éviter un amorçage spontané du thyristor, soit par dépassement de la tension  $V_{DRM}$ , soit par un  $dv/dt$  trop élevé. En effet, un amorçage se produisant d'une de ces deux façons a des conséquences néfastes sur le circuit et pour la fiabilité du thyristor qui doit normalement être amorcé par la gâchette.

L'association au thyristor d'un réseau de protection du type RC résoud le plus souvent le problème des surtensions. Un tel réseau est indiqué sur la figure 11.

Il protège le thyristor contre les surtensions générées au moment du blocage et également contre certains types de surtensions extérieures. La valeur de la résistance doit être plus faible, ou du même ordre de grandeur que la charge. Toutefois, elle doit être suffisamment élevée pour limiter la contrainte appliquée au composant au moment du  $di/dt$  de l'amorçage.

Il est également souhaitable de limiter la valeur de crête de ce courant de décharge pour amortir les oscillations qui pourraient prendre naissance dans cet endroit du montage.

On peut parfois aussi améliorer l'efficacité du réseau RC de protection en plaçant une diode en parallèle sur la résistance, dans un sens tel que la résistance soit shuntée par la diode lors de la charge de la capacité ( voir figure 12)

Lorsque le réseau peut amener des parasites par lui-même, il est souhaitable d'adjoindre au montage une protection supplémentaire. Pour assurer celle-ci, on a utilisé dans les figures 13 et 14, un condensateur et un pont de diodes qui a pour but de supprimer les oscillations entre cette capacité et les inductances réparties du réseau. La valeur de la capacité sera telle que celle-ci absorbe l'énergie des perturbations. La valeur de la résistance R est toujours assez élevée, car elle sert à décharger le condensateur pour faire décroître lentement la tension à ses bornes.

Lorsque la vitesse de croissance de la tension à l'état bloqué devient trop grande, elle risque d'entraîner la mise en conduction spontanée du thyristor. Pour pallier cet inconvénient, le réseau de protection RC peut être complété par l'introduction d'une diode (voir figure 12). On augmente les possibilités en  $dv/dt$  de la plupart des thyristors en polarisant négativement l'électrode de commande par rapport à la cathode ; toutefois, il ne faut alors pas dépasser la tension inverse maximale permise  $V_{GRM}$ .

En ce qui concerne les thyristors sensibles de faible puissance, ils doivent toujours fonctionner avec une résistance entre gâchette et cathode. En diminuant la valeur de cette résistance, et/ou en montant un petit condensateur entre ces deux électrodes, on parvient parfois à améliorer leur tenue en  $dv/dt$ . Cependant, il faut noter que le fait de mettre une faible résistance entre gâchette et cathode n'apportera que peu ou pas d'amélioration dans la tenue en  $dv/dt$  des thyristors non sensibles.

Quand on rend conducteur un thyristor, le courant principal croît selon une loi qui dépend de l'inductance présentée par le circuit de charge. La variation du courant dans la charge inductive s'exprime par la relation  $E/L = (di/dt)$ . Puisque le thyristor est sensible au phénomène de  $di/dt$ , il convient donc d'imposer une limitation à cette vitesse de croissance du courant à l'état passant, pour éviter l'apparition de deux phénomènes gênants :

- une élévation importante de la puissance dissipée lors de la commutation qui est proportionnelle à la vitesse de croissance du courant.

- une dissipation de cette énergie dans une zone extrêmement localisée de la jonction gâchette-cathode, dissipation calorifique qui peut entraîner la fusion du cristal semi-conducteur à cet endroit.

Dans le cas de circuits à commutation forcée ou à décharge de capacité, le  $di/dt$  peut atteindre des valeurs non compatibles avec les chiffres spécifiés dans les notices. Dans ce cas, on pourra se pré-

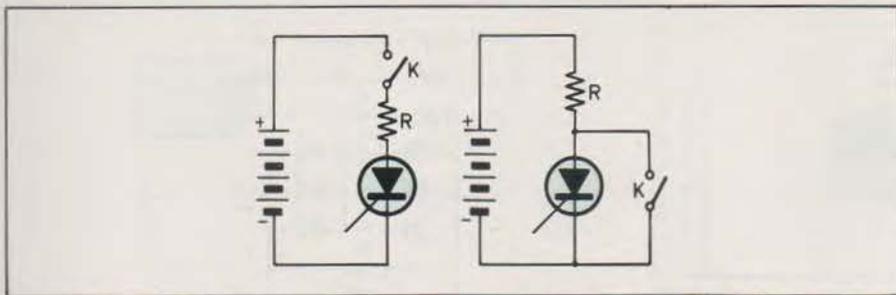


Fig. 15 a. - Le thyristor est désamorçé lorsque l'interrupteur K est ouvert.

Fig. 15 b. - C'est la fermeture de l'interrupteur K qui provoque l'extinction du thyristor.

munir contre ces valeurs trop élevées en utilisant l'un des moyens suivants :

- amorcer le thyristor avec un courant de gâchette très important (de l'ordre de cinq fois le  $I_{GT}$  spécifié). Le temps de montée de l'impulsion de gâchette sera très faible, en tout cas inférieur à  $1 \mu s$ .

- établir une limitation à la vitesse de croissance du courant principal, retarder l'établissement de ce même courant à l'aide d'une petite inductance saturable de façon à se maintenir à l'intérieur des limites spécifiées.

## Extinction des thyristors

Il y a plusieurs façons de bloquer un thyristor ; parmi celles-ci, citons :

- La méthode par interruption du courant. Elle est illustrée par les montages de la figure 15. Le commutateur K, placé en série ou bien en parallèle avec le thyristor permet de supprimer totalement le courant principal qui circule dans ce dispositif. Le thyristor est désamorçé lorsque K est ouvert (Figure 15 A) ou lorsque K est fermé (Figure 15 B).

- La méthode de commutation naturelle. Le courant principal tend à s'inverser par suite des propriétés de l'alimentation extérieure et, en général, sans transition brusque. C'est le cas du fonctionnement classique avec une source d'énergie alternative 50 Hz, par exemple.

- La méthode consistant à diminuer le courant principal en dessous du courant hypostatique. Elle est assez rarement utilisée ; néanmoins, dans certains cas, un circuit peut être alimenté par une tension unidirectionnelle qui s'annule périodiquement. Si la charge n'est pas inductive, le courant passera par zéro en même temps et cela pourra être mis à profit pour bloquer le thyristor. C'est le cas des alimentations redressées monophasées deux alternances.

En pratique, la tension s'annule, ou devient inférieure à celle nécessaire pour assurer le courant hypostatique, pen-

dant un temps assez court qui peut être insuffisant pour désamorcer le thyristor. Cette méthode est à réserver aux thyristors de petite et moyenne puissance ( $I_{crête}$  inférieur à 10 ampères) ; il est recommandé d'utiliser alors des dispositifs rapides à faible  $t_q$ . De plus, lors de  $T_q$ . De plus, lors de l'élaboration du schéma, il convient de connaître la valeur minimale du  $I_H$  pour être certain que tous les dispositifs du même type seront désamorçés à coup sûr.

- La méthode de commutation forcée. Le courant principal dans le thyristor s'annule par suite d'une commutation dans un circuit extérieur. Cette commutation est, en général, réalisée par la décharge d'un condensateur. Le courant dans le thyristor, qui est la différence entre le courant dans la charge et le courant de décharge de C, s'annule et le dispositif se bloque. Cependant, on ne peut pas réappliquer la tension positive avant un certain temps  $t_q$ , sous peine de voir le thyristor se remettre à conduire. Le schéma de principe d'un type de commutation forcée est indiqué sur la Figure 16. Supposons qu'au départ Th 1 soit conducteur et Th 2 soit bloqué. La capacité C est alors chargée avec les polarités indiquées sur la Figure 16. Lorsque Th 2 est rendu conducteur, le condensateur C se trouve branché aux bornes de Th 1 à travers Th 2 ;

Si le courant principal est annulé suffisamment longtemps, le thyristor Th 1 sera bloqué. Le thyristor Th 2 reste alors conducteur ; il sera bloqué à son tour quand on réamorcera Th 1 à nouveau. Le thyristor Th 2 peut être aussi bloqué si l'on choisit la valeur de la résistance R 1 de telle sorte qu'elle ne laisse circuler dans ce dispositif qu'un courant qui soit inférieur au courant hypostatique.

Ici également, il conviendra de s'assurer que la valeur minimale du courant hypostatique est telle que tous les thyristors d'un même type se trouveront désamorçés. Dans le cas où  $I_{H(min)}$  n'est pas spécifié, on peut considérer, très grossièrement, que ce paramètre est environ de l'ordre de 2 à 3 mA pour les dispositifs en boîtier TO - 66 et approximativement de l'ordre de 0,8 mA pour les petits thyristors sensibles.

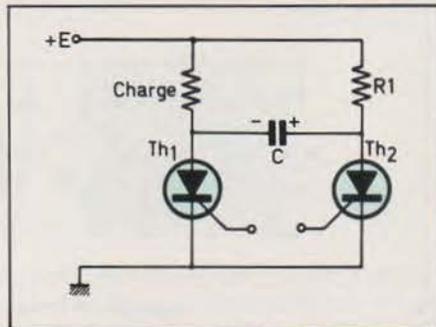


Fig. 16. - Schéma de principe d'une bascule à thyristor ; c'est l'amorçage d'un dispositif qui provoque l'extinction de l'autre par commutation forcée.

- La méthode de désamorçage par courant inverse de gâchette. Ce procédé, peu employé, n'est pas utilisable avec tous les thyristors. De plus, il ne peut être mis en œuvre que lorsque le courant principal est assez faible ; de ce fait, cette méthode est plutôt réservée aux dispositifs de très petite puissance.

Dans le schéma équivalent du pseudo-thyristor de la Figure 4, quand le dispositif est conducteur, on peut admettre, en première approximation, que le gain en courant du transistor T 1 est égal à celui du transistor T 2, de telle sorte que les intensités se répartissent d'égale manière entre le transistor PNP et le transistor NPN T 2, ce dernier serait bloqué et le transistor PNP reviendrait à son état primitif (bloqué). Le gain au blocage, qui est défini comme le rapport existant entre le courant principal circulant dans le dispositif juste avant l'interruption, et l'intensité inverse de gâchette nécessaire pour produire ce blocage, serait dans ce cas approximativement de deux.

Il est possible d'obtenir ce type de fonctionnement sur certains thyristors de petite puissance en appliquant sur la gâchette une impulsion de tension négative par rapport à la cathode. Cette impulsion doit être suffisamment courte, et l'intensité du courant inverse doit rester relativement modérée de façon à ne pas dégrader les caractéristiques du dispositif par une dissipation de puissance instantanée trop importante. Mais la durée de l'impulsion de blocage doit être suffisamment importante pour que le thyristor ait le temps de se désamorcer.

Le temps de désamorçage croît fortement avec la température, surtout lorsque celle-ci approche de la limite supérieure de la température de jonction.

Plus le courant principal est élevé, plus il y a de porteurs minoritaires au niveau des jonctions à bloquer, c'est-à-dire que le temps de désamorçage augmente lorsque le courant direct avant commutation augmente. La pente de variation diminue très lentement, une partie importante des porteurs minoritaires disparaît avant le blocage.

En général, pour les dispositifs possédant des résistances intégrées de gâchette, l'électrode de commande demeure en circuit ouvert durant le temps de désamorçage. En revanche, pour les petits thyristors sensibles, une résistance gâchette-cathode est toujours souhaitable. Dans certains cas, une polarisation négative de gâchette peut réduire le  $t_q$ .

Le temps de désamorçage varie également beaucoup avec la tension négative réappliquée, tant que celle-ci reste inférieure à 100 Volts ; au-dessus, son influence se fait beaucoup moins sentir.

La tension inverse  $V_R$  appliquée pendant le temps de désamorçage à une grande influence sur le  $t_q$ , du moins pour les premières dizaines de volts. On peut considérer que  $t_q$  peut varier du simple au double si la tension inverse appliquée varie de 100 Volts à 1 Volt. Cette dernière valeur de tension correspond à peu près à celle d'une diode placée anti-parallèle.

La tension de gâchette a aussi une influence sur le temps de désamorçage ; sur certains thyristors alliés, une polarisation négative de gâchette permet de gagner près de 10 % sur le  $t_q$ . Sur les petits thyristors, cette influence peut devenir très importante ; en revanche, elle reste négligeable pour certains gros thyristors.

Le temps de désamorçage varie avec la tension réappliquée ainsi qu'avec la vitesse de variation de cette tension ( $dv/dt$ ). Cette influence varie beaucoup d'un type de dispositif à l'autre, suivant la structure de la jonction PN de cathode.

## Commande de phase

La commande de phase est un procédé qui permet d'appliquer à la charge, par le moyen d'une commutation rapide et à chaque cycle, une fraction déterminée de la tension d'alimentation. C'est un procédé très efficace pour commander la puissance appliquée à la charge (lampe, moteur, alimentation continue, résistance chauffante, etc...).

La commande de la puissance appliquée est réalisée en faisant varier, au cours de la demi-période, le moment à partir duquel le thyristor est rendu conducteur. Ce dispositif demeure amorcé durant tout le restant de la demi-période, jusqu'à ce que le courant principal s'annule, à la fin du cycle, quand la tension s'inverse.

La Figure 17 décompose le fonctionnement de la commande de phase. L'onde du secteur est indiquée sur la Figure 17 A ; cette onde, redressée à deux alternances, est représentée sur la

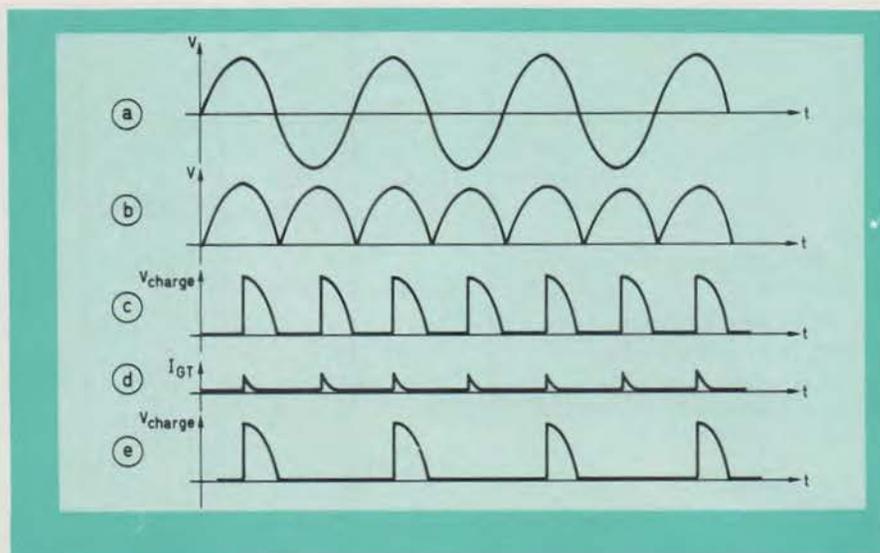


Fig. 17. :  
a) Forme d'onde du secteur  
b) Secteur redressé à deux alternances  
c) Aspect de la tension aux bornes de la charge pour une commande de phase fonctionnant à partir d'un redressement à deux alternances.  
d) Courant de déclenchement envoyé dans la gâchette du thyristor.  
e) Forme d'onde aux bornes de la charge pour une commande de phase fonctionnant à partir d'un redressement monoalternance.

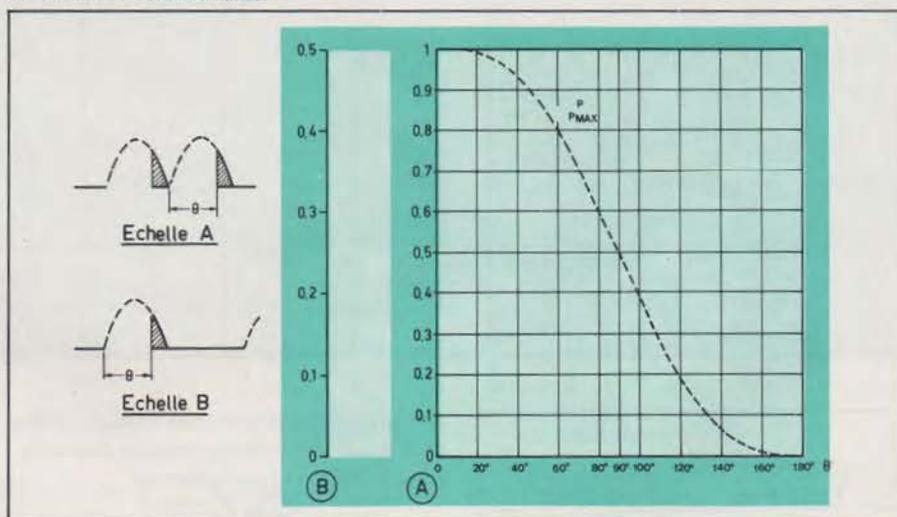


Fig. 18. - Courbe indiquant la puissance appliquée à la charge par rapport à la puissance maximale qu'il est possible de lui envoyer, en fonction de l'angle de non-conduction. L'échelle A s'applique pour une onde redressée à deux alternances, tandis que l'échelle B se rapporte à un redressement monoalternance.

**Figure 17 B.** La Figure 17 D montre le moment où le thyristor est amorcé, c'est-à-dire le moment où ce dernier reçoit sur sa gâchette un signal de commande. La tension appliquée aux bornes de la charge est semblable à celle représentée sur la Figure 17 E s'il s'agit d'un redressement à deux alternances et sur la Figure 17 C dans le cas d'un redressement monoalternance.

La courbe de la Figure 18 représente la puissance appliquée à la charge, par rapport à la puissance maximale qu'il est possible de lui envoyer, en fonction de l'angle de phase  $\theta$ . Evidemment, la puissance maximale dans la charge est obtenue quand on lui applique l'intégralité des demi-sinusoïdes ( $\theta = 0^\circ$ ).

Pour un angle  $\theta = 90^\circ$  (c'est-à-dire qu'à ce moment le thyristor est déclenché juste sur la crête des sinusoïdes), la puissance appliquée à la charge est la moitié de celle possible pour un angle  $\theta = 0^\circ$ . Si le redressement est monoalternance, c'est-à-dire qu'il n'existe qu'une demi-alternance sur deux, la puissance appliquée à la charge est moitié moindre (échelle B de la courbe de la Figure 18).

L'avantage de cette méthode, contrairement à ce qui se passe avec un réglage de la puissance par résistance variable, est qu'il n'y a pratiquement pas de puissance dissipée dans l'organe de commande.

TYPE	FAB.	Boîtier	$I_{Tieff}$ (A)	Gamme de tension (V)	$I_{TSM}$ 10 ms (A)	$t_{oper.}$ (°C)	$I_{GT}$ (mA)	$t_q$ ( $\mu$ s)
2N877 à 2N881	Sescosem	TO-46	0,5	30 à 200	20 (rect.)	- 65 à + 125	0,2	non spécif.
BRY-55-30 à BRY-55-400	Sescosem	X-55	0,8	30 à 400	8	- 40 à + 125	0,2	"
2N2322 à 2N2329	Sescosem	TO-39	1,6	25 à 400	15	- 65 à + 125	0,2	"
10T4 à 17T4	Sescosem	TO-39	1,6	25 à 400	15	- 20 à + 100	10	"
BRY-54-100 T à BRY-54-600 T	Sescosem	TO-39	2,5	100 à 600	60	- 40 à + 125	20	"
TY-504 à TY-6004	Silec	TO-220	4	50 à 600	60	-	20	-
2N1770, A à 2N1778	Sescosem	TO-64	7,4	25 à 500	60	- 65 à + 125 + 150 (A)	15	non spécif.
BTW 27-100R à BTW 27-600R	Sescosem	TO-66	10	100 à 600	120	- 40 à + 115	50	"
2N681 à 2N692	Sescosem Silec	TO-48	25	25 à 800	200	- 65 à + 125	40	"

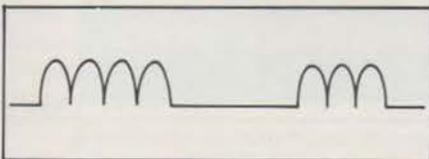


Fig. 19. - Formes d'ondes observées aux bornes de la charge lors d'une commutation à zéro de tension.

conduction en dehors des valeurs citées plus haut. (voir détermination des principaux courants et tensions)

### Commutation à zéro de tension

Chaque fois qu'un circuit de puissance est commuté, il y a création d'un parasite électrique. Ceci est particulièrement vrai si le circuit de charge est purement résistif ; dans ce cas, le courant principal passe de zéro à sa valeur normale en un temps extrêmement court (quelques microsecondes). Si le circuit fonctionne en commande de phase sur les deux alternances du secteur 50 Hz, ce parasite est répété 100 fois par seconde ; dans le cas où l'on a affaire à un convertisseur à thyristor, la fréquence de répétition du parasite électrique peut être considérablement plus élevée.

Bien sûr, il est toujours possible de protéger l'environnement contre ces parasites en munissant le montage de filtres H.F. appropriés, comportant des

bobines d'arrêt et des condensateurs de découplage ; on peut augmenter encore l'efficacité de la protection en incluant le montage et les filtres dans un coffret blindé.

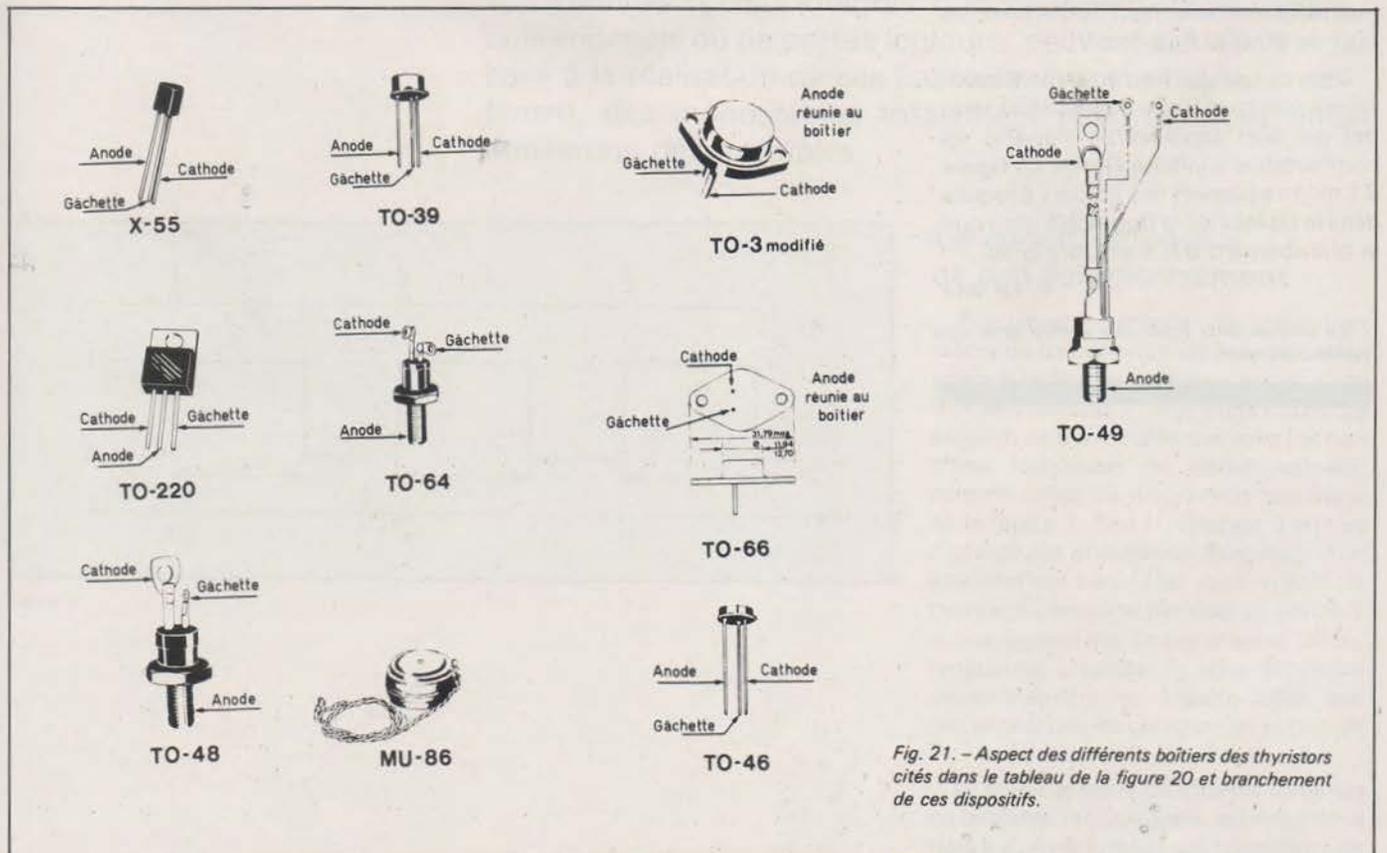
Cependant, il existe un autre moyen de commander la puissance appliquée à une charge sans créer de parasites ; il s'agit de la technique de commutation à zéro de tension (Zero Voltage Switching). La forme d'onde du signal appliqué à la charge comporte toujours un nombre entier de demi sinusoïdes, le thyristor étant mis en conduction exactement au début de chaque demi période. La commande de puissance est obtenue en envoyant à la charge des trains plus ou moins longs de demi sinusoïdes entières (voir Figure 19). Il n'y a donc plus production de parasites électriques puisque, tous les signaux commençant et se terminant lorsque la tension est nulle, il n'y a pas de fronts raides.

Toutefois, cette méthode n'est généralement utilisée que dans les commandes d'éléments chauffants (fours, clima-

Il est important de remarquer la non linéarité de la courbe de la fig. 18. Les 30 premiers et les 30 derniers degrés contribuent fort peu à l'augmentation de la puissance appliquée. De ce fait, un angle de conduction variant de 30° à 150° seulement, produira une commande de puissance allant de 3 % à 97 % de la puissance maximale ; généralement, il est donc inutile de concevoir des montages procurant des angles de

2N5204 à 2N5207	Sescosem	TO-48	35	600 à 1200	300	- 40 à + 125	40	"
TK 110 V à TK 1160 V	Silec	TO-49	110	100 à 1600	1200	+ 125	125	"
CG2-25-1 à CG2-25-12	Silec	MU-86	470	100 à 1200	5000	-	200	"
BRY-55S-30 à BRY-55S-200	Sescosem	X-55	0,8	30 à 200	8	- 40 à + 125	0,2	6
BT 112-750 D et BT 113-700 D	Sescosem	TO-66	5	750 et 700	80	- 40 à + 110	50	3 et 5
BTW-27S-200 R à BTW-27S-500 R	Sescosem	TO-66	7	100 à 400	80	- 40 à + 100	50	6
2N3649 à 2N3658	Sescosem	TO-48	35	50 à 400	180 (5 ms)	- 65 à + 120	180	10 et 15
BTW-28A-500 R à BTW-28A-800 R	Sescosem	TO-48	35	500 à 800	180 (5.ms)	- 65 à + 120	180	20
ESM 313-100 R à ESM 313-600 R	Sescosem	TO-3 modifié	40	100 à 600	300	- 40 à + 125	150	5

Fig. 20. - Tableau résumant les caractéristiques principales de quelques thyristors parmi les plus courants.



tisation, etc...), parce que la puissance qui est appliquée à la charge varie en tout ou rien et que la récurrence avec laquelle elle est envoyée dans le circuit peut être assez faible. Si, par exemple, on alimentait des lampes d'éclairage au moyen d'une commutation à zéro de tension, on remarquerait un scintillement désagréable de l'intensité lumineuse correspondant aux périodes séparant deux trains de demi sinusoïdes.

## Aspect du thyristor

A l'heure actuelle, le nombre de thyristors dûment répertoriés dépasse 13 000 ; ils sont fabriqués par plus de 70 firmes réparties dans le monde entier. Encore cet inventaire ne comporte-t-il pas les triacs et les dispositifs multi-gâchettes. C'est dire qu'il est impensable de pouvoir présenter, en un seul tableau, l'essentiel des fabrications. Nous nous sommes donc limité à quelques types, plus couramment rencontrés sur le marché Français, mais évidemment il en existe beaucoup d'autres, aussi répandus, que nous ne pouvons citer faute de place. Le tableau de la **Figure 20** regroupe donc quelques dispositifs dont le  $I_{Teff}$  est compris entre 0,5 et 170 Ampères. Les types à très forts courants ont été volontairement écartés parce qu'il n'intéressent qu'une catégorie bien définie de spécialistes. A titre d'information, il faut tout de même savoir qu'il existe des thyristors ayant un  $V_{DRM}$  de 3 500 à 4 000 Volts, et d'autres qui peuvent laisser circuler des intensités de l'ordre de 3 300 A (avec un  $I_{TSM}$  de 80 000 Ampères !!!).

Dans ce tableau, on a également mentionné quelques types de thyristors rapides qui sont capables de travailler en commutation à vitesse élevée. La **figure 21** montre l'aspect des boîtiers évoqués dans le tableau de la **figure 20**, ainsi que le branchement des thyristors cités.

**P. Le Bail**

*(La suite de cette étude sera publiée dans notre prochain numéro).*

## Bibliographie

- La pratique des thyristors, par J.M. PETER - Note d'application Sescosem N° 114.
- Les thyristors et leurs applications, par R. DUBOIS et J.M. PETER - Note Sescosem N° 120.
- Utilisation des thyristors de faible puissance, par Y. YSMAL - Note Sescosem N° 122.
- Progrès dans les thyristors de petite puissance, par J.M. PETER - Note Sescosem N° 126.
- Analysis and design of optimized snubber circuits for  $dv/dt$ , par S.J. WU - IEEE, IGA 1970.
- Le thyristor de puissance, technologie et applications industrielles, par J.M. PETER - Note d'application Sescosem N° 134.
- SCR Manual GeCo, 5th edition.

On baptise « monostables » des circuits où les semi-conducteurs travaillent en régime de commutation, donc entre le blocage et la saturation, et qui peuvent prendre deux états. L'un d'entre eux, stable, est l'état de repos, dans lequel le montage peut demeurer indéfiniment. L'autre état est dit « quasi-stable », et le montage n'y bascule que sur une impulsion de déclenchement. La durée de ce deuxième état, improprement appelée « période », ne dépend que des caractéristiques du circuit.

## Les bascules monostables

Il existe de nombreuses réalisations pratiques des bascules monostables. Après un examen détaillé du schéma de base, qui nous servira de prétexte à l'analyse du fonctionnement, nous indiquerons plusieurs exemples de bascules monostables utilisant des transistors à jonctions. L'emploi des transistors à effet de champ autorise l'accès aux très longues périodes, et nous y consacrerons une partie de notre étude.

Enfin les circuits intégrés, qu'il s'agisse d'amplificateurs opérationnels ou de portes logiques, peuvent aussi servir de base à la réalisation de ces bascules. Il existe même, maintenant, des monostables totalement intégrés, dont nous donnerons des exemples.

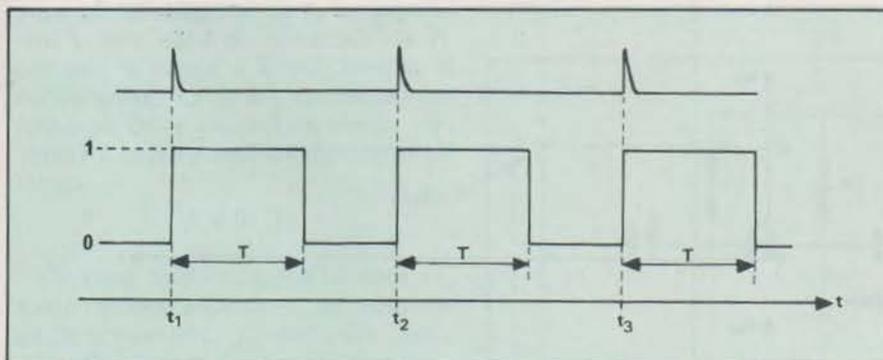


Figure 1

### Le circuit de base et son fonctionnement

Précisons, d'entrée, la définition même de bascule monostable, par référence à la **figure 1**. Nous y avons noté 0 l'état stable, et 1 l'état quasi-stable. Le passage de 0 à 1 s'effectue sous l'action d'une impulsion de déclenchement, comme celles du diagramme supérieur de la **figure 1**. Soit  $t_1$ , l'instant d'arrivée d'une de ces impulsions, donc celui d'un basculement vers l'état quasi-stable : le montage y séjourne pendant un temps  $T$  qui ne dépend que de ses propres caractéristiques. L'instant  $t_2$ , d'un deuxième déclenchement, ne dépend donc que des impulsions de commande, et non de  $T$ .

Le plus classique de tous les schémas de bascules monostables, est celui de la **figure 2**. Ayant choisi des transistors de type NPN, nous alimentons le montage

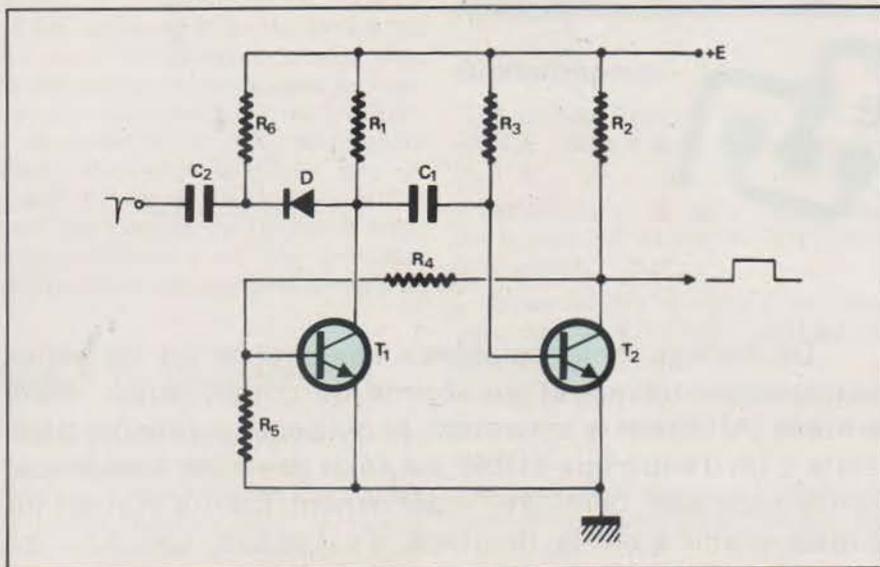


Figure 2

sous une tension  $E$  positive par rapport à la masse. L'état de repos doit être caractérisé par le blocage de  $T_1$ , et la saturation de  $T_2$ . Si  $\beta$  est le gain en courant des transistors, la dernière condition se traduit, mathématiquement, par l'inégalité :

$$R_3 \leq \beta \cdot R_2$$

En effet, si on néglige les tensions base-émetteur et collecteur-émetteur dans le transistor  $T_2$  saturé, les courants de base  $I_b$  et de collecteur  $I_c$  ont respectivement pour intensité :

$$I_b = \frac{E}{R_3} \text{ et } I_c = \frac{E}{R_2}$$

ce qui donne l'inégalité ci-dessus, en imposant, pour la saturation :

$$I_b \geq \beta \cdot I_c$$

Toujours dans l'état stable, le potentiel  $V_{b1}$  de la base de  $T_1$ , se trouve maintenu à une valeur pratiquement nulle. Il n'est, en effet, qu'une fraction du potentiel  $V_{c2}$  du collecteur de  $T_2$ , déterminée par les résistances  $R_4$  et  $R_5$  :

$$V_{b1} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot V_{c2}$$

Donc,  $T_1$  est bien bloqué.

Toujours dans l'état de repos, la diode  $D$  a ses deux électrodes maintenues au même potentiel  $+E$ , par les résistances  $R_1$  et  $R_6$  respectivement. Enfin, le condensateur  $C_1$  se trouve chargé sous la différence de potentiel  $+E$ , l'armature de gauche étant la plus positive.

Supposons maintenant qu'on applique, à travers  $C_2$ , une impulsion négative. Celle-ci est transmise, par la diode  $D$ , au collecteur de  $T_1$ , puis par le condensateur  $C_1$ , à la base de  $T_2$ , qui devient négative par rapport à la masse :  $T_2$  se bloque. Il en résulte une remontée de  $V_{c2}$ , transmise à la base de  $T_1$  par le diviseur  $R_4, R_5$  :  $T_1$  devient conducteur,

et son potentiel de collecteur diminue. Comme cette nouvelle diminution est transmise à la base de  $T_2$  par  $C_1$ , il apparaît un effet cumulatif, et tout le montage bascule très vite vers l'état où  $T_1$  est saturé, tandis que  $T_2$  est bloqué.

En se reportant à la figure 3, qui regroupe les diagrammes représentatifs de l'évolution des tensions sur trois électrodes du circuit, on voit que le potentiel  $V_{b2}$  de la base de  $T_2$ , est passé de 0 à  $-E$ . En effet, pendant la durée du basculement, la charge de  $C_1$ , donc la d.d.p. à ses bornes, n'a pas eu le temps de varier.

A partir de  $t_1$ , le condensateur  $C_1$  ne peut se charger qu'à travers  $R_3$ , avec la

constante de temps  $R_3 C_1$ . Cette charge, exponentielle, s'interrompt quand  $V_{b2}$  franchit la valeur 0, donc à l'instant  $t_2$  de la figure 3. En effet,  $T_2$  devient alors conducteur, ce qui bloque à nouveau  $T_1$ , dans un temps très bref grâce à l'effet cumulatif.

On prélève les signaux de sortie sur le collecteur de  $T_2$ , où ils apparaissent en lancée positive.

Le calcul de la « période »  $T$  du monostable, est très voisin de celui des demi-périodes d'un multivibrateur astable (voir Electronique Applications, n° 2). On trouve :

$$T = 0,7 R_3 \cdot C_1$$

## D'autres bascules monostables à transistors

A partir du montage de la figure 2, il est possible, moyennant quelques modifications, de concevoir un déclenchement par la base de  $T_1$ , et non par son collecteur. On aboutit au schéma de la figure 4.

Puisqu'il s'agit toujours, pour passer dans l'état quasi-stable, de rendre conducteur le transistor  $T_1$  bloqué au repos, l'impulsion appliquée à travers  $C_2$  doit, cette fois, être positive.

Nous avons profité de la figure 4 pour signaler un perfectionnement, applicable aussi bien au cas de la figure 2 : il s'agit de l'adjonction du condensateur  $C_3$ , de faible capacité, branché en parallèle sur la résistance  $R_4$ . En favorisant la transmission des transistors recueillis au

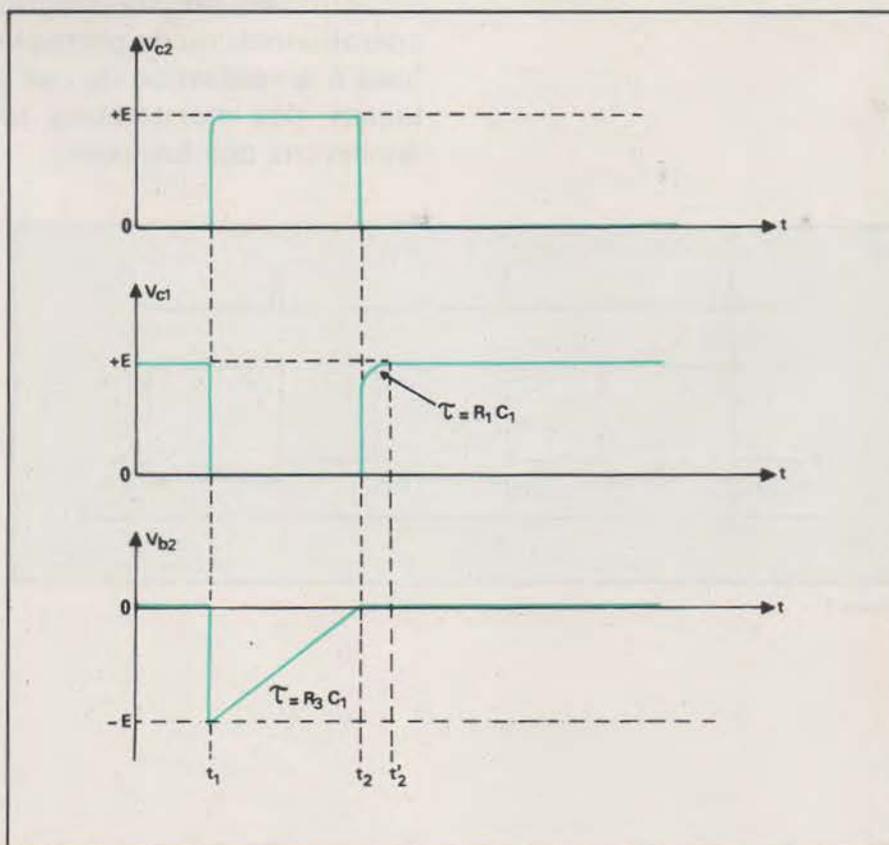


Figure 3

collecteur de  $T_2$ ,  $C_3$  accélère les basculements du montage.

Dans le circuit de la **figure 5**, le couplage continu n'est plus obtenu, comme précédemment, par un diviseur résistif entre le collecteur de  $T_2$  et la base de  $T_1$ , mais par la résistance commune aux émetteurs de ces deux transistors. Supposons le montage dans son état stable : si la résistance  $R_3$  a été convenablement choisie (nous avons déjà explicité ce critère) le transistor  $T_2$  est saturé. En négligeant alors sa différence de potentiel collecteur-émetteur, on peut calculer la chute de tension  $v$  aux bornes de  $R_4$  :

$$v = E \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4}$$

Pour que  $T_1$  soit alors bloqué, il faut imposer, à sa base, un potentiel égal, ou mieux légèrement inférieur, à  $v$  ; ce résultat est obtenu grâce aux résistances de polarisation  $R_5$  et  $R_6$ .

Dans l'exemple que nous avons choisi, le déclenchement s'effectue par applications d'impulsions positives sur la base de  $T_1$ , à travers le condensateur  $C_2$ . Il est évident qu'on pourrait aussi commander le montage par des impulsions positives, au collecteur de ce même transistor.

On notera enfin que la tension de sortie, toujours recueillie sur le collecteur de  $T_2$ , ne s'annule plus : sa valeur minimale est maintenant  $v$ , tandis que la valeur maximale reste  $+E$ .

## Le problème du temps de récupération

Par l'examen des diagrammes de la **figure 1**, il pourrait sembler que, dès le retour de la bascule à l'état 0, il est possible de la déclencher par une nouvelle impulsion.

En fait, ce retour n'est pas instantané, comme le montre la **figure 2**. Si le potentiel du collecteur de  $T_2$  tombe très vite à zéro, celui du collecteur de  $T_1$  n'atteint la valeur  $+E$  que lorsque le condensateur  $C_1$  a été complètement rechargé. Or, le courant de charge traverse  $R_1$ , ce qui introduit la constante de temps :

$$\tau = R_1 \cdot C_1$$

Ce n'est donc qu'après l'instant  $t'_2$ , qu'on pourra provoquer un nouveau déclenchement. L'intervalle  $t_2 t'_2$  s'appelle « temps de récupération ».

Il est possible de diminuer ce temps de récupération grâce au circuit de la **figure 6**, où le transistor  $T_2$  a été remplacé par le groupement, en Darlington, des transistors  $T_2$  et  $T_3$ . En effet, le gain en courant de ce groupement étant très grand, on peut donner une valeur beaucoup plus élevée à la résistance  $R_3$ . Pour une même période  $T$ , il est alors possible de diminuer la capacité du condensateur

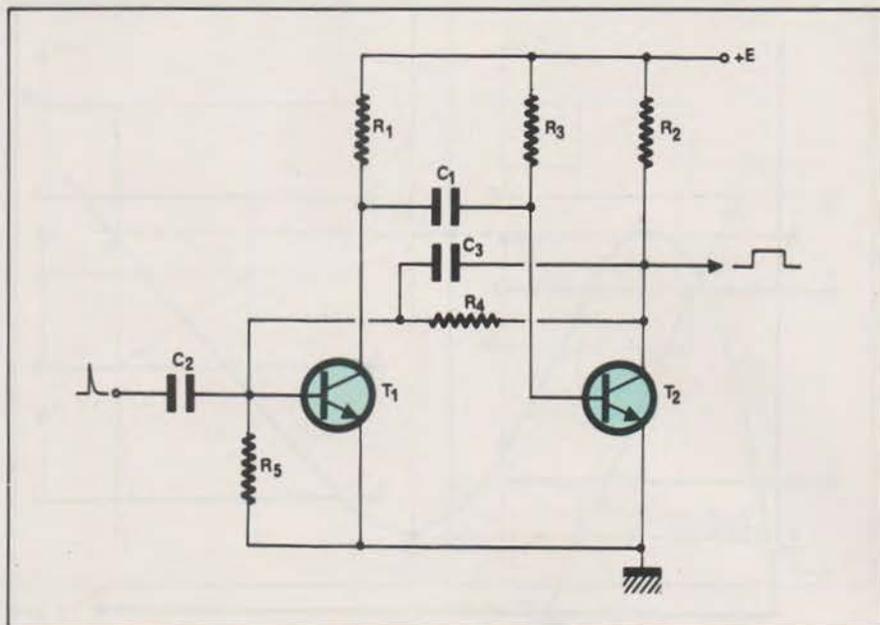


Figure 4

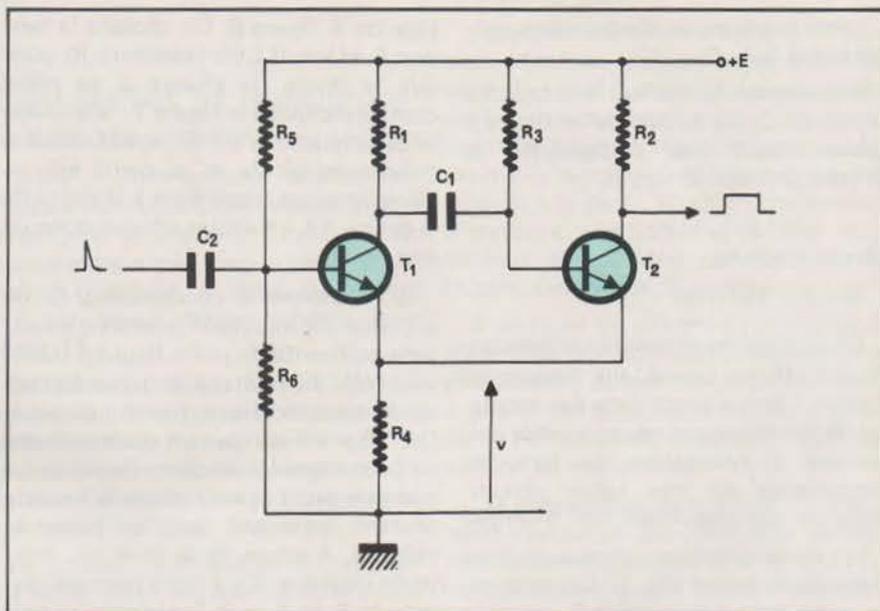


Figure 5

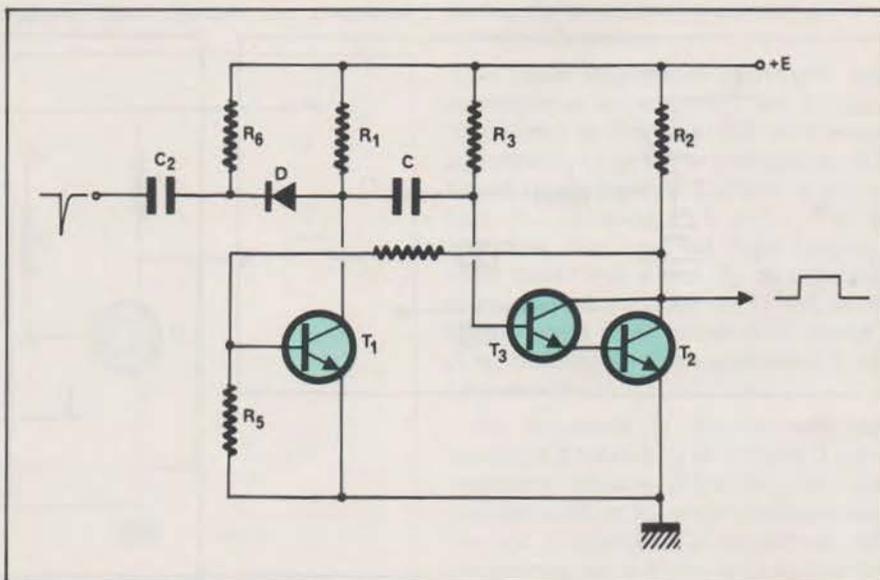


Figure 6

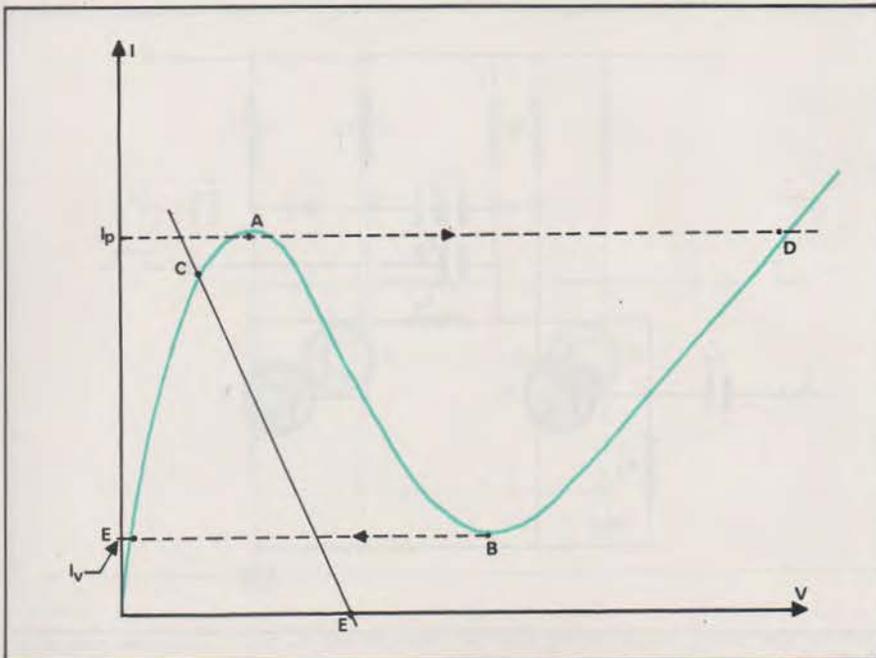


Figure 7

$C_1$ , donc le temps de récupération, proportionnel à  $R_1.C_1$ .

Notons que, si on conserve la capacité initiale de  $C_1$ , le circuit de la figure 6 permet, cette fois, d'augmenter la période, en augmentant  $R_3$ .

### Monostable à diode tunnel

On connaît les propriétés intéressantes des diodes tunnel, aux fréquences élevées. Mises à profit dans des montages de commutation, ces propriétés permettent la réalisation de bascules monostables de très faible période, quelques nanosecondes par exemple.

La caractéristique tension-courant d'une diode tunnel (fig. 7), fait apparaître, entre le pic A et la vallée B, une zone à résistance dynamique négative. À l'aide d'une telle diode, réalisons le mon-

stade de la figure 8. On choisira la tension  $E$ , et la self  $L$  (de résistance  $R$ ), pour que la droite de charge  $\Delta$  se place comme indiqué à la figure 7 : elle coupe la caractéristique en un point C situé à gauche du pic A, et sa pente est, en valeur absolue, supérieure à la pente de la droite AB. Le circuit occupe donc un état stable.

Si, à travers le condensateur  $C$ , on applique une impulsion positive d'amplitude suffisante, le point figuratif décrivant l'état du montage, et qui se déplace sur la caractéristique, franchit le pic A. Or, l'intensité du courant dans la diode, ne peut dépasser la valeur de pic  $I_p$ . Le système décrit donc la droite AD, puis le courant redescend jusqu'au point de vallée B. À cause de la zone de résistance négative, il y a alors passage discret de B en E, puis l'ensemble revient au point de départ C, où la bascule retrouve son état stable.

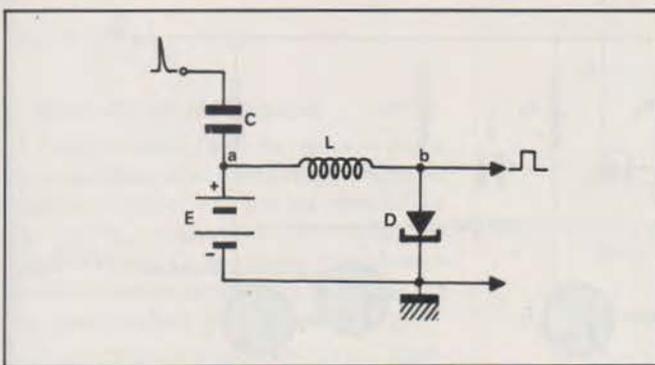


Figure 8

Le signal de sortie se présente sous forme d'une impulsion de tension aux bornes de la diode tunnel, dont la durée dépend du temps que met le courant, dans la self, à descendre de la valeur  $I_p$  à la valeur  $I_v$ , le long de l'arc DB de la caractéristique.

Pour travailler à très grande vitesse, il faut choisir une inductance extrêmement faible : on atteint, dans certaines applications, des valeurs aussi petites que le nanohenry.

### Monostable à oscillateur bloqué

Puisque le fonctionnement en monostable résulte aussi bien de la mise en mémoire d'un courant dans un bobinage, que d'une tension dans un condensateur, on peut réaliser des bascules à partir d'un circuit d'oscillateur bloqué (ou blocking). Le schéma de base est celui de la figure 9.

Dans ce montage, l'état de repos, indéfiniment stable, apparaît à l'évidence. En effet, puisque sa base est reliée à la masse par la résistance  $R$  et l'enroulement  $L_2$ , le transistor  $T$  reste normalement bloqué. Aucun courant ne circule alors dans  $L_1$ , et le potentiel de collecteur égale celui de l'alimentation, soit  $+E$ .

Envoyons alors, à travers le condensateur  $C$ , une impulsion positive sur la base de  $T$  : le transistor commence à conduire, et un courant  $i$  traverse le bobinage  $L_1$ . La croissance de  $i$  entraîne l'apparition d'une force électromotrice induite dans  $L_2$ , couplé à  $L_1$ . Nous supposons le sens du couplage tel, que cette f.e.m. soit, au point A, positive par rapport à la masse : elle tend donc, elle-même, à augmenter la conduction du transistor, introduisant un effet cumulatif, avec nouvel accroissement de l'intensité  $i$  dans  $L_1$ .

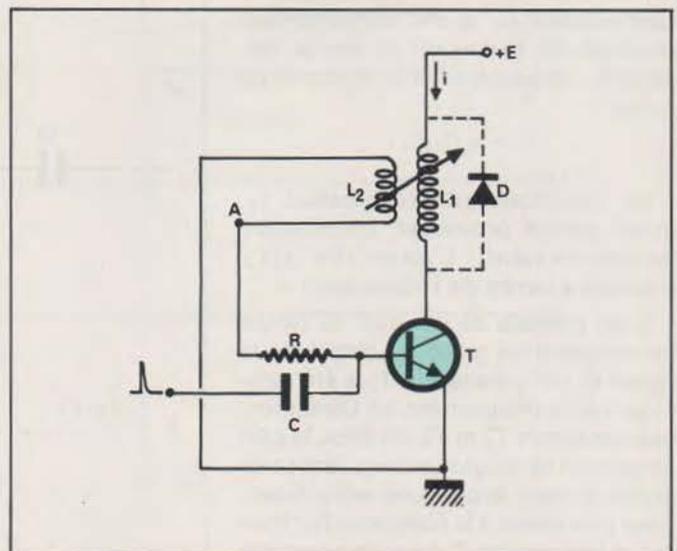


Figure 9

Très vite, la chute de tension due au courant  $i$  croissant dans  $L_1$ , atteint la valeur  $E$ , ce qui correspond à la saturation du transistor. Le système bascule donc de l'état bloqué vers l'état saturé, à l'instant  $t_1$  d'application de l'impulsion de déclenchement ; c'est ce que montre le diagramme supérieur de la **figure 10**, représentant les variations de la tension de collecteur  $V_c$ .

Soit  $n$  le rapport de transformation de l'ensemble  $L_1 L_2$ . Dès que la chute de tension  $E$  est établie aux bornes de  $L_1$ , elle crée, aux bornes de  $L_2$ , la force électromotrice :

$$e = \frac{E}{n}$$

Le courant de base  $I_b$  du transistor  $T$  est donc :

$$I_b = \frac{E}{n \cdot R}$$

et l'intensité maximale que peut débiter le collecteur,  $I_{CM}$ , devient :

$$I_{CM} = \beta \cdot I_b = \frac{\beta \cdot E}{n \cdot R}$$

en appelant  $\beta$  le gain en courant du transistor.

Or, une tension  $E$  constante étant appliquée aux bornes de  $L_1$  à partir de l'instant  $t_1$ , le courant  $i$  dans ce bobinage croît linéairement, conformément à la loi :

$$i = \frac{E}{L_1} \cdot t$$

On peut donc en déduire aisément la période  $T$  du monostable : elle se termine à l'instant  $t_2$  où  $i$  atteint sa valeur maximale  $I_{CM}$ . Par conséquent :

$$T = \frac{\beta \cdot L_1}{n \cdot R}$$

A cet instant  $t_2$ , le courant cessant de croître, la f.e.m. s'annule dans  $L_2$ . Grâce

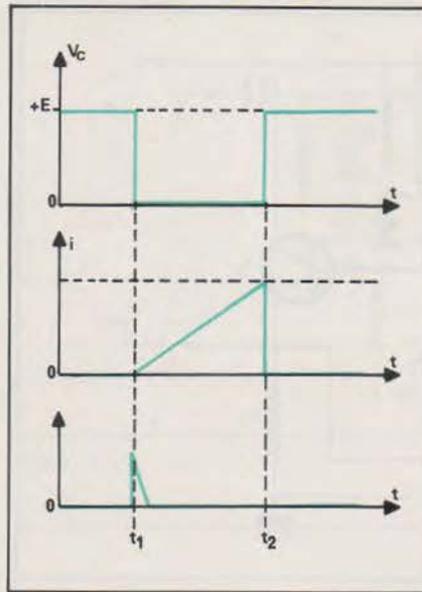


Figure 10

à l'effet cumulatif, le système bascule très vite vers son état stable, et  $T$  se bloque.

### Monostables et transistors à effet de champ

Grâce à leurs grandes impédances d'entrée, les transistors à effet de champ permettent la réalisation de bascules monostables à très longue période. Un premier exemple, à deux transistors FET, est indiqué dans le schéma de la **figure 11**.

A l'état de repos, le FET  $T_2$  est conducteur, sa grille se trouvant reliée, par la résistance  $R_1$ , au potentiel  $+E_2$ . Si  $E_2$  est suffisamment élevé, la grille de  $T_2$  se trouve pratiquement au potentiel de la masse.

Le courant qui traverse  $R_2$ , impose une faible valeur au potentiel du drain de  $T_2$ . Grâce au pont de résistances  $R_3, R_4$ , qui retourne à une tension négative  $-E_3$ , la grille de  $T_1$  est alors suffisamment négative pour bloquer ce transistor,

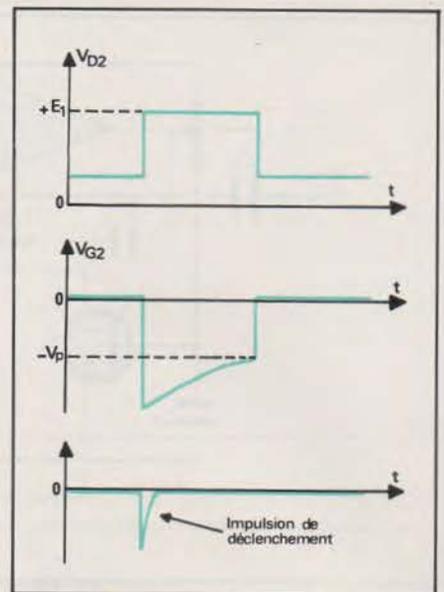


Figure 12

dont le potentiel de drain égale alors la tension  $+E_1$ , avec son armature de gauche la plus positive.

Appliquons, à travers  $C_2$ , une impulsion négative, qui sera transmise au drain de  $T_1$  par la diode  $D$ , puis à la grille de  $T_2$  par le condensateur  $C_1$  :  $T_2$ , devenant moins conducteur, son potentiel de drain  $V_{D2}$  remonte, ainsi que le potentiel de grille  $V_{G1}$  de  $T_1$ . Alors,  $T_1$  commence à conduire, son potentiel de drain  $V_{D1}$  diminue, et, par effet cumulatif,  $T_2$  se bloque, tandis que  $T_1$  conduit.

A partir de cet instant,  $C_1$  se charge à travers  $R_1$ . Le retour vers l'état stable se produira lors du déblocage de  $T_2$ , c'est-à-dire quand le potentiel  $V_{G2}$  de la grille de ce FET atteindra la valeur  $-V_p$  de la tension de pincement.

Les diagrammes de la **figure 12** résument l'évolution des différents potentiels du montage. Comme la grille de  $T_2$  ne consomme aucun courant pendant l'état quasi-stable, on peut donner une très grande valeur à  $R_1$ , donc obtenir des périodes extrêmement longues. Des durées de l'ordre de l'heure sont parfaitement accessibles.

On peut également construire les monostables en associant des transistors à effet de champ et des transistors à jonctions. Un premier exemple en est donné par la **figure 13**. Dans ce montage,  $T_1$ , transistor FET, et  $T_2$ , PNP à jonctions, sont tous les deux conducteurs dans l'état stable,  $T_2$  se trouvant même saturé. La grille de  $T_1$  est donc sensiblement au potentiel de la masse, et le collecteur de  $T_2$  au potentiel  $+E$  de l'alimentation.

On provoque le basculement en envoyant, à travers  $C_2$  et la diode  $D$  normalement bloquée grâce au pont des résistances  $R_3$  et  $R_4$ , une impulsion positive sur la base de  $T_2$ . La période est déterminée par le choix de la constante de temps  $R_1 C_1$ .

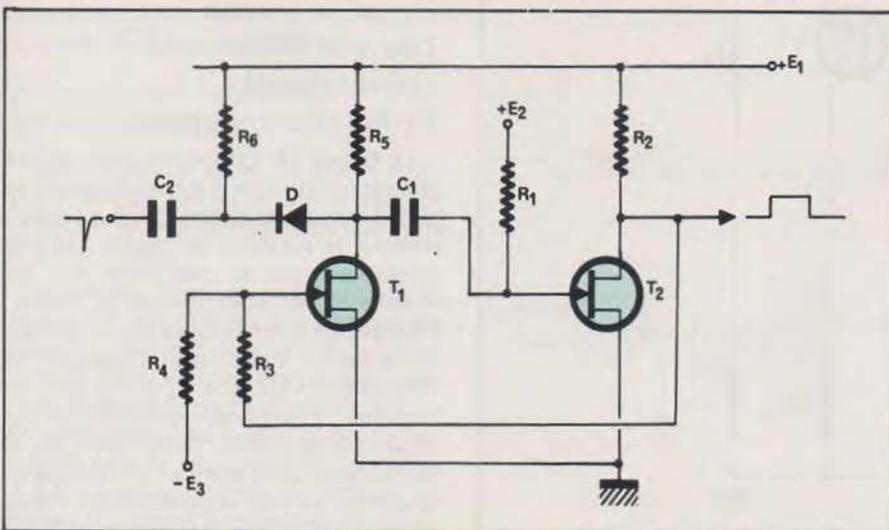


Figure 11

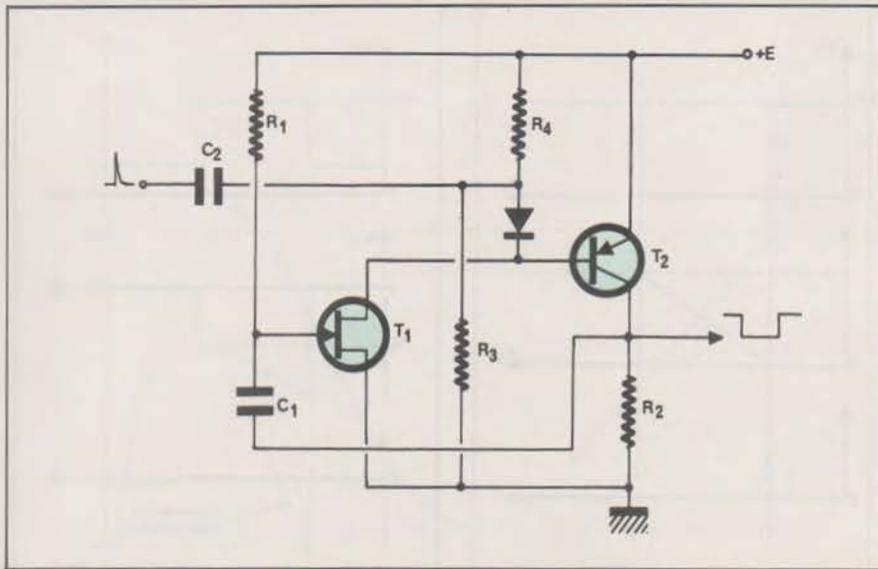


Figure 13

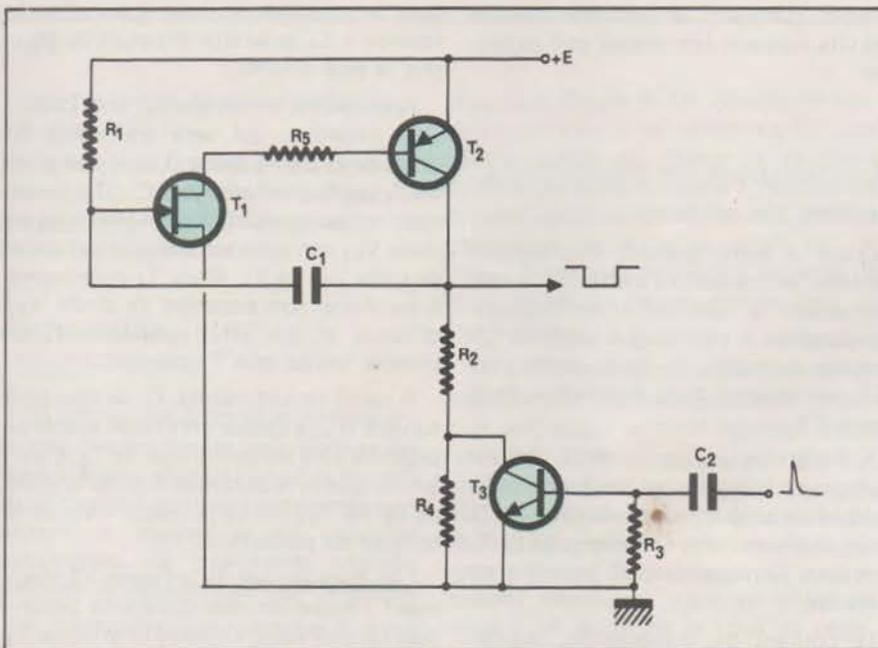


Figure 14

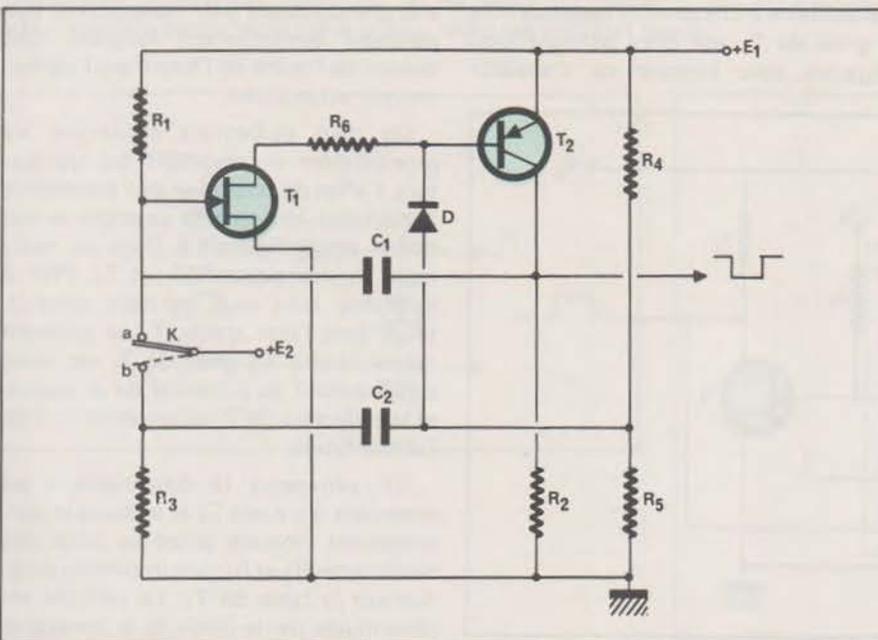


Figure 15

Il existe, comme le montre la figure 14, un autre procédé de déclenchement de ce type de monostable, faisant intervenir le transistor  $T_3$ . Normalement bloqué, grâce à sa résistance de base  $R_3$  reliée à la masse, ce transistor est rendu conducteur par une impulsion positive appliquée sur sa base, à travers  $C_2$ .  $R_4$  se trouve alors momentanément court-circuitée, ce qui diminue le potentiel de collecteur de  $T_2$ , et amorce le basculement.

Pour accéder aux très longues périodes (on peut maintenant compter en jours), il faut d'énormes constantes de temps, donc des résistances de très forte valeur (des milliers de mégohms). Outre des précautions technologiques draconiennes, sans lesquelles les courants de fuite dus à l'humidité rendraient illusoire les résistances choisies, il convient maintenant de choisir des MOS à la place des FET. Un monostable ainsi conçu, est schématisé à la figure 15.

Le fonctionnement s'apparente à celui du montage de la figure 13. Au repos (état stable), le contact  $K$  se trouvant dans la position (a), les transistors  $T_1$  et  $T_2$  conduisent. Lorsqu'on bascule  $K$  dans la position (b), l'impulsion positive, qui prend naissance aux bornes de  $R_3$ , est transmise, par le condensateur  $C_2$  et la diode  $D$ , à la base de  $T_2$ , dont la conduction diminue. Il en résulte, grâce à  $C_1$ , un abaissement du potentiel de grille de  $T_1$ . L'effet est donc cumulatif, et le montage bascule dans son état quasi-stable, caractérisé par le blocage des deux transistors.

Le retour à l'état stable s'obtient lorsque  $C_1$  s'étant suffisamment chargé à travers  $R_1$ , le transistor  $T_1$  recommence à conduire. Comme on peut choisir pour  $R_1$  une très forte valeur grâce à l'isolement de la grille du MOS, il est possible, à condition que le condensateur  $C_1$  ne présente qu'un courant de fuite négligeable, d'accéder aux très grandes périodes.

### Les amplificateurs opérationnels et les monostables

La figure 16 montre un exemple de réalisation d'un monostable, à l'aide d'un amplificateur opérationnel. Supposons d'abord le système au repos : l'entrée inverseuse, par la résistance  $R_1$ , est maintenue au potentiel de la masse ; l'entrée non inverseuse se trouve portée, à travers  $R_3$ , à une tension négative de référence,  $-V_{REF}$ . Si  $+V_s$  et  $-V_s$  sont les tensions maximales, symétriques par rapport à la masse, disponibles sur la sortie, celle-ci est alors à  $-V_s$ . Nous supposons  $V_s$  très supérieure, en valeur absolue, à  $V_{REF}$  : le condensateur  $C_1$  est donc, pratiquement, chargé avec une

différence de potentiel  $V_s$ , son armature de droite étant la plus négative.

Appliquons, à travers  $C_2$ , une impulsion négative sur l'entrée inverseuse, dont le potentiel passe donc momentanément en dessous de la valeur  $-V_{REF}$ . Le gain de l'amplificateur opérationnel étant très grand, la sortie bascule de  $-V_s$  à  $+V_s$ . Cette variation, transmise par  $C_1$ , se retrouve sur l'entrée non inverseuse, du moins partiellement (il y a division de tension par l'ensemble  $R_2, R_3$ ). Le montage reste donc dans cet état quasi-stable, jusqu'à ce que  $C_1$ , se soit suffisamment rechargé, à travers  $R_2$  et  $R_3$ , pour que le potentiel de l'entrée non inverseuse repasse au-dessous de zéro. On notera la présence de la diode  $D$ , destinée à empêcher l'application d'une tension positive sur l'entrée inverseuse.

La figure 17 illustre une autre méthode de réalisation d'un monostable, à partir d'un amplificateur opérationnel. Au repos, la sortie de l'amplificateur se trouve au potentiel  $+V_s$ . A cause de la diode  $D$ , le condensateur  $C_1$  ne peut se charger, et l'entrée inverseuse reste pratiquement au potentiel de la masse, tandis que l'entrée non inverseuse est portée au potentiel positif :

$$v = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_s$$

Appliquons alors, à travers  $C_2$ , une impulsion négative. L'entrée non inverseuse devenant négative, la sortie bascule de  $+V_s$  à  $-V_s$ , et l'entrée non inverseuse prend le potentiel  $-v$ . Cet état quasi-stable se maintient jusqu'à ce que le condensateur  $C_1$ , qui se charge à travers  $R_1$ , fasse passer le potentiel de l'entrée inverseuse, au-dessous de la valeur  $-v$ . A ce moment, tout l'ensemble revient à l'état initial. La période du monostable est donc fixée par la constante de temps  $R_1 C_1$ .

Les amplificateurs opérationnels, s'ils permettent des réalisations élégantes de bascules, ne se prêtent pas aux très courts temps de montée et de descente, à cause de leur « slew rate ».

## Circuits de logique et monostable

On connaît la table de vérité d'une porte NAND, que rappelle le tableau de la figure 18, appliqué au cas d'une porte à deux entrées.

Réalisons alors le montage de la figure 19, qui met en jeu deux portes NAND, tirées par exemple d'un circuit intégré SN 7 400, ou équivalent. L'une des entrées de la porte  $N_2$  est maintenue en permanence au niveau 1, par l'intermédiaire de la résistance  $R_2$ , reliée au  $+5V$ . L'autre entrée se trouve au niveau 0, puisque la résistance  $R_1$  la relie à la masse. La sortie de  $N_2$  est donc au

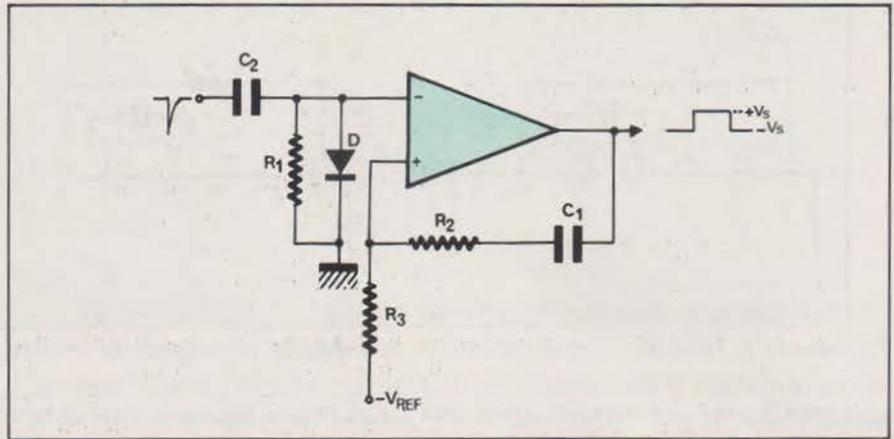


Figure 16

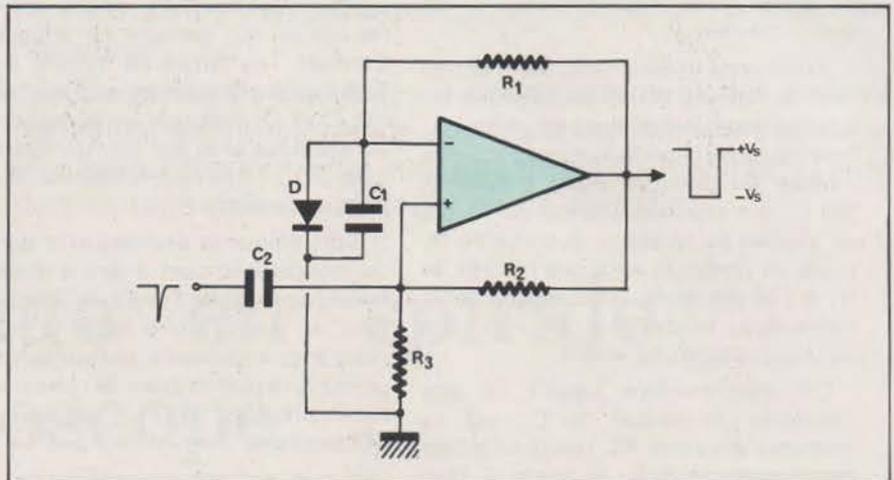


Figure 17

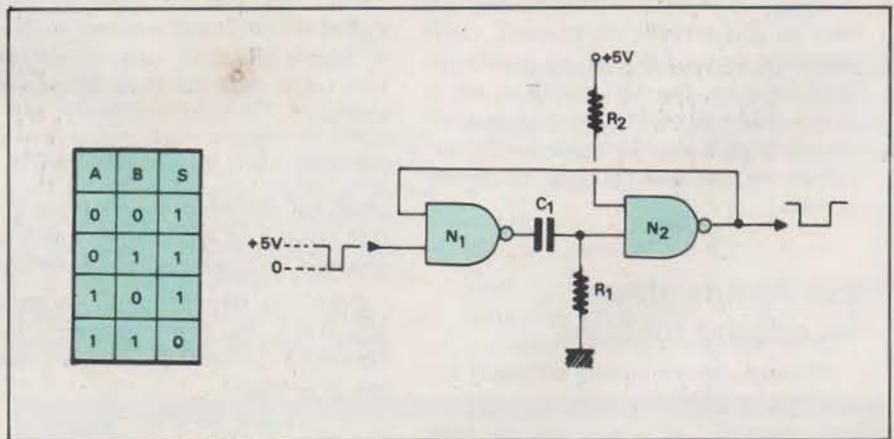


Figure 18

Figure 19

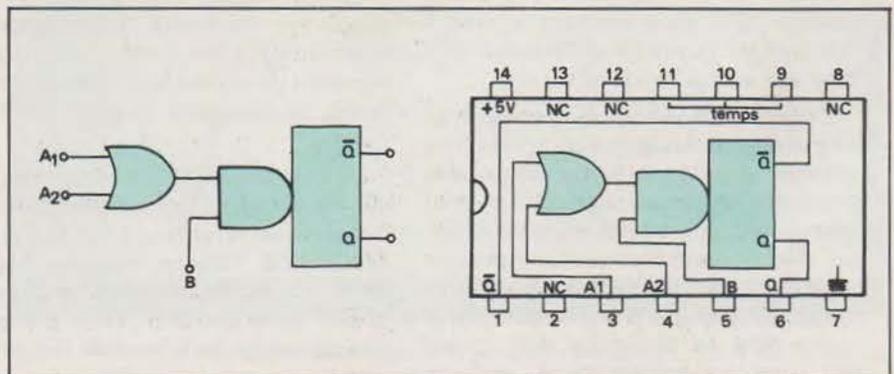


Figure 20

Figure 21

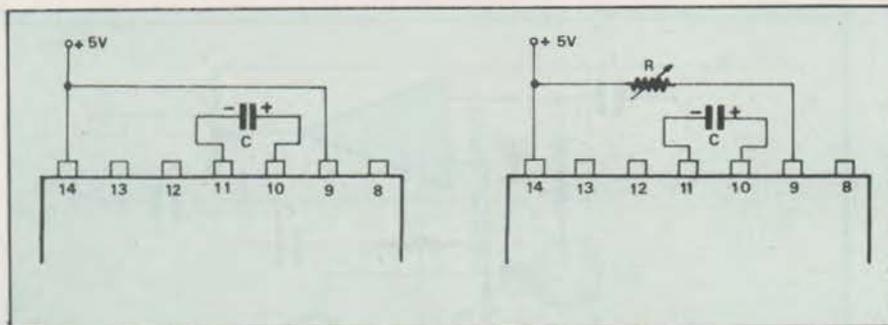


Figure 22

Figure 23

niveau 1, et y maintient l'une des entrées de  $N_1$ . Si l'autre entrée de  $N_1$  est elle-même portée au niveau 1, c'est-à-dire à + 5 V environ, la sortie de  $N_1$  est au niveau 0, et le condensateur  $C_1$  se trouve déchargé.

Appliquons maintenant, sur l'entrée libre de  $N_1$ , une impulsion négative qui la porte momentanément au niveau 0 : la sortie de  $N_1$  bascule au niveau 1. Cette montée du potentiel étant transmise, par  $C_1$ , sur celle des entrées de  $N_2$  qui se trouvait au niveau 0, la sortie de  $N_2$  passe au niveau 0, ainsi que l'entrée de  $N_1$  qui lui est reliée. Ainsi, même après l'impulsion, le système se maintient dans son état quasi-stable.

Cet état persiste jusqu'à ce que l'armature de droite de  $C_1$ , qui se décharge à travers  $R_1$ , ramène l'entrée correspondante de  $N_2$  au niveau 0. Tout l'ensemble retourne alors à l'état stable.

On sait que, pour maintenir l'entrée d'une porte NAND TTL au niveau 0, il faut lui consommer du courant. Cette nécessité limite à 500  $\Omega$ , au maximum, la résistance  $R_1$ . Le montage de la figure 19 ne se prête donc qu'à de courtes périodes, n'excédant guère la milliseconde, ou quelques dizaines de millisecondes.

## Les monostables en circuits intégrés

Plusieurs constructeurs diffusent des circuits intégrés logiques, à usage de monostables : il s'agit de la série SN 74 121, SN 74 122 et SN 74 123 de Texas, SFC 4 121 de Sescosem, par exemple. Nous commencerons par le modèle 121, nous donnant ensuite à indiquer les quelques différences propres aux autres modèles.

La figure 20 indique la configuration de base de ce circuit, qui comporte trois entrées :  $A_1$ ,  $A_2$ , et B. Le monostable peut être déclenché soit par un front décroissant, soit par les transitions lentes d'un signal quelconque. Le premier type de fonctionnement est obtenu en maintenant l'entrée B au niveau haut ; le monostable se déclenche alors quand soit l'une des entrées  $A_1$ ,  $A_2$ , soit les deux simultanément, passent au niveau

bas. Pour le deuxième type de fonctionnement, l'une au moins des entrées  $A_1$  ou  $A_2$  doit être maintenue au niveau bas ; le déclenchement intervient alors pendant une montée, même lente, de l'entrée B, qui travaille en trigger de Schmidt. Les temps de montée ou de descente sur les sorties complémentaires, Q et  $\bar{Q}$ , ainsi que les niveaux, sont compatibles avec les normes des logiques TTL : 10 ns pour la montée, et 5 ns pour la descente.

Sans éléments extérieurs, la période du monostable, c'est-à-dire la durée de l'impulsion, est de l'ordre de 30 ns. On peut, en ajoutant une capacité ou une résistance extérieures, obtenir des temporisations plus longues, et réglables. Le maximum, avec 1 000  $\mu\text{F}$ , se situe vers 40 secondes.

A titre indicatif, nous donnons, à la figure 21, le brochage du circuit SFC 4 121, en boîtier TO 116. Le branchement des composants extérieurs s'effectue conformément au schéma de la figure 22, pour une temporisation fixe. La période est alors donnée par la relation :

$$T = C \cdot R_i \cdot \log_e 2$$

où  $R_i$  est une résistance interne au circuit, voisine de 2 k $\Omega$ , tandis que C est la capacité du condensateur extérieur.

Pour une temporisation variable, on adoptera le branchement de la figure 23. La période est alors donnée par la relation :

$$T = C (R + R_i) \cdot \log_e 2$$

où R est la résistance extérieure.

Le monostable SN 74 122, déclenchable par des fronts descendants, est réarmable, c'est-à-dire qu'on peut remettre les sorties Q et  $\bar{Q}$  au niveau de repos, à n'importe quel moment du cycle.

Le type SN 74 123 n'est, en fait, que la réunion, dans un même boîtier, de deux monostables identiques au SN 74 122. Chaque élément, cependant, ne possède qu'une seule entrée A et une seule entrée B, et ne comporte pas de résistance interne de temporisation.

R. Rateau  
Maître-assistant à la  
faculté des Sciences Paris VI

Le balayage en spirale permet d'allonger considérablement la longueur de la trace obtenue sur l'écran d'un oscilloscope. Dans l'étude qui suit, nous exposons d'abord le principe général de ce mode de balayage. Nous décrivons ensuite deux systèmes pratiques de réalisation, en insistant plus particulièrement sur le procédé faisant appel à un montage utilisant un amplificateur opérationnel fonctionnant en dérivateur.

Certaines particularités du comportement des circuits dérivateur à éléments actifs, généralement bien connus dans leur aspect théorique peuvent être mises en évidence à l'aide du montage didactique décrit en fin d'article.

# Le balayage en spirale d'un oscilloscope

## Principe du balayage en spirale

Si l'on applique aux entrées Y et X d'un oscilloscope deux sinusoïdes amorties de même fréquence, mais déphasées de  $90^\circ$ , le faisceau électronique balaie l'écran suivant une spirale dont le nombre de spires est déterminé par le nombre de périodes de chaque train d'ondes.

Le **figure 1** montre la construction point par point de la spirale ainsi décrite.

## Les trains d'ondes à décroissance exponentielle

Supposons que l'amplitude initiale de chaque onde amortie soit la même. A chaque instant, l'amplitude de la déviation horizontale peut alors s'exprimer par la relation

$$\begin{aligned} x &= U_0 \cdot \sigma_x \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \sin \omega t \\ &= X \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \sin \omega t \end{aligned} \quad (1)$$

avec :  $\sigma_x$  = sensibilité du canal horizontal (exprimée en div/V)

$\alpha$  = coefficient d'amortissement

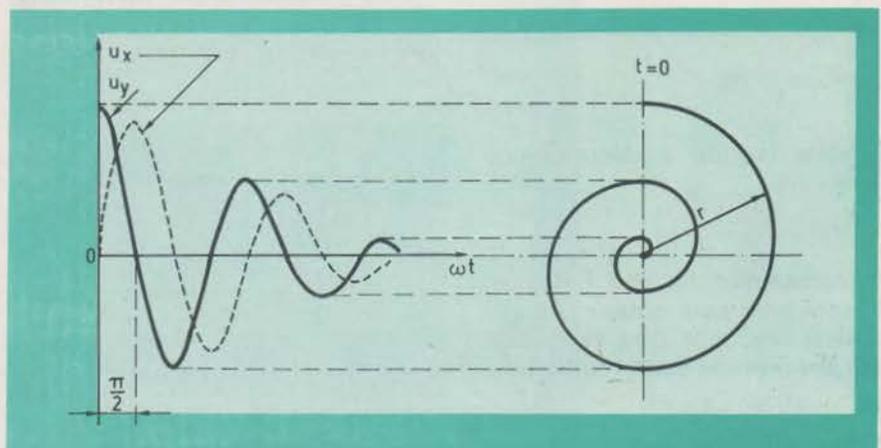


Fig. 1. - Construction point par point d'une spirale, par la combinaison de deux ondes amorties en quadrature.

De même ; l'amplitude de la déviation verticale sera donnée par l'expression

$$y = U_0 \cdot \sigma_y \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \cos \omega t$$

$$= Y \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \cos \omega t \quad (2)$$

(dans un but de simplification, nous admettons que l'amortissement  $\alpha$  est le même dans les deux cas, mais, dans la pratique, ceci n'est évidemment nullement indispensable).

La distance  $r$  par rapport au centre de l'écran (correspondant à  $x = y = 0$ ) à laquelle le faisceau d'électrons frappera l'écran à un instant  $t$  quelconque n'est autre que l'hypothénuse d'un triangle rectangle (fig. 2) de côtés  $x$  et  $y$ , soit

$$r^2 = x^2 + y^2 \text{ d'où encore}$$

$$r = \varepsilon^{-\alpha t} \sqrt{X^2 \sin^2 \omega t + Y^2 \cos^2 \omega t} \quad (3)$$

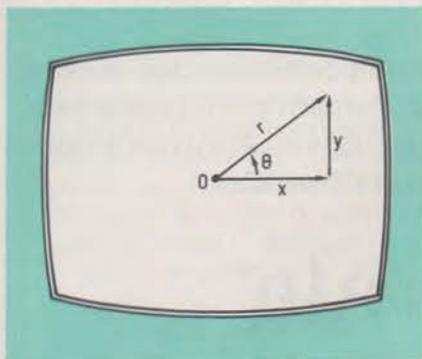


Fig. 2. - Le point d'impact du faisceau électronique sur l'écran a les coordonnées polaires  $r$ ,  $\theta$  déterminées par les valeurs instantanées de  $x$  et de  $y$ .

L'angle  $\theta$  formé par le rayon vecteur  $r$  et la direction horizontale est tel que

$$\theta = \text{arc tg } \frac{Y}{X} \cotg \omega t \quad (4)$$

La relation (3) montre que la distance  $r$  diminue exponentiellement en fonction du temps, ce qui correspond bien à une spirale dont l'ouverture tend vers zéro lorsque  $t$  tend vers l'infini.

Si nous admettons encore, par souci de simplification, que  $\sigma_y = \sigma_x$ , soit aussi  $X = Y = A$ , l'expression (3) prend la forme simple

$$r = A \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \quad (5)$$

Avec  $X/Y = 1$ , on trouve encore

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \omega t \quad (6)$$

### Les trains d'onde à décroissance linéaire

L'amortissement ne doit nullement être exponentiel pour obtenir une spirale. Ainsi, une onde dont l'amplitude décroît linéairement selon l'équation

$$x = U(1 - \alpha t) \sin \omega t \quad (7)$$

combinée avec une cosinusoïde  $y$  de même fréquence, donne un balayage tel que la distance  $r$  par rapport au centre de l'écran s'exprime par

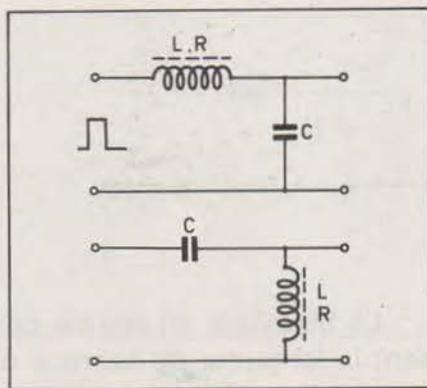


Fig. 3. - Un circuit LCR, excité par une impulsion de tension est le siège d'une oscillation amortie.

$$r = A(1 - \alpha t) \quad (8)$$

(en adoptant les mêmes hypothèses simplificatrices que ci-dessus).

On remarquera par ailleurs qu'une exponentielle  $\varepsilon^{-\alpha t} \approx (1 - \alpha t)$  si le coefficient d'amortissement  $\alpha$  est faible (développement en série de l'exponentielle, limité aux deux premiers termes)

### Obtention de deux ondes amorties en quadrature

#### 1) Excitation par choc d'un circuit LCR

Si, à l'aide d'un générateur d'impulsions (de faible résistance interne de sortie) on applique une impulsion de tension à un circuit série LC, comme l'un des deux circuits de la figure 3, ce dernier devient le siège d'une oscillation amortie dont la (pseudo) fréquence est donnée par la formule classique

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9)$$

et dont le décrément logarithmique est

$$\alpha_t = \frac{R}{2L} \cdot t \quad (10)$$

$R$  étant la résistance de pertes série totale du circuit (y compris donc la résistance de source du générateur d'excitation)

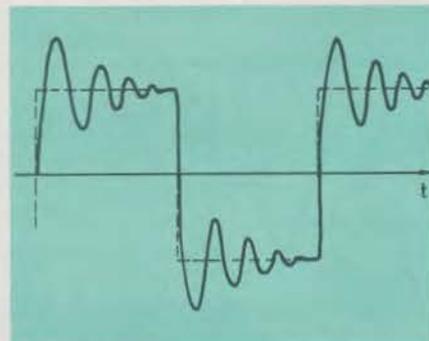


Fig. 4. - L'oscillation amortie se produit tant sur le front montant que sur le front descendant de l'impulsion d'excitation.

Notons qu'une onde amortie sera amorcée tant sur le front de montée que sur le front de descente de l'impulsion d'attaque (voir fig. 4).

### 2) Obtention d'une cosinusoïde amortie de même fréquence

Plusieurs systèmes peuvent être envisagés, qui reviennent tous à faire subir à la sinusoïde amortie obtenue ci-avant, un déphasage de  $90^\circ$ .

#### Emploi d'un circuit déphaseur à $90^\circ$

L'inductance du circuit résonnant LC peut être constituée par le primaire d'un transformateur muni d'une prise médiane au secondaire.

On sait que la différence de potentiel entre les points M et Y (fig. 5) est déphasée d'un angle  $\varphi$  par rapport à la tension primaire, tel que

$$\varphi = 2 \text{ arc tg } \omega C_1 R_1$$

Un déphasage de  $\varphi = 90^\circ$  impose donc la condition

$$\omega C_1 R_1 = 1 \quad (11)$$

Cette relation permet d'évaluer la valeur à donner aux éléments  $R_1$  et  $C_1$  si l'on connaît la fréquence de résonance du circuit LC.

Notons que si le primaire du transformateur utilisé comme inductance du circuit oscillant est muni de prises, on peut aussi réaliser le montage de la figure 6 : le circuit LC est ici excité par une impulsion appliquée à cette prise.

Dans l'un comme dans l'autre cas, on peut faire varier le nombre de spires de la spirale en agissant sur la période de récurrence des impulsions d'excitation, tandis que l'espacement (et par conséquent le nombre de spires visibles) pourra être modifié en agissant sur l'amortissement du circuit LC (potentiomètre connecté en parallèle sur L par exemple).

#### Amplificateur opérationnel dérivateur

Une solution élégante au problème consiste à faire appel à un amplificateur opérationnel dans un montage dérivateur. (fig. 7).

Un circuit LC est encore excité par des impulsions, qui font apparaître aux bornes de C une onde sinusoïdale amortie.

Si l'on applique à l'entrée inverseuse d'un montage dérivateur une tension  $u_e(t)$ , la tension de sortie

$$u_s(t) = -C_1 R_1 \cdot \frac{du_e(t)}{dt} \quad (12)$$

Avec :  $u_e(t) = U \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \sin \omega t$

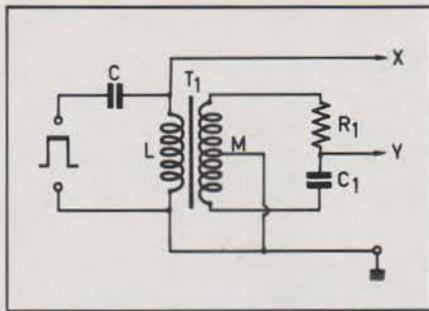


Fig. 5. - L'inductance L du primaire du transformateur forme avec C le circuit oscillant ; le secondaire à prise médiane constituée avec R<sub>1</sub> et C<sub>1</sub> le déphaseur à 90°.

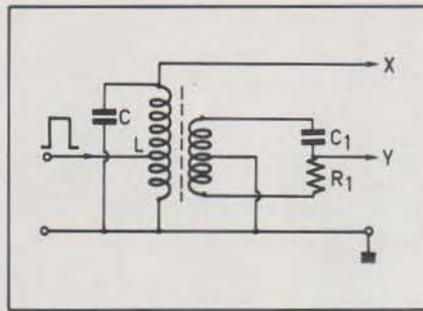


Fig. 6. - Si la construction du transformateur le permet, les impulsions d'excitation pour le circuit LC peuvent être appliquées à une prise intermédiaire basse impédance du primaire.

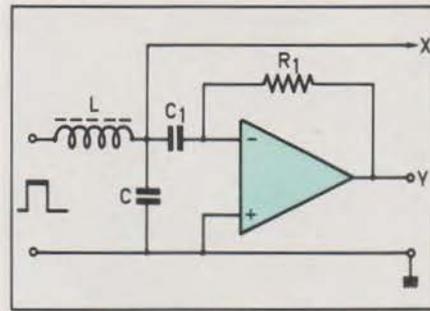


Fig. 7. - Schéma de principe d'un circuit de balayage en spirale faisant appel à un amplificateur opérationnel en montage dérivateur.

On aura donc :

$$u_s(t) = -C_1 \cdot R_1 \cdot U \cdot e^{-\alpha t}$$

$$(\omega \cdot \cos \omega t - \alpha \cdot \sin \omega t)$$

ou encore :

$$u_s(t) = -C_1 R_1 \cdot U \omega \cdot$$

$$e^{-\alpha t} (\cos \omega t - \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t) \quad (14)$$

Pour que  $u_s(t)$  soit exactement déphasée de 90° par rapport à  $u_e(t)$ , il faudrait donc que le facteur  $\alpha/\omega$  s'annule, ou soit en tout cas très petit.

Si cette condition n'est pas réalisée, la fonction  $u_s(t)$  ne s'annulera pas pour  $t = T/4$ , mais bien à un instant  $t_1$  tel que le terme entre parenthèses de l'expression (14) s'annule, soit

$$\cos \omega t_1 = \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t_1$$

d'où encore :

$$\cotg \omega t_1 = \frac{\alpha}{\omega}$$

et finalement :

$$\omega t_1 = \text{arc tg } \frac{\omega}{\alpha} \quad (15)$$

Ainsi, avec  $R = 100 \Omega$  et  $L = 5 \text{ H}$

$$\alpha = \frac{R}{2L} = 10$$

Si  $C = 0,1 \mu\text{F}$ , on aura :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{5 \times 0,1 \cdot 10^{-6}}}$$

$$= 1414 \text{ rad/s}$$

L'équation (15) donne alors

$$\omega t_1 = \text{arc tg } \frac{1414}{10} = 89,59^\circ$$

$$= 1,5637 \text{ rad} \approx \frac{\pi}{2}$$

$$\text{Avec } \alpha = 50 \text{ on trouve } \omega t_1 = 87,97^\circ = 1,535 \text{ rad}$$

$$\text{Par contre, pour } \alpha = 200 \text{ on trouve } \omega t_1 = \text{arc tg } 7 = 81,95^\circ$$

Le passage par zéro de la cosinusoïde amortie se produit donc à un instant

$$t_1 = \frac{\text{arc tg } \omega/\alpha}{\omega}$$

$$= \frac{\text{arc tg } \omega/\alpha}{2 \pi f}$$

ou encore, avec  $f = 1/T$ :

$$\frac{t_1}{T} = \frac{\text{arc tg } \omega/\alpha}{2 \pi}$$

$$= 0,2488 \text{ pour } \omega/\alpha = 141,4$$

$$= 0,2443 \text{ pour } \omega/\alpha = 28,28$$

$$= 0,2276 \text{ pour } \omega/\alpha = 7$$

au lieu de 0,25 (correspondant à  $t_1 = T/4$ )

La courbe de la figure 8 permet d'évaluer le rapport  $t_1/T$  et l'angle d'erreur  $\Delta\varphi$  sur le déphasage idéal de 90° pour la première alternance d'une onde amortie en fonction du rapport  $\omega/\alpha$ .

Faisons remarquer immédiatement que ceci n'a qu'un intérêt purement académique tant que l'angle d'erreur ne dépasse pas une bonne dizaine de degrés...

## Montages pratiques

### 1) Montage à circuit déphaseur

Le montage de la figure 9 illustre le procédé d'excitation par choc d'un circuit LCR.

Comme inductance L nous avons utilisé un primaire de transformateur (T<sub>1</sub>) de rapport 1 : 1. Un second transformateur (T<sub>2</sub>), du type « driver » pour amplificateur basse fréquence à transistor, à prise médiane au secondaire a été utilisé comme transformateur déphaseur.

A l'inductance L (dont l'amortissement est aussi partiellement constitué par la charge formée par T<sub>2</sub>, branché au secondaire de T<sub>1</sub>) a été associée une capacité d'accord C de 1  $\mu\text{F}$ . L'ensemble LC possède une fréquence de résonance d'environ 140 Hz.

La courbe A de la figure 10 montre

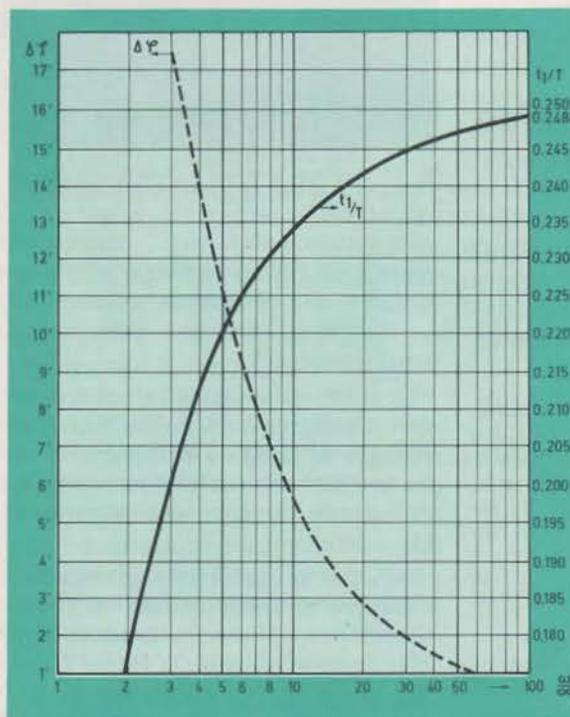


Fig. 8. - Allure de la variation de l'angle d'erreur  $\Delta\varphi = \pi/2 - \varphi$  et du rapport  $t_1/T$  en fonction du rapport  $\omega/\alpha$ .

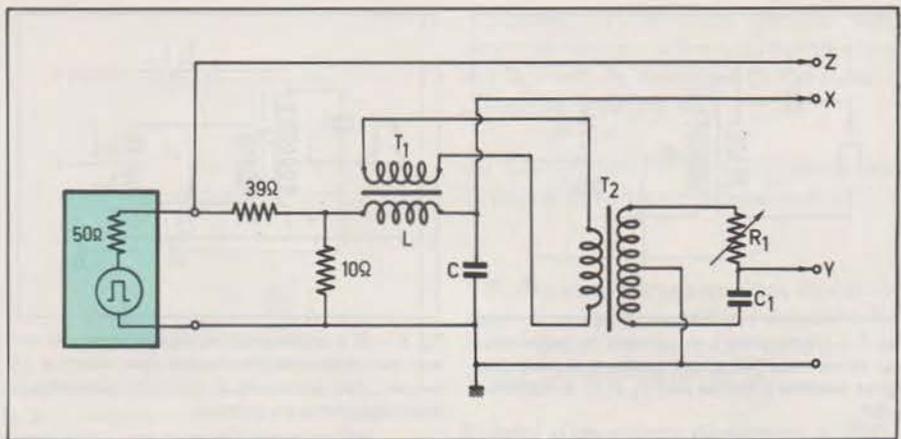


Fig. 9. - Montage pratique pour l'obtention du balayage en spirale utilisant un déphaseur à transformateur  $T_2$  et circuit  $R_1-C_1$ .

l'oscillation amortie obtenue dans ces conditions aux bornes de C, le circuit étant attaqué par un générateur d'impulsions de fréquence 20 Hz.

Le diviseur de tension formé par les résistances de  $39\ \Omega$  et de  $10\ \Omega$  permet de simuler une résistance de source équivalente inférieure à  $10\ \Omega$ .

L'amplitude de la première alternance positive est de  $0,76\ \text{V}$ ; celle de l'alternance positive suivante (donc au bout d'une période  $T = 1/f$ ) est tombée à  $0,16\ \text{V}$ .

Ceci permet d'évaluer le décrément logarithmique car

$$Y_2 = Y_1 \cdot e^{-\alpha T}$$

d'où :

$$\alpha \cdot T = \ln \frac{Y_1}{Y_2} = \ln \frac{0,76}{0,16}$$

$$= 1,558$$

et par conséquent

$$\alpha = \frac{1,558}{T} = 1,558 f = 1,558 \times 140$$

$$= 218 = \frac{R}{2L}$$

On en déduit encore la résistance de pertes série totale du circuit LCR, y compris la charge constituée par le transformateur déphaseur ; avec  $L = 1,3\ \text{H}$  on trouve  $R = 566,8\ \Omega$ .

La courbe B de la figure 10 représente la tension déphasée recueillie entre le point Y et la masse.

Avec une capacité  $C_1$  de  $33\ \text{nF}$ , il faudrait en principe une résistance  $R_1$  de valeur

$$R_1 = 1/\omega C_1 = 1/2\pi \cdot 140 \cdot 33 \cdot 10^{-9} = 34,5\ \text{k}\Omega$$

Une mise au point expérimentale donnant un déphasage très sensiblement égal à  $90^\circ$  entre les courbes A et B a conduit à une résistance  $R_1$  de  $36\ \text{k}\Omega$ .

L'armortissement  $\alpha'$  de l'onde en

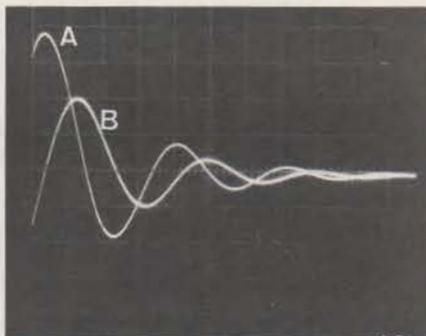


Fig. 10. - Courbe A : Sinusoïde amortie obtenue aux bornes de C (point X du montage de la fig.9) - Impulsions d'attaque de fréquence 20 Hz. Courbe B : Onde amortie en quadrature obtenue au point Y ( $\sigma_A = \sigma_B = 0,2\ \text{V/div.}$  - Base de temps :  $2\ \text{ms/div.}$ ).



Fig. 11. - Spirales obtenues à l'aide du montage de la figure 9, sans modulation Z ( $\sigma_X = 0,2\ \text{V/div.}$  ;  $\sigma_Y = 0,5\ \text{V/div.}$ ).

quadrature s'avère être égal à 250. La valeur  $\alpha' > \alpha$  s'explique évidemment par les pertes dues à la présence du transformateur  $T_2$ .

La photo de la figure 11 a été obtenue en appliquant les points X et Y du montage de la figure 9 respectivement aux entrées horizontale et verticale d'un oscilloscope fonctionnant en traceur XY.

On y voit en réalité deux spirales dont le nombre de spires visibles (ici 3) correspond bien au nombre de périodes de l'oscillation amortie de la figure 10.

La spirale double est due au fait que, le circuit LC étant excité par un train d'impulsions, aussi bien les fronts de montée que les fronts de descente de

ces impulsions donnent lieu à une oscillation amortie.

En reliant le point Z (sortie du générateur) à la borne d'entrée de modulation de brillance de l'oscilloscope, et en réduisant au préalable la brillance de la trace, la spirale inférieure est rendue invisible (voir photo de la figure 12).

Si l'on amortit le circuit LC en connectant une résistance de  $2\ \text{k}\Omega$  en parallèle sur L, le nombre de périodes amorties diminue évidemment, ainsi que l'amplitude de l'onde (photo de la fig. 13)

Enfin, la photo de la figure 13 bis a été obtenue en superposant à une spirale telle que celle de la photo 12 une sinusoïde de fréquence  $3,3\ \text{kHz}$ . Si l'on compte le nombre de « dents » d'une spire de la spirale, on arrive au nombre  $16 = 2250/140$ .

## 2) Montage à amplificateur opérationnel dérivateur

Nous avons réalisé le montage de la figure 14 avec

$$C_1 = 0,1\ \mu\text{F} \text{ et } R_1 = 100\ \text{k}\Omega$$

La courbe supérieure sur la photo de la figure 15 représente la sinusoïde amortie recueillie au point X ; la courbe inférieure étant celle relevée à la sortie X du dérivateur.

On notera l'oscillation parasite superposée à l'onde de sortie, et dont la fréquence correspond à l'intersection de la caractéristique de transfert

$$\frac{u_s}{u_e} = \omega \cdot C_1 \cdot R_1$$

(droite de pente + 6 dB/octave) avec la courbe  $A_o(\omega)$  donnant le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel.

A la fréquence

$$f_1 = 1/2\pi C_1 R_1$$

le gain A en boucle fermée est unitaire ( $A = 1$ )

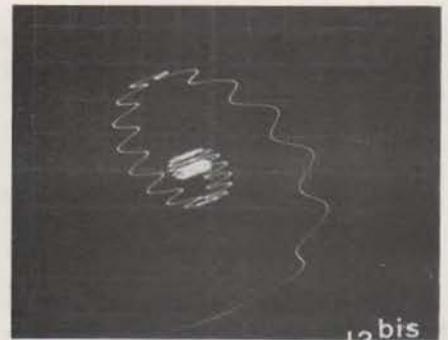
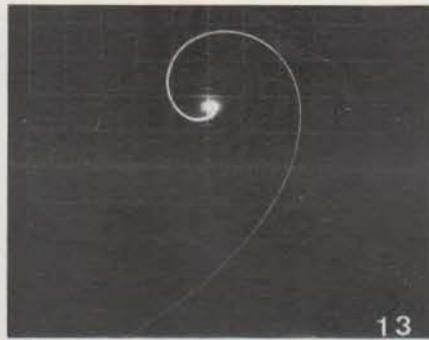
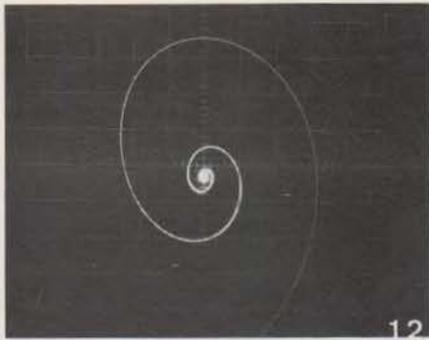


Fig. 12. - Spirale unique obtenue en supprimant le balayage de retour sur le front descendant de l'impulsion d'attaque (modulation Z)  
 $\sigma_Y = \sigma_X = 0,2 \text{ V/div.}$

Fig. 13. - Effet d'une résistance d'amortissement supplémentaire de  $2 \text{ k}\Omega$  branchée en parallèle sur L.

Fig. 13bis. - Superposition d'une sinusoïde de fréquence  $2 \text{ 250 Hz}$  à la spirale de la photo 12 ( $\sigma_X = \sigma_Y = 0,2 \text{ V/div.}$ )

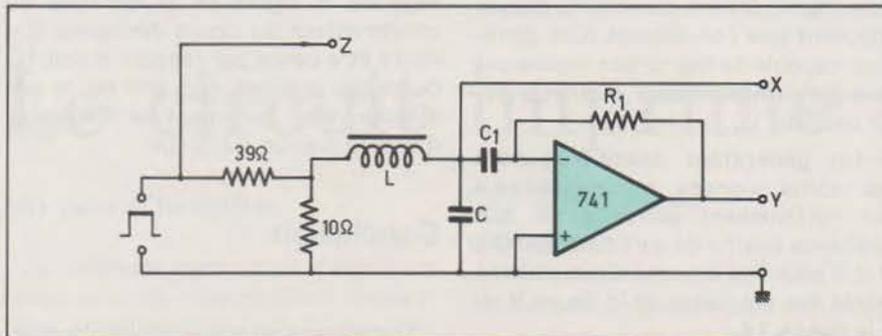


Fig. 14. - Montage pratique utilisant un circuit LC et un dérivateur à amplificateur opérationnel en montage dérivateur.

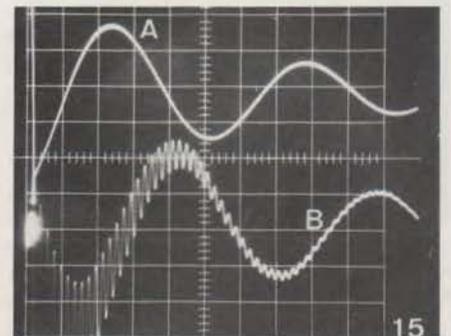


Fig. 15. - Courbe A : Sinusoïde amortie recueillie au point X de la figure 14. Courbe B : Onde en quadrature obtenue à la sortie du dérivateur : une oscillation parasite, due au comportement particulier du montage lui est superposée.

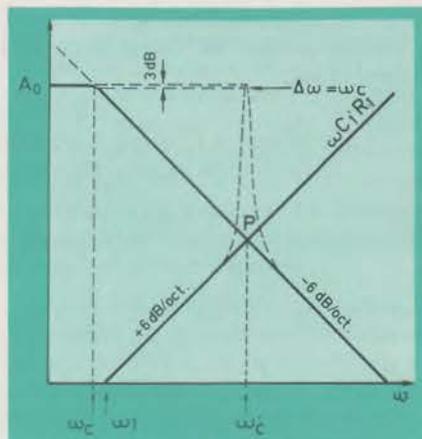


Fig. 16. - La fréquence  $f_c$  correspond à l'abscisse du point d'intersection P de la courbe de réponse en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel, et de la caractéristique de gain  $\omega C_1 R_1$  en boucle fermée ; elle correspond à la fréquence de l'oscillation parasite visible sur l'oscillogramme B de la photo 15.

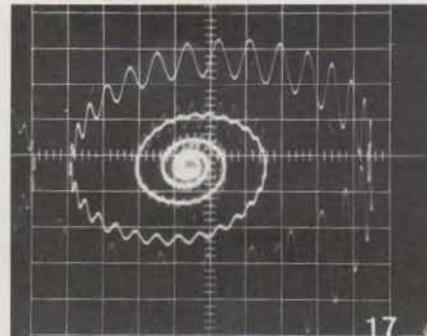


Fig. 17. - Figure obtenue avec le montage de la figure 14 : la spirale est modulée par l'oscillation parasite de fréquence  $f_c$ .

A fréquence croissante, le gain augmente de  $6 \text{ dB/octave}$  jusqu'à ce que l'on atteigne la fréquence limite de l'amplificateur, c'est-à-dire celle qui correspond à l'abscisse du point d'intersection avec la courbe de transfert de l'amplificateur en boucle ouverte.

En ce point P, l'angle entre la courbe de réponse de l'amplificateur en boucle ouverte ( $-6 \text{ dB/octave}$ ) et celle en boucle fermée ( $+6 \text{ dB/octave}$ ) est de  $90^\circ$ , ce qui correspond encore à  $12 \text{ dB/octave}$ .

L'étude classique des amplificateurs à rétroaction nous apprend que le fonctionnement du montage est alors instable et que la fonction de transfert globale est dans ce cas exactement celle d'un filtre passe-bande accordé sur une fréquence

$$f_c = \sqrt{A_0 \cdot f_c \cdot f_1}$$

avec  $f_c =$  fréquence de coupure ( $-3 \text{ dB}$ ) de l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte de largeur de bande  $B = f_c$  et de gain  $A_0$ .

Au point P dans le graphique de la figure 16 le déphasage total est de  $180^\circ$  qui, s'ajoutant au déphasage de l'amplificateur inverseur, fait apparaître une réaction positive : le montage devient de ce fait le siège d'une oscillation parasite (amortie) de fréquence  $f_c$  (voir courbe inférieure de la fig. 15).

Le phénomène que nous venons d'évoquer se manifeste aussi fort bien sur la spirale de la figure 17, obtenue à l'aide du montage de la figure 14 : on notera la superposition de l'oscillation parasite dont la fréquence correspond précisément au point d'intersection des caractéristiques de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée.

Pour éviter ces oscillations parasites, il suffit de connecter une résistance  $R_2$  en série avec  $C_1$ , (fig. 18) de manière à limiter le gain du montage aux fréquences élevées à la valeur

$$A = \frac{R_1}{R_2}$$

La fréquence de transition  $f_s$  (fig. 18) correspond alors au point P' où

$$R_2 = \frac{1}{\omega_s \cdot C_1}$$

soit  $f_s = \frac{1}{2 \pi C_1 \cdot R_2}$

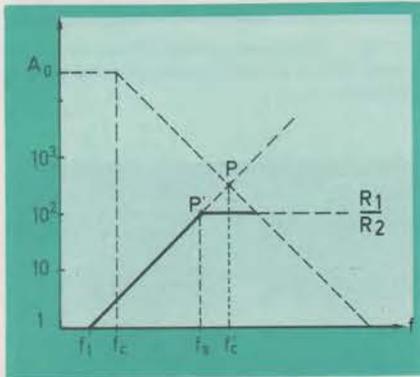
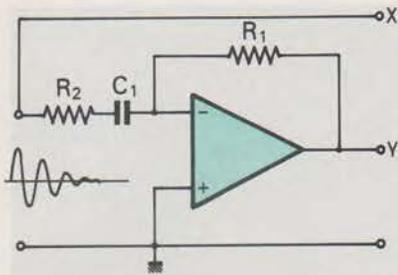


Fig. 18. - La résistance d'amortissement  $R_2$  limite le gain à la valeur  $R_1/R_2$  au-delà de la fréquence  $f_s$  et permet de supprimer l'oscillation parasite.

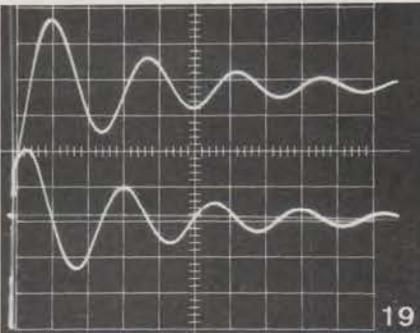


Fig. 19. - Ondes amorties en quadrature obtenues en insérant une résistance  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  en série avec le condensateur  $C$  dans le montage de la figure 14.

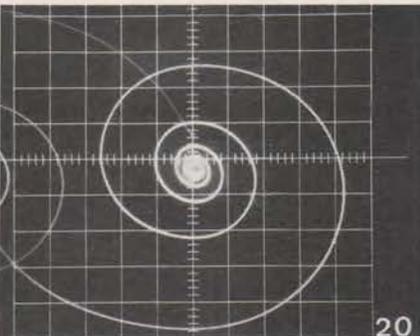


Fig. 20. - Les ondes de la figure 19 permettent d'obtenir une spirale sans aucune trace d'oscillation parasite.

Avec  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  et  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ , le gain au-delà de  $f_s = 1,6 \text{ kHz}$  est égal à 100, soit 40 dB. On obtient dans ces conditions les sinusoides amorties déphasées de la figure 19 et la spirale de la figure 20 : il ne subsiste plus aucune trace d'oscillation parasite.

## Quelques considérations d'ordre pratique

### Le générateur d'impulsions

Les manipulations décrites ci-dessus supposent que l'on dispose d'un générateur capable de fournir des impulsions d'énergie suffisante pour exciter le circuit oscillant LC.

- Un générateur basse-fréquence avec sortie « ondes rectangulaires » peut parfaitement convenir. Si son impédance interne de sortie est de 50 à 60  $\Omega$ , il peut être branché directement à l'entrée des montages de la figure 9 ou de la figure 14.

Si l'impédance de sortie du générateur d'ondes rectangulaires est de plusieurs centaines d'ohms (600  $\Omega$  par exemple), il sera généralement nécessaire de remplacer les résistances de 39  $\Omega + 10 \Omega$  par une combinaison de 560  $\Omega + 33 \Omega$  par exemple, afin de ne pas surcharger le générateur (et aussi pour disposer d'une amplitude suffisante pour la modulation Z de l'oscilloscope...)

- La suppression de la trace de retour (pour l'obtention d'une seule spirale) ne sera généralement possible que si l'amplitude de la tension de sortie du générateur est de l'ordre de 15 à 20 V crête-à-crête au moins. Si tel n'est pas le cas, il faudra l'amplifier avant de l'appliquer à la borne de modulation Z de l'oscilloscope.

- Un générateur de fonctions fournissant des impulsions de rapport cyclique variable sera particulièrement intéressant, car il permettra d'examiner l'influence de la durée des impulsions d'attaque sur le comportement du circuit LC.

Certains générateurs de fonctions délivrent des signaux balayés en fréquence (modulation de fréquence). On pourra dans ce cas obtenir une spirale qui s'ouvre et se referme périodiquement au rythme de la (basse) fréquence du balayage en fréquence.

### La fréquence du signal d'excitation

Si le circuit LC (fig. 14) est à faible amortissement, le nombre de spires visibles par balayage est fonction de la

période de répétition des impulsions d'excitation.

Pratiquement, il convient de commencer les essais en attaquant le montage avec des impulsions dont la période de répétition est de l'ordre de 5 à 10 fois celle qui correspond à la fréquence propre du circuit LC. Ceci conduit à une fréquence du générateur d'attaque qui pourra être évaluée par la relation pratique

$$f_G = \frac{1}{(30 \dots 60) LC}$$

Notons enfin que dans le cas du montage de la figure 14 la capacité du condensateur du circuit dérivateur ( $C_1$ ) devra être petite par rapport à celle ( $C$ ) du circuit oscillant, ceci afin de ne pas affecter trop fortement la fréquence d'accord prévue du circuit.

## Conclusion :

Le balayage en spirale étend considérablement les possibilités de l'oscilloscope, tant comme moyen d'étude que comme auxiliaire didactique, car il permet d'illustrer d'une manière particulièrement suggestive, sinon spectaculaire, le comportement de certains circuits électroniques.

J. DE NEEF

Professeur à l'Institut supérieur technique de l'État - Bruxelles



# Le circuit imprimé

## Un peu d'histoire

La méthode permettant d'établir un circuit avec un nombre réduit d'opérations a maintenant près de 80 ans puisque c'est H. Helberger qui, en 1898, fabriqua la première résistance imprimée semblable à celles employées en aéronautique et sur la lunette arrière de nos voitures. En 1948, le Docteur Paul Eisler, de l'Anderson and Spaulding, déposait le premier brevet sur l'invention à laquelle il travaillait depuis 1941. En 1942, avec son assistant G. Parker, il fabriquait le premier appareil de radio câblé à plat, dont il distribua une cinquantaine d'exemplaires. Le bobinage d'accord était également réalisé sur un cylindre en circuit imprimé.

Depuis cette époque les méthodes ont évolué. La gravure qui semblait au début, résoudre tous les problèmes, fut quelque peu abandonnée au profit des méthodes additives tombées à leur tour en disgrâce malgré les études poussées dont elles firent l'objet aux USA et, par le Dr. Eisler lui-même, en Grande Bretagne vers 1947/1948.

Jusqu'à nos jours, la méthode soustractive par gravure est devenue la technologie admise par tous et ses perfectionnements lui ont permis de subsister même si, pour des raisons diverses, on semble vouloir maintenant revenir à l'additif. Le développement des circuits hybrides en couches minces et épaisses va, sans nul doute, venir influencer cette inflexion et seule la conjonction d'équipement des ateliers, freine la mutation des procédés.

D'ailleurs, même les principes de la gravure vont obligatoirement évoluer en raison de l'apparition de stratifiés composites, tel celui de Micaply, qui permet par opérations successives, de dépasser le stade du câblage pour atteindre celui des réseaux résistifs.

## Les différentes techniques

On peut maintenant établir un câblage ou un élément de circuit par de nombreuses méthodes dont la rentabilité dépend du créneau de production et de l'exigence de l'application. En voici rapidement une énumération non exhaustive :

1) Méthode soustractive de gravure chimique en partant de réserves photographiques ou imprimées par sérigraphie.

2) Méthode soustractive par gravure mécanique à la fraise sous conduite manuelle ou par l'intermédiaire d'un calculateur digital (fig. 1).

3) Méthode soustractive d'étamage-découpe. Les anglo-saxons désignent ce système par les appellations « die-cut » ou « stamped ».

4) Méthode additive par application de substance conductrice par sérigraphie. C'est le système ancien qu'utilisait Centralab dans les années 48/50 et qui revient actuellement dans la contexture des circuits couches épaisses (thick-film).

5) Méthode additive d'évaporation ou de dépôt chimique en couche mince métallique. Le premier système, développé par John Strong en 1949 à New York, est encore largement appliqué sous le nom de « Vacuum-Processes » ou de « Cathode Sputtering » pour la production des microcircuits que les anglo-saxons appellent « thin-film ». Le second est beaucoup plus ancien puisqu'il est dû à Fehling (1880), chimiste à qui l'on doit l'argenture des miroirs. Vers 1950 « Visseaux » fabriquait une platine de téléviseur entièrement réalisée par argenture, inductances, résistances et capacitances comprises !

Les méthodes additives modernes, dont nous allons parler, découlent de procédés similaires adjoints à des opérations galvanoplastiques ou ionoplastiques.

6) Câblages et circuits moulés. Il s'agit en fait de méthodes variées conduisant à tracer une empreinte de circuit dans un diélectrique et de déposer ensuite un métal, par un moyen quelconque, dans le tracé ainsi moulé. Le précurseur de ce genre de technique, J.A. Sargrove, ingénieur anglais (1947), fut imité 10 ans plus tard dans une invention de la société SEUREC à laquelle l'auteur apportait son concours (Brevet N° 1 181 724 du 28/8/1957 - fig. 2). Ce type de production s'accommode parfaitement avec les techniques additives actuelles.

7) Méthode additive par sensibilisation préalable d'un substrat isolant, ou semi-additive par gravure initiale d'un copper-clad à revêtement conducteur mince. L'établissement définitif des connexions s'effectue ensuite par dépôt galvanoplastique ou électrochimique (electroless) ou par étamage à chaud ou à froid. Actuellement ces deux procédés sont en concurrence pour le remplacement, à plus ou moins brève échéance, du système soustractif (voir 1) qui aboutit à retirer entre 60 et 80 % du métal appliqué sur le support. L'économie d'énergie et la protection de l'environnement militent en faveur de ces techniques.

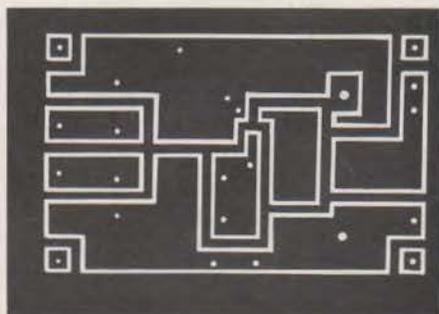


Fig. 1

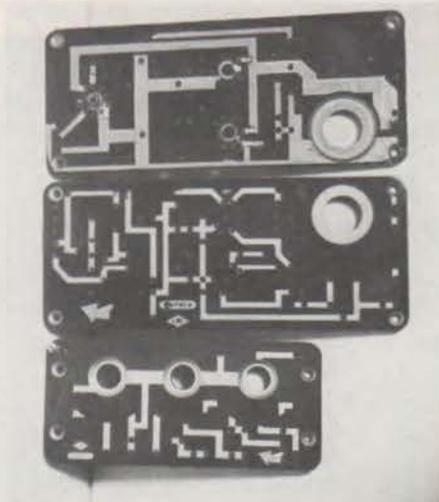


Fig. 2

## Les principes de fabrication

a) **Le dessin.** Qu'il s'agisse de l'une ou l'autre des méthodes précédemment décrites, la première opération consiste à établir un dessin, du circuit à réaliser. Dans les cas simples on peut se contenter d'établir directement la figure de la platine à l'échelle 1/1 mais il est souvent nécessaire, pour des raisons de précision, de dessiner à une échelle diluée 2/1, 4/1 ou même 10/1 s'il s'agit de circuit miniature.

A l'origine (vers 1950) nous exécutions le tracé à l'encre de chine sur carte à gratter (fig. 3). Maintenant, sans parler de machine digitale à dessiner, on dispose d'éléments calibrés autocollants avec lesquels on exécute facilement le dessin, selon l'échelle choisie (fig. 4). L'application se fait alors sur un support opaque ou transparent, quadrillé de préférence en tracé inactinique (bleu). Il est aussi possible de dessiner par transparence sur film de polyester appliqué sur une grille au pas standard désiré (1,96 - 2,54 - 5,08 mm).

Il existe de nombreuses marques d'éléments autocollants (Alfac, Bishop, Brady, Chartpack, Circuitape, Mécanorma), disponibles en France et les films polyester de Du Pont (Cronaflex) ou de Kodak (Kodatrace ou Triacétate) sont distribués par la plupart des fournisseurs pour arts graphiques.

b) **Le cliché de base.** Partant du dessin maître ainsi réalisé (les anglo-saxons disent Master-drawing) on exécute à l'échelle 1/1, un cliché positif ou négatif sur pellicule photographique à haute définition. Ce cliché-maître porte aussi un nom anglais: Artwork.

A priori, si le circuit doit être réalisé par sérigraphie le cliché sera négatif. S'il s'agit de photogravure directe (au moyen d'un photoresist) le cliché peut avoir l'un ou l'autre sens selon que la résine photorésistante est négative ou positive (tableau 1).

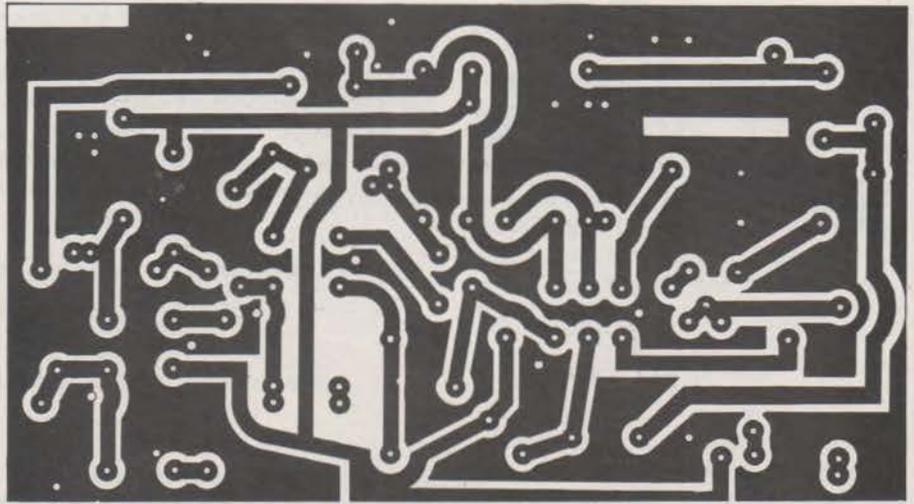


Fig. 3



Fig. 4

Cliché photo	Cliché par contact	Élément de report	Impression obtenue	Métallisation préalable
Négatif	positif	Sérigraphie	Réserves positives	
Négatif	→	Resist ⊖	Réserves positives	
Négatif	positif	Resist ⊕	Réserves positives	
Négatif	positif	Resist ⊖	Réserves négatives	oui
Négatif	→	Resist ⊕	Réserves positives	oui
Positif	négatif	Sérigraphie	Réserves négatives	oui
Positif	→	Sérigraphie	Réserves positives	
Positif	positif	Resist ⊖	Réserves négatives	oui
Positif	→	Sérigraphie	Réserves positives	

Tableau 1

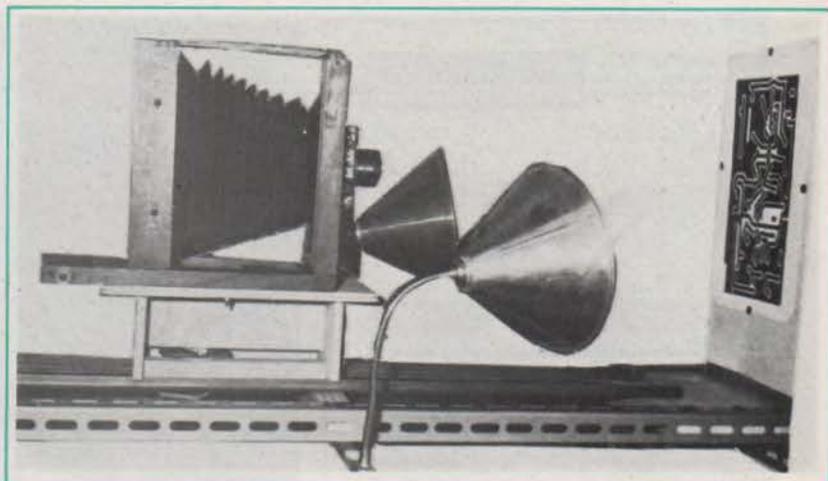


Fig. 5

Afin de disposer des meilleures conditions de netteté il n'est pas recommandé de prévoir une réduction photographique trop importante. Sa limite est fonction de la focale de l'appareil utilisé, et a pour valeur :

$$R = (U-F)/F$$

R est la valeur de la réduction, U est la distance admissible entre le dessin et le foyer de l'objectif, F est la distance focale de l'objectif. Par exemple, avec un objectif de focale 125 mm on peut opérer une réduction 5X à une distance de 75 cm. Cette distance est déterminée par les dimensions du tracé que l'on veut obtenir sur le film photo. Il suffit de régler l'une de ces dimensions sur le dépoli de mise au point.

**c) L'appareil photo.** La prise de vue se fait de préférence avec une chambre photographique semi-professionnelle ou spécialisée de grand format (13 x 18, 18 x 24 ou plus). La **figure 5** montre une installation de ce genre composée d'un ancien appareil d'amateur 13 x 18 avec un objectif d'ouverture 11. L'éclairage du dessin maître est assuré par deux lampes survoltées de 250 watts. Le film à employer est du type lent à haute résolution, orthochromatique ou panchromatique, sur support polyester. Sur la **figure 6** une chambre professionnelle verticale de grand format (30 x 40) est représentée avec ses accessoires. L'objectif est équipé d'un miroir plan à 45°, ce qui permet de réduire l'encombrement. L'ensemble mesure moins de 2 mètres de hauteur totale.

Mais, au risque d'encourir l'ironie des grands spécialistes, disons que la production d'un cliché peut aussi se faire en employant un bon appareil photographique et en passant par l'agrandissement.

Evidemment cette pratique n'est pas souhaitable pour l'obtention d'une haute précision (0,02 mm en classe 5) et particulièrement pour la fabrication de multicouches. Toutefois avec un peu de soin et en utilisant un bon support (polyester ou verre) on peut réaliser un très bon cliché de base. Il est nécessaire d'employer

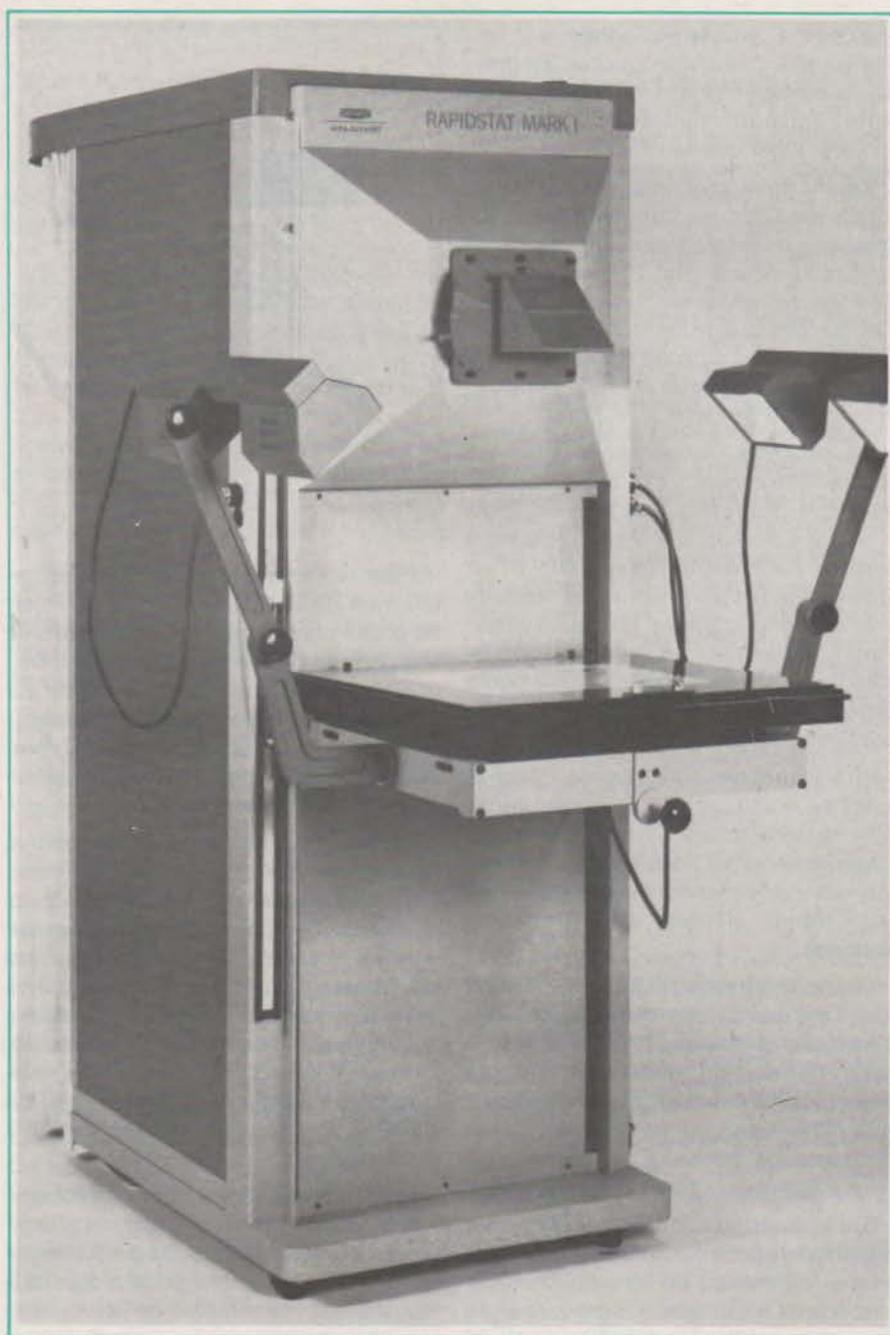


Fig. 6

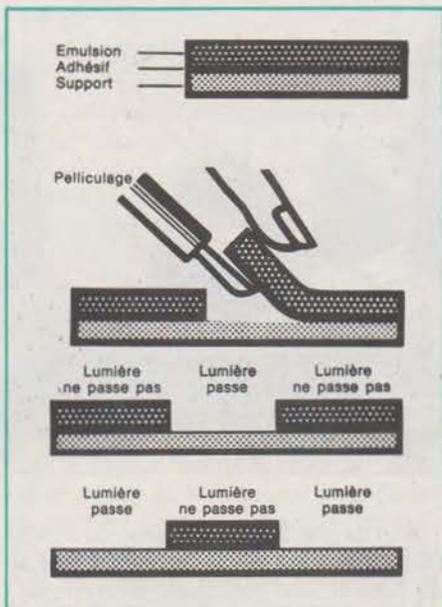


Fig. 7

dans ce cas, des films spéciaux. Dans l'appareil de prise de vues nous avons utilisé avec succès le microfilm 24 x 36 Recordak à émulsion panchromatique, mais on peut également se servir du Panatomic dont l'indice de sensibilité est du même ordre (20 à 50 ASA). Le premier permet, avec un bon contraste, d'atteindre plusieurs centaines de lignes au millimètre. Pour le cliché final agrandi on prend un film (ou une plaque) du type Kodalith ou similaire. Pour l'ajustage de la dimension on procède de la même façon que précédemment, mais cette fois sur la projection, en évitant de laisser chauffer le film bien entendu.

**d) Autre méthode.** Pour les prototypes, les petites séries ou pour gagner du temps on peut, à condition de savoir bien dessiner, se passer de la photographie et réaliser directement le cliché-masque à l'échelle 1/1.

Il faut faire alors appel au vieux système de film pelliculable, remis en honneur par une société américaine dans son produit appelé « Rubilith » ou « Amberlith » selon la coloration. Un produit concurrent, également disponible en France, s'appelle « Bandel Coat ».

Tous ces produits se présentent sous la forme de pellicules, rouge ou orange, composées de trois couches : un support polyester (genre Mylar de Du Pont),



Fig. 8

une couche de colle peu adhésive et une fine couche d'émulsion colorée. En gratant la surface rouge, une plage transparente apparaît qui laisse passer la lumière, alors que le rouge l'arrête.

Il suffit donc, avec un stylet très fin, de suivre, sans appuyer, un tracé placé au-dessous du film pour obtenir une image du circuit désiré (fig. 7). Les portions incisées se soulèvent très facilement, c'est le pelliculage, et l'on peut retirer l'émulsion d'un côté ou de l'autre de la coupe pour obtenir un masquage positif ou négatif à volonté.

Ce procédé, économique pour les petites entreprises, est aussi mis en œuvre par les firmes très bien équipées et le tracé des circuits hyperfréquences produits par la société Exacta (fig. 8) est obtenu sur Rubilith, par l'intermédiaire d'un coordinatographe de haute précision. La réduction, en photo par transparence, du film représenté sur la figure permet de fabriquer des circuits U.H.F., travaillant dans la bande de 10 GHz.

**e) L'écran de soie.** La sérigraphie, après avoir été supplantée par la photogravure directe en partant du cliché-masque, revient à l'ordre du jour en raison des perfectionnements dont elle a fait l'objet depuis une vingtaine d'années.

Ce qu'on appelle toujours « écran de soie » est maintenant composé souvent d'un treillis métallique à la place de la soie naturelle ou du tissu synthétique d'autrefois. La stabilité dimensionnelle et la durée s'en trouvent augmentées et les nouveaux pochoirs sont aussi plus faciles à nettoyer pour leur réemploi.

Sur le cuivre du copper-clad ou sur le substrat nu pour l'additif, on dépose à travers les mailles de l'écran une substance résistante à l'agent de gravure ou au système de dépôt métallique choisi (fig. 9).

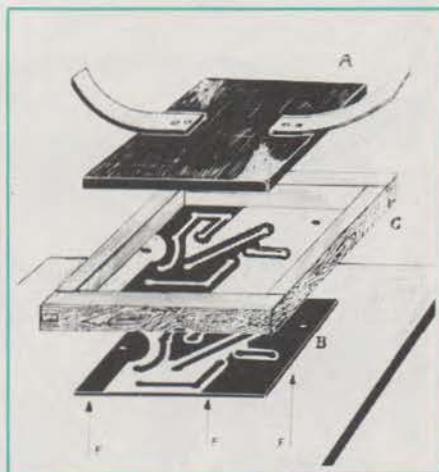


Fig. 10

Pour fabriquer cet écran, qui n'est en fait, rien d'autre qu'un pochoir, on part du cliché précédemment défini, comme le montre la figure 10. Le cliché B (positif dans le cas considéré) est placé sur une boîte à lumière actinique. Sur le cliché on applique l'écran de soie C présensibilisé en faisant pression au moyen d'une plaque à ressorts A.

Le flux lumineux F est alors envoyé pour durcir les plages de l'écran recevant la lumière. Sur le dessin, après développement, ces plages blanches sur B, sont noires sur C, est-à-dire que les mailles sont obstruées. Nous sommes donc bien en présence d'un accessoire qui va permettre de garantir le substrat partout ou les mailles sont libres en rétablissant un dessin conforme à celui du cliché B. C'est ce qu'on appelle établir des « réserves ».

On remarque que, depuis l'établissement du dessin-maître, un certain nombre de transferts ont été opérés. A chaque fois la fidélité du tracé initial s'est trouvée, inévitablement, plus ou moins altérée en sorte que les dimensions finales sont différentes de celles envisagées au



Fig. 9

CARACTÉRISTIQUES	CLASSE 1		CLASSE 2		CLASSE 3		CLASSE 4		CLASSE 5	
	Clichés	Cartes usinées								
Largeur minimale des conducteurs .....	0,70	0,55	0,45	0,35	0,36	0,30	0,22	0,17	0,13	0,10
Espacement minimal entre conducteurs et/ou pastilles..	0,60	0,45	0,45	0,35	0,31	0,25	0,20	0,17	0,18	0,15
Largeur radiale minimale										
- trous non métallisés .....		0,20		0,20		0,20		0,20		0,20
- trous métallisés avec ou sans revêtement.....		0,05		0,05		0,05		0,05		0,05
Tolérance de superposition d'une face par rapport à l'autre (dessin modèle ou cliché)....	0,15		0,10		0,07		0,03		0,03	
Tolérance de la position des pastilles par rapport à la grille (dessin modèle ou cliché)....	0,20		0,10		0,05		0,02		0,02	

Tableau II

départ. Une tolérance est forcément admise, mais elle doit rester dans certaines limites, dépendant de la classe du produit demandé. Une norme (NFC. 93713) définit les tolérances, comme il est indiqué sur le **tableau II**.

**f) La photogravure directe.** Au lieu d'imprimer par sérigraphie, on peut appliquer directement des réserves sur le copper-clad, comme s'il s'agissait de la fabrication d'un pochoir sérigraphique. Pour cela on recouvre la face cuivrée d'une résine photosensible qui va, selon le cas, devenir insoluble aux endroits atteints ou non par le flux lumineux, envoyé à travers le cliché-masque.

Il existe en effet des résines photosensibles, positives ou négatives ce qui implique, dans le premier cas l'établissement d'un cliché positif, et négatif dans le second.

Après développement, la surface cuivrée se présente comme dans le cas de la **figure 10 (B)** c'est-à-dire que le cuivre reste nu sur les surfaces à éliminer.

Le produit appliqué, que l'on appelle souvent « photoresist », dont la propriété réside dans la faculté de modification sous l'effet de rayons lumineux a pour ancêtre la gélatine bichromatée et le bitume de Judée. On peut encore les employer, mais les produits industriels disponibles conduisent à des résultats bien meilleurs.

Les produits de Kodak, Schipley, Protokote, Micro-Image-technologie, Hunt, Sericol, P.M.D. sont disponibles en France sous forme d'émulsions applicables au trempé, à la tournette ou par projection. Les unes sont positives, les autres négatives et leurs performances sont difficiles à comparer, car chacune correspond à un type de production déterminé.

Par contre les « resists » en film de Du Pont (Riston) et de Tiokol (Laminar), d'un mode d'application plus compliqué, présentent un avantage en ce sens qu'ils procurent généralement une surface plus unie et que leur emploi offre une plus grande sécurité pour l'environnement.

Tous ces produits, sensibles dans le spectre U.V. proche, peuvent facilement être manipulés en lumière ambiante atténuée. Ils peuvent également servir à la fabrication d'écrans de sérigraphie.

**g) Les réserves autocollables.** Enfin il existe un système encore beaucoup plus simple de déposer les réserves, c'est l'emploi de bandes et d'éléments de connexion autocollables sur la surface métallique. Ces éléments sont généralement fabriqués par les fournisseurs signalés au sous-titre a) (le dessin), et la **figure 11** montre un circuit préparé avec les produits Mécanorma. Soulignons seulement que la présentation de la face préparée n'est faite, vers le haut, que pour la démonstration.

## La gravure

La première méthode, dite soustractive par action chimique est la plus simple. Elle peut être entreprise même par un technicien ne disposant que de faibles moyens, dès le moment où il a pu établir correctement son cliché-masque.

Le cuivre composant le stratifié de base est attaqué par de nombreux produits dont le plus connu est l'acide nitrique. Pour le circuit imprimé il ne faut pas l'employer car le résultat est désastreux. Il importe de provoquer la morsure du métal sans entraîner d'échauffement et de façon contrôlée pour le respect des réserves.

**a) Les produits.** Les produits utilisables sont les suivants :

- **Acide sulfochromique** : produit coûteux et à action lente, mais utilisable lorsque les réserves sont en étain-plomb ou en or. Nous indiquerons plus tard la raison et la méthode de production de ces réserves. Elles nécessitent malgré tout, l'intervention de la sérigraphie ou de la photogravure directe.

- **Perchlorure de fer** : c'est l'agent le plus facile à mettre en pratique et le moins coûteux. Il ne peut pas tout faire mais il est à la portée de tout le monde. De plus il n'est pas dangereux (à la condition de pas l'avaler, bien entendu).



Fig. 11

- **Chlorure cuivrique** : donne des résultats identiques avec, toutefois, une rapidité moins élevée. Il attaque l'étain-plomb.

- **Persulfate d'ammonium** : c'est l'un des produits les plus utilisés avec les réserves étain-plomb, étain-nickel ou or. Sa vitesse est aussi grande que celle du perchlorure de fer mais il s'épuise plus vite.

- **Solution amoniacale Elech** : c'est un produit universel développé par Alfachimichi, qui permet la gravure de l'or, de

l'argent, du cuivre, de l'étain-plomb, de l'étain-nickel et du rodium. Il est assez cher mais sa capacité de dissolution et sa vitesse en font un produit performant.

- **Neutra-Etch de Shipley** : avec cet agent la gravure du cuivre est rapide et précise. Il est pratiquement neutre avec un pH situé entre 7,4 et 7,9. C'est l'un des meilleurs produits de ce genre à l'heure actuelle.

- **Hunt Chemical et Fag Berag** : produisent également des solutions de gravure de types similaires à ceux qui viennent d'être décrits.

**b) Les méthodes.** La méthode la plus simple pour graver une plaque de circuit consiste à la tremper, après application des réserves, la face vers le bas, dans le bain de solution de morsure. En agitant le bain on active le processus qui est encore amélioré par réchauffage du liquide (50° C au maximum).

On peut aussi asperger la plaque mais il faut que les jets soient bien distribués sur toute la surface et que la pompe provoquant l'aspersion ne soit pas attaquable par le produit.

Dans la dimension du laboratoire nous avons utilisé un ustensile culinaire (panier à salade rotatif) que l'on trouve partout pour une somme modique. L'avantage de cet accessoire c'est qu'il est entièrement en matière plastique et que le circuit à traiter peut facilement être câlé dans les lamelles du tambour. On peut y adjoindre un petit moteur démultiplié.

Au niveau industriel on fait usage de machines à graver dans lesquelles le produit d'attaque est projeté sur les surfaces à graver et les plus perfectionnées permettent de traiter les deux faces à la fois s'il s'agit de double face.

La rapidité de l'opération conditionne la qualité du résultat et on comprend facilement que plus le circuit mettra de temps à apparaître plus le risque de sous-gravure sera élevé. Sur la figure 12 on voit la coupe, fortement grossie, d'une ligne de connexion après gravure. Le cuivre subit en même temps, une morsure perpendiculaire et transversale que l'on appelle « sous-gra-

vure », « undercut » en anglais (fouiller-créuser). La profondeur « x » est d'autant plus élevée (fig. 13) que l'épaisseur « e » est plus grande et que la vitesse de morsure est plus basse. Un compromis doit toutefois être trouvé en jouant à la fois sur la concentration du bain et sur sa température. Le fabricant d'un produit résistant (photoresist) est en général, en mesure de donner les normes d'emploi optimum de son produit.

Il n'en est pas de même lorsque la gravure est effectuée sous réserves métalliques (étain-plomb, étain-nickel, or sur nickel ou sur argent). C'est le cas de la coupe de la figure 12 sur laquelle on remarque l'affaissement du revêtement. Cet état de choses peut devenir préjudiciable lorsque la platine est en service sur un matériel risquant d'être soumis à des vibrations (avion ou satellite en particulier) car il peut s'ensuivre une rupture ou un court circuit. C'est afin de pallier cet inconvénient que les fabricants de copper-clad ont développé les stratifiés à faible épaisseur de cuivre (5 à 10 µ, au lieu des 35 admis dans les formules classiques). De cette façon la sous-gravure est considérablement réduite en sorte que le surplomb (overhang) est pratiquement inexistant. Avec ce système on peut aussi augmenter la définition des circuits et réaliser l'étamage sans surfusion. D'autre part le cuivre étant de meilleure qualité de surface, puisqu'il est électrodéposé plus vite, se prête beaucoup mieux à la recharge électroless ou électrolytique afin de réaliser des câblages en méthode semi-

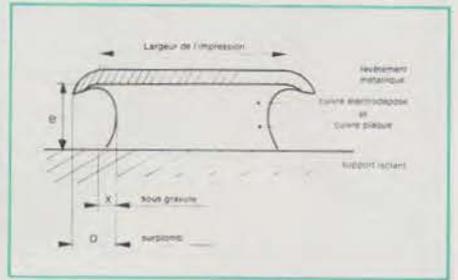


Fig. 13

additive. Enfin, suffisant dans beaucoup de cas il est, à tous points de vue, plus économique.

**c) Les matériels.** En dehors des méthodes simplifiées dont nous venons de parler, il existe des matériels standardisés, présentant tous les éléments de sécurité et de protection de l'environnement. Le dessin de la figure 14 montre un ensemble modulaire fabriqué par la société suédoise Transaco. Il comporte de droite à gauche, un poste de chargement et de contrôle des platines A, une unité de gravure double face B, un poste de retrait des réserves et de rinçage neutralisant C, enfin un dispositif de séchage D. Chaque module peut être acquis séparément et comporte sa source autonome d'énergie. Un certain nombre de constructeurs français sont susceptibles de fournir des ensembles de ce genre.

## Première conclusion

Dans cet exposé qui, loin d'épuiser le sujet, a eu pour ambition de clarifier les principes, nous avons voulu attirer l'attention sur ce qui constitue, à la base, la technique du câblage mécanisé. Il reste à préciser certaines interventions et à fournir les éléments d'établissement du circuit en fonction de la technologie adoptée et du résultat escompté.

Des abaques, des graphiques et des « recettes » vont suivre afin de constituer une sorte d'encyclopédie essentiellement pratique. Nous parlerons aussi des circuits flexibles et des méthodes additives, ainsi que de leurs domaines d'applications.

Nous compléterons enfin par une bibliographie et une liste de fabricants et fournisseurs.

Pierre L. LEMEUNIER

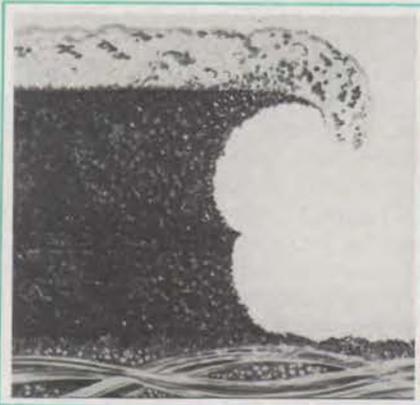


Fig. 12

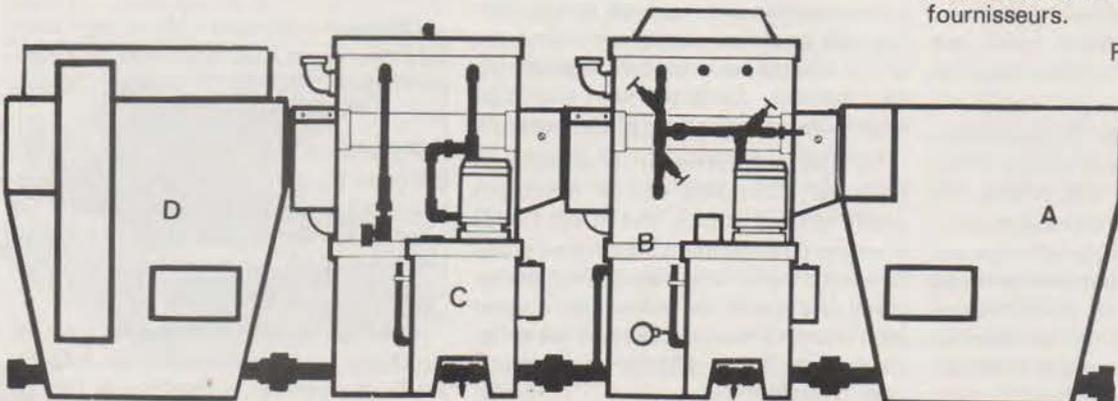


Fig. 14



## Introduction

Les modes de conversions analogiques digitales des multimètres numériques actuellement disponibles sur le marché sont très variés et possèdent tous des avantages et des inconvénients qui doivent être étudiés par l'utilisateur afin qu'il choisisse, en fonction de ses applications et de son budget, le C.A.D. \* propre à le satisfaire au mieux.

Avant de décrire en détail ce C.A.D. objet du présent article, nous allons examiner rapidement les principales caractéristiques et possibilités de ce multimètre qui en est équipé. Ainsi, nous verrons qu'en plus de son C.A.D., le PM 2522 offre une très grande souplesse d'utilisation et que grâce à une sonde qui peut être livrée en option il peut mesurer des tensions alternatives à une fréquence de 1 GHz à - 3 dB.

\* Convertisseur analogique digital.

# Un multimètre numérique avec un C.A.D. basé sur le principe de la modulation d'impulsions triangulaires

Cependant, les systèmes de conversions à « double pente », à « fréquence variable » et à « approximations successives », sont les plus répandus parce que les plus performants sur les caractéristiques essentielles telles que : précision, impédance d'entrée, réjection en mode commun et réjection en mode série. Un autre système de conversion performant qui est utilisé dans l'un des multimètres numériques Philips référencé PM 2522 est basé sur le principe de la modulation d'impulsions triangulaires. Ce C.A.D. offre pratiquement tous les avantages des autres systèmes de « conversion analogique digitale », mais en plus, du fait de la technique utilisée garde très longtemps sa précision ce qui, en d'autres termes, n'oblige pas comme cela est fréquemment le cas de réétalonner l'appareil de mesure. L'on peut ajouter que ce mode de conversion original a permis à Philips de commercialiser un multimètre numérique de haute qualité à un prix extrêmement compétitif. En effet, ce type de C.A.D. et son électronique associée, malgré ses avantages est d'un coût plus faible que d'autres systèmes de conversion. En outre, ce circuit ne comporte qu'un nombre d'éléments critiques très réduit puisque, comme nous le verrons plus loin, la précision de la tension de référence n'est importante que pour la précision du C.A.D.

## Principales caractéristiques techniques du PM 2522

Le PM 2522 se présente sous la forme d'un appareil de mesure compact, léger et bien sûr, portable. Son affichage comporte 3 1/2 chiffres (1999) et est équipé de LED à 7 segments. La commutation des gammes et des fonctions se fait manuellement à l'aide de boutons poussoirs. Le PM 2522 peut être utilisé pour effectuer les mesures suivantes (tableau 1). En outre, l'appareil est entièrement protégé sur toutes les gammes de mesures jusqu'à un minimum de 250 V et la polarité des tensions et des courants continus est indiquée automatiquement. Le point décimal est automatiquement positionné lors de la commutation manuelle de la gamme.

Notons que le PM 2522 est doté d'une commande permettant le maintien de l'affichage d'une quelconque mesure ce qui offre à l'utilisateur la possibilité de garder en mémoire pendant le temps qui lui est nécessaire la valeur exacte de sa dernière mesure. Sur les gammes des résistances, l'appareil peut également mesurer : dans le sens direct sur la position 20 k $\Omega$  et dans le sens inverse sur les autres gammes les semi-conducteurs. Le dépassement sur une gamme est indiqué par le signe 0...

	Résolution	Ze	Gamme	Précision
V=	100 $\mu$ V	10 M $\Omega$	100 $\mu$ V... 1000 V (5 gammes)	$\pm 0,1$ % de l'affichage $\pm 4$ digits
V $\simeq$	100 $\mu$ V	10 M $\Omega$	100 $\mu$ V... 600 V (5 gammes)	de 30 Hz à 30 kHz $\pm 0,5$ % de l'affichage $\pm 10$ digits
I=	100 nA	-	200 nA... 2 A (5 gammes)	$\pm 0,25$ % de l'affichage $\pm 0,25$ % de la gamme
I $\simeq$	100 nA	-	200 nA... 2 A (5 gammes)	$\pm 0,25$ % de l'affichage $\pm 0,25$ % de la gamme
$\Omega$	0,1 $\Omega$	-	0,1 $\Omega$ ... 20 M $\Omega$ (6 gammes)	$\pm 0,3$ % de l'affichage $\pm 0,2$ % de la gamme

Tableau 1. - Principales caractéristiques du multimètre numérique.

## Circuits d'entrées du multimètre

Les circuits d'entrées (fig. 1) de l'appareil ont pour but de délivrer au C.A.D. une tension continue d'une amplitude de 2 volts qui correspond à la pleine échelle de l'affichage numérique à diodes électroluminescentes. En effet, ces circuits convertissent tous les signaux d'entrée en une tension continue. L'atténuateur est commun pour les mesures de tensions alternatives ou continues. Le signal atténué (pour la mesure de V= ou V $\simeq$ ) est dirigé vers un amplificateur X 1 ou X 10 lequel délivre en sortie une tension de 2 volts continus ou de 2 volts efficaces. Dans le premier cas, la valeur est directement appliquée au C.A.D. et dans le deuxième cas, c'est par l'intermédiaire d'un convertisseur  $\simeq / =$  que le signal parvient au C.A.D. qui n'accepte que des tensions continues.

Le schéma de principe du convertisseur  $\simeq / =$  est illustré figure 2. La tension de 2 volts efficaces est appliquée au transistor à effet de champ T<sub>s1</sub> et la tension de sortie de 2 V = est disponible à la sortie de I.C.1 au travers de la diode D<sub>2</sub>.

Le but de l'amplificateur opérationnel I.C. est de corriger le défaut de linéarité des diodes D<sub>2</sub> et D<sub>1</sub>, le gain de celui-ci pour les périodes positives est déterminé par le rapport des résistances :

$$\frac{R_7}{P_1 + R_3}$$

Quant à son gain pour les périodes négatives, il est déterminé par le rapport des résistances :

$$\frac{R_6}{P_1 + R_3}$$

Ainsi, quand les résistances R<sub>6</sub> et R<sub>7</sub> ont les mêmes valeurs, ces rapports

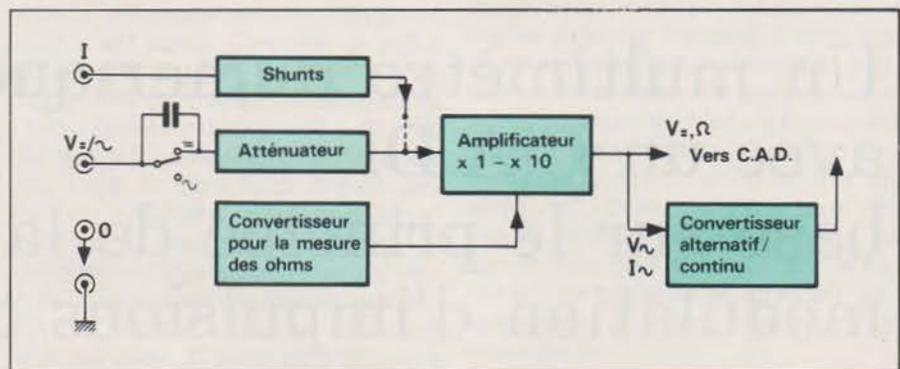


Fig. 1. - Synoptique des circuits d'entrées du multimètre.

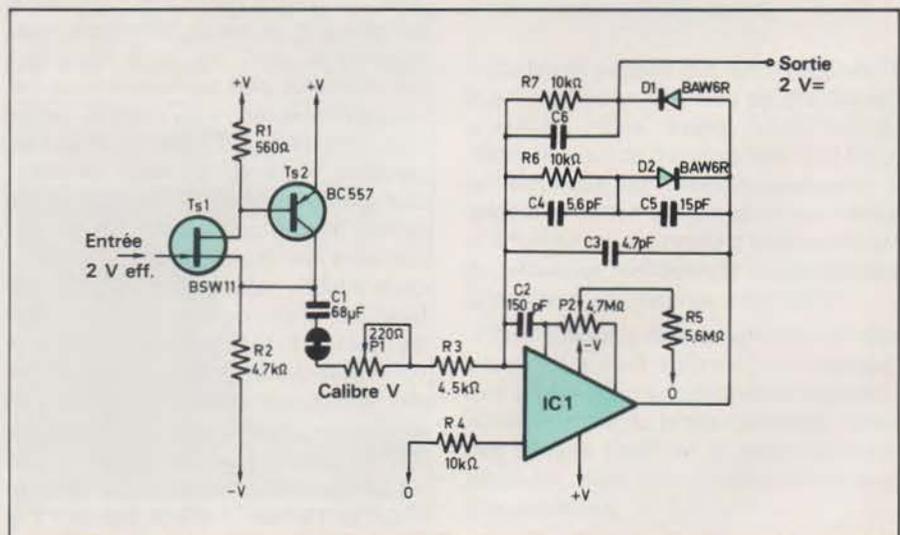


Fig. 2. - Schéma de principe du convertisseur V $\simeq$  / V=.

d'environ 2.2 (selon le réglage de P<sub>1</sub>) correspondent à plus de deux fois le facteur de forme du convertisseur V $\simeq$  / V=. P<sub>2</sub> est utilisé pour régler la tension d'offset de I.C.1.

L'amplificateur  $\cdot 1$  X et 10 X est schématisé figure 3, il comprend un amplificateur opérationnel I.C.2 précédé par deux transistors à effet de champ. T<sub>s3</sub> et T<sub>s4</sub> qui se caractérisent par une très haute impédance d'entrée et un très faible courant d'offset qui est cepen-

dant compensé par les potentiomètres P<sub>3</sub> et P<sub>4</sub>, ce dernier étant accessible sur la face avant de l'appareil afin de pouvoir, s'il en était besoin, régler le 0 au niveau de l'affichage. Le gain de cet amplificateur est déterminé par le rapport :

$$X 10 = \frac{R_9 + R_{13} + \frac{R_{14} \times P_5}{R_{14} + P_5}}{R_{13} + \frac{R_{14} \times P_5}{R_{14} + P_5}}$$

L'action du potentiomètre P<sub>5</sub> permet d'obtenir avec précision la multiplication par 10. A l'entrée de l'amplificateur le commutateur I<sub>3</sub> jumelé avec le commutateur de fonction V= permet d'obtenir un filtre RC avec R<sub>15</sub>, C<sub>9</sub> et C<sub>10</sub>, qui permet d'éliminer la composante alternative. En position V≈ la réponse en fréquence est assurée par C<sub>9</sub> et C<sub>10</sub> en parallèle sur R<sub>15</sub>. Afin d'obtenir un maximum de souplesse d'utilisation, un tel amplificateur doit être protégé, cela est réalisé grâce aux deux transistors T<sub>s5</sub> et T<sub>s6</sub> dont les bases et les collecteurs ont été reliés afin d'obtenir deux diodes zéner. La tension zéner obtenue ici est de 8 volts. Ainsi, si la tension « gate » de T<sub>s3</sub> (entrée de l'amplificateur) excède 8 V, les transistors deviennent conducteurs et la tension à l'entrée de T<sub>s3</sub> est limitée. Quant au courant, il est automatiquement limité par R<sub>15</sub>.

Pour la mesure des courants, l'entrée correspondante comprend six shunts (1 par gamme) pour chacun des shunts la tension aux bornes est de 0,2 V pour la pleine échelle. Aussi, cette tension est appliquée à l'amplificateur. Comme pour les tensions continues, pour la mesure des courants continus, le convertisseur ≈/= n'est pas utilisé.

Le principe du circuit de mesure des résistances est schématisé **figure 4**.

Un courant constant passe au travers de la résistance R<sub>x</sub> à mesurer, la tension à ses bornes V<sub>x</sub> est appliquée à l'entrée (+) de l'amplificateur opérationnel I.C<sub>2</sub> lequel, en fonction de la gamme sélectionnée délivrera en sortie une valeur V<sub>x</sub> x 1 ou V<sub>x</sub> x 10. Le circuit I.C<sub>2</sub> délivre à sa sortie une tension continue de 1,2 V et si V<sub>x</sub> est appliquée à l'entrée de cet amplificateur, sa tension de sortie sera de 1,2 V + V<sub>x</sub>. La différence de potentiel d'origine aux bornes de R<sub>s</sub> est indépendante de R<sub>x</sub> et donc de V<sub>x</sub>. R<sub>s</sub> détermine donc le cou-

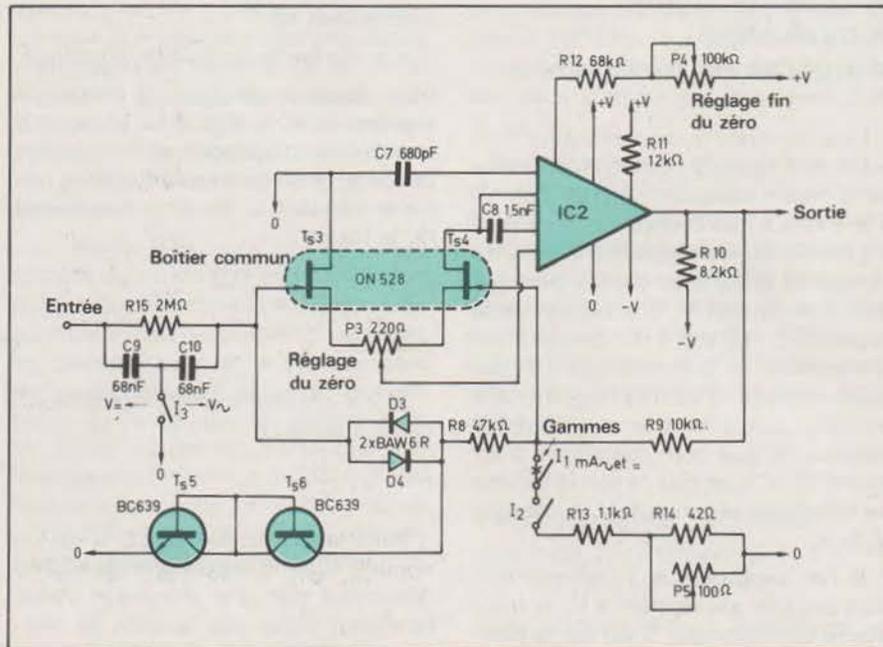


Fig. 3. - Schéma de principe de l'amplificateur X 10-X 10.

rant qui traverse R<sub>x</sub> et nous avons toujours :

$$I_m = \frac{1,2}{R_s}$$

Ainsi, prenons par exemple la mesure d'une résistance de 200 Ω, pour la pleine échelle (cela est le cas sur la gamme 200 Ω) nous aurons : R<sub>s</sub> = 1,2 kΩ et I<sub>m</sub> = 1 mA avec une tension V<sub>x</sub> de 200 mV aux bornes de R<sub>x</sub> (V<sub>x</sub> = R<sub>x</sub> · I<sub>m</sub>) à l'entrée de l'amplificateur I.C<sub>2</sub> lequel du fait de la gamme utilisée amplifiera 10 fois cette valeur et délivrera une tension continue au C.A.D. de 2 V qui permettra un affichage pleine échelle. Si la résistance à mesurer n'était que de 100 Ω nous aurions également R<sub>s</sub> = 1,2 kΩ (puisque nous utilisons la même gamme) et

I<sub>m</sub> = 1 mA, cependant, la tension V<sub>x</sub> ne sera que de 100 mV et de 1 V après amplification de I.C<sub>2</sub> et donc un affichage de 1000 Ω. En termes plus simples, le circuit de mesure des résistances permet de faire passer un courant constant qui dépend de R<sub>s</sub> (et donc d'une gamme choisie) dans une résistance inconnue à mesurer et à provoquer ainsi une différence de potentiel V<sub>x</sub> aux bornes de cette résistance qui sera proportionnelle à sa valeur. Cette d.d.p. (selon le cas) est amplifiée et dirigée sur le C.A.D.

Comme pour les autres entrées du multimètre, le circuit de mesure des résistances est entièrement protégé contre les erreurs de manipulation ou à l'aide de fusibles à action rapide, ou à l'aide de diodes zéner.

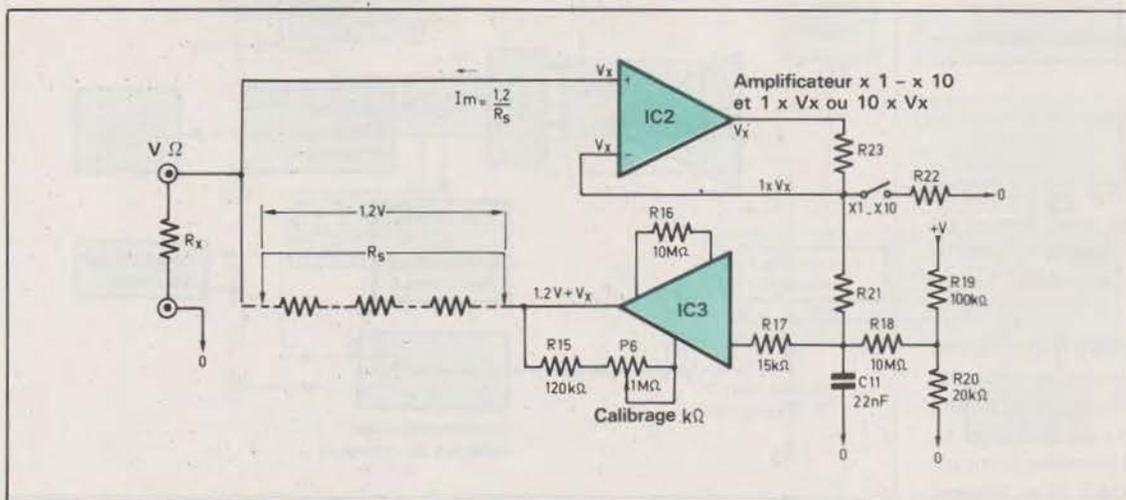


Fig. 4. - Schéma de principe de la mesure des résistances.

## Principe du convertisseur analogique-digital à modulation d'impulsions triangulaires

Le synoptique du convertisseur A.D. est illustré **figure 5** ; celui-ci fonctionne de la façon suivante : une tension  $V_x$  d'une valeur non connue est appliquée à l'entrée du comparateur pour être comparée grâce à ce dernier par rapport à la tension  $V_c$  aux bornes de la capacité  $C_1$ . La sortie du comparateur commande le commutateur  $S$  par l'intermédiaire d'un flip-flop de telle manière que la tension de référence positive ( $+V_{ref}$ ) soit connectée à  $R_1$  quand  $V_c < V_x$  et que ce soit la tension de référence négative ( $-V_{ref}$ ) lorsque  $V_c > V_x$ .

Si l'on suppose que  $V_x$  est une tension positive par rapport à  $V_c$  et donc que le commutateur  $S$  est sur la position  $+V_{ref}$ , cela correspond à charger le condensateur  $C_1$  jusqu'à ce que la tension  $V_c$  excède  $V_x$ . A la première impulsion d'horloge suivante ( $V_c > V_x$ ), le flip-flop fait basculer le commutateur  $S$  qui se met en position  $-V_{ref}$  et le condensateur  $C_1$  se décharge jusqu'à ce que la tension à ses bornes devienne plus petite que  $V_x$ ... et le cycle recommence. Ainsi, du fait de la méthode de compensation appliquée, la valeur moyenne de  $V_x$  est égale à  $V_c$  et si  $V_x$  est une tension continue constante, la charge du condensateur  $C_1$  est également constante ce qui signifie que la charge  $Q_c$  appliquée à cet élément est égale à la charge  $Q_d$  obtenue lorsque l'intégration s'effectue sur une longue période (temps de mesure  $t_m$ ).

Cette charge appliquée  $Q_c$  a pour valeur :

$$Q_c = \frac{+V_{ref} - V_c}{R} \cdot t_c$$

Alors que la charge obtenue a pour forme :

$$Q_d = V_x = \frac{t_c - t_d}{t_c + t_d} \cdot V_{ref}$$

avec  $t_c$  étant la somme des temps de charge,  $t_d$  la somme des temps de décharge pendant le temps  $t_m$  pour  $+V_{ref}$  et  $-V_{ref}$  ayant la même valeur absolue.

En comptant le nombre d'impulsions d'horloge durant le temps de charge  $t_c$  et en soustrayant les impulsions d'horloge pendant le temps de décharge  $t_d$ , on obtient un certain nombre d'impulsions qui correspondent à la tension d'entrée.

Ainsi, supposons que :

$N$  = le nombre total d'impulsion d'horloge durant  $t_m$

$T$  = la durée de l'impulsion d'horloge avec dans ce cas  $t_m =$  le temps de mesure =  $N \cdot T = t_c + t_d$ . Lorsque  $n$  impulsions d'horloge sont utilisées pendant  $t_c$ ,  $N - n$  impulsions sont utilisées pendant  $t_d$ , de sorte que  $V_x$  est de la forme :

$$V_x = \frac{nt - (NT - nT)}{NT} \cdot V_{ref} =$$

$$\frac{2n - N}{N} \cdot V_{ref}$$

Si  $2n - N = n'$  = le nombre d'impulsions à compter

$$n' = V_x \frac{N}{V_{ref}}$$

Dans le cas du PM 2522,  $N$  est un nombre fixe d'impulsions de 2046 déterminé par une minuterie. Ainsi, lorsqu'on utilise une tension de référence de 2046 V, la formule devient :  $n' = 1000 V_x$  (avec  $V_x$  exprimé en volts)

Afin d'améliorer la réjection en mode série le condensateur  $C_1$  est branché entre les entrées du comparateur.

Le synoptique de la **figure 6** illustre plus complètement l'ensemble des circuits nécessaires au système de modulation d'impulsions triangulaires.

Le comptage des impulsions s'effectue dans le compteur inclus dans le circuit intégré M.O.S. qui contient également :

- Le flip-flop d'entrée.
- Le commutateur électronique utilisé pour commuter sur  $C_1$  les tensions de références négatives et positives.
- Un détecteur de polarité.
- Un circuit de commande déterminant le temps de mesure.
- Un circuit de sortie qui commande le compteur à 4 décades (pour l'affichage) qui compte les impulsions qui viennent du C.A.D.

Les impulsions qui sont comptées sont transférées à une mémoire, après quoi, le compteur est remis à zéro par

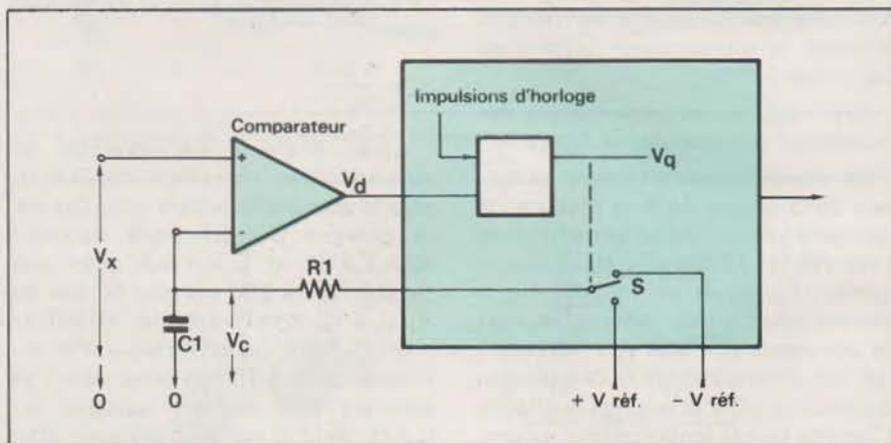


Fig. 5. - Synoptique du C.A.D. basé sur le principe de la modulation d'impulsion triangulaire.

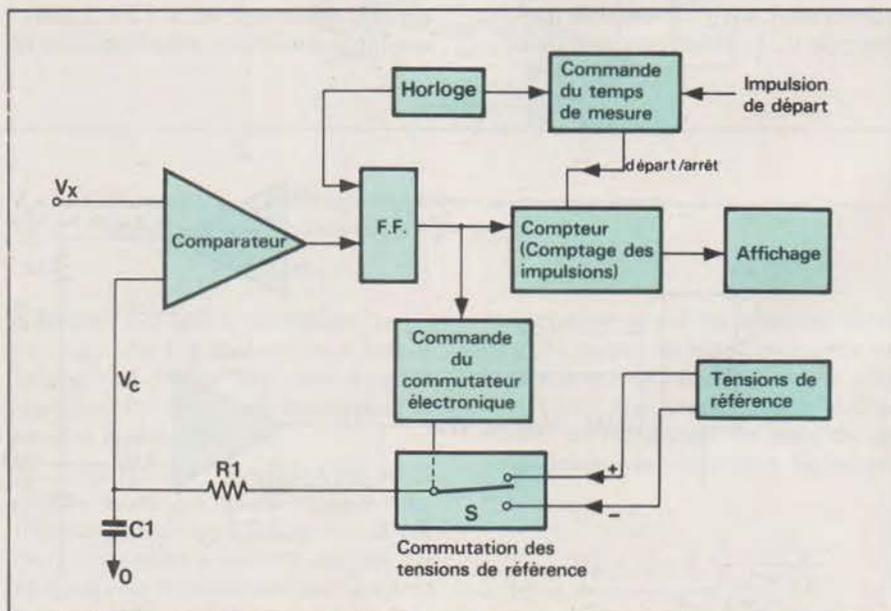


Fig. 6. - Synoptique du système de modulation d'impulsions triangulaires.

une impulsion venant du C.A.D. Un nouveau cycle de mesure est alors démarré.

Un multiplexeur connecte alternativement chaque décade de la mémoire à l'étage de commande du décodeur ; dans le même temps, une impulsion est produite et celle-ci commande le commutateur de tension d'anode de la diode électroluminescente (LED) correspondante.

Le nombre décodé par le décodeur est transféré à l'une des quatre diodes (LED) dont les cathodes sont câblées en parallèle. Ainsi, seul l'indicateur dont le commutateur d'anode est fermé est allumé.

Avant d'étudier le synoptique complet du multimètre (fig. 8), la figure 7 illustre la forme des signaux aux divers niveaux des circuits du système de C.A.D. à modulation d'impulsions

triangulaires. Dans ce cas, la tension  $V_x$  est environ le quart de la tension de référence et  $V_x = 1/4 V_c$ . L'on peut voir en A la modulation des impulsions triangulaires en fonction de la valeur  $V_x$ , en B la sortie du comparateur qui commande le flip-flop en D et en C les impulsions d'horloge qui sont comptées pendant le temps de charge et de décharge.

La figure 8 montre le synoptique complet du multimètre afin d'avoir une vue d'ensemble complète de l'appareil qui, moyennant l'utilisation d'accessoires, permet d'augmenter sensiblement ses possibilités de mesures, notamment à l'aide de la sonde H.F. PM 9210 qui permet d'effectuer des mesures de 100 kHz à 1 GHz (-3 dB) dans une plage de tension comprise entre 150 mV et 200 V en utilisant pour ce dernier cas un atténuateur. La

courbe donnant la bande passante de cette sonde est donnée figure 9. L'on peut voir que jusqu'à environ 6 MHz et depuis 100 kHz, la précision est supérieure à  $\pm 5\%$  et qu'à 500 MHz la tolérance d'erreur est meilleure que  $\pm 20\%$ .

Pour ajouter à cet ensemble de possibilités, le PM 2522 peut également être utilisé en autonome pendant 8 heures grâce à un bloc de batteries rechargeables qui peut être incorporé dans l'appareil. Le temps de recharge de ce dernier est d'environ 15 heures. Il faut noter que le multimètre peut être utilisé durant la charge de ce bloc batteries.

## Technologies utilisées dans le multimètre

Les caractéristiques techniques et les performances d'un appareil de mesure sont des éléments importants, cependant ils ne doivent pas sacrifier son aspect technologique. En effet, même comme cela est le cas avec le PM 2522 si l'instrument de mesure est d'un prix compétitif, il doit pouvoir être utilisé longtemps avec un minimum d'interventions telles que réétalonnages, dépannages et maintenance. Pour ce qui est du réétalonnage, le PM 2522 comme nous l'avons vu, est équipé d'un système de conversion analogique digital original qui, grâce au nombre restreint de composants et au principe utilisé, ne sera réétalonné que très

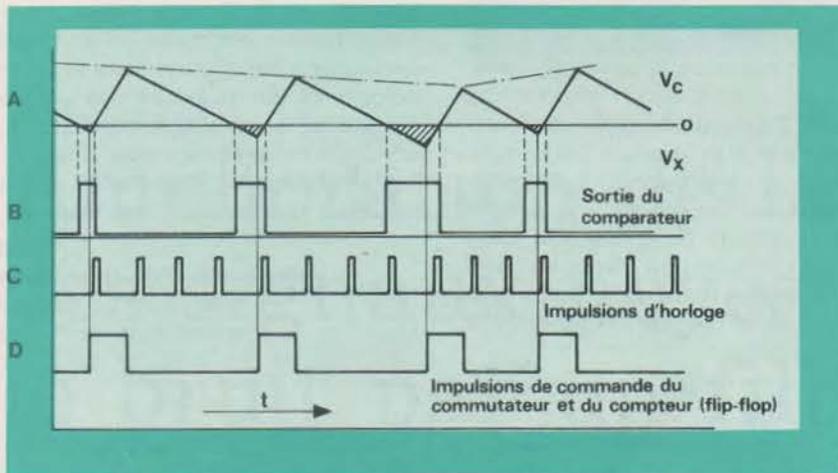


Fig. 7. - Illustration du fonctionnement du C.A.D. à modulation d'impulsions triangulaires.

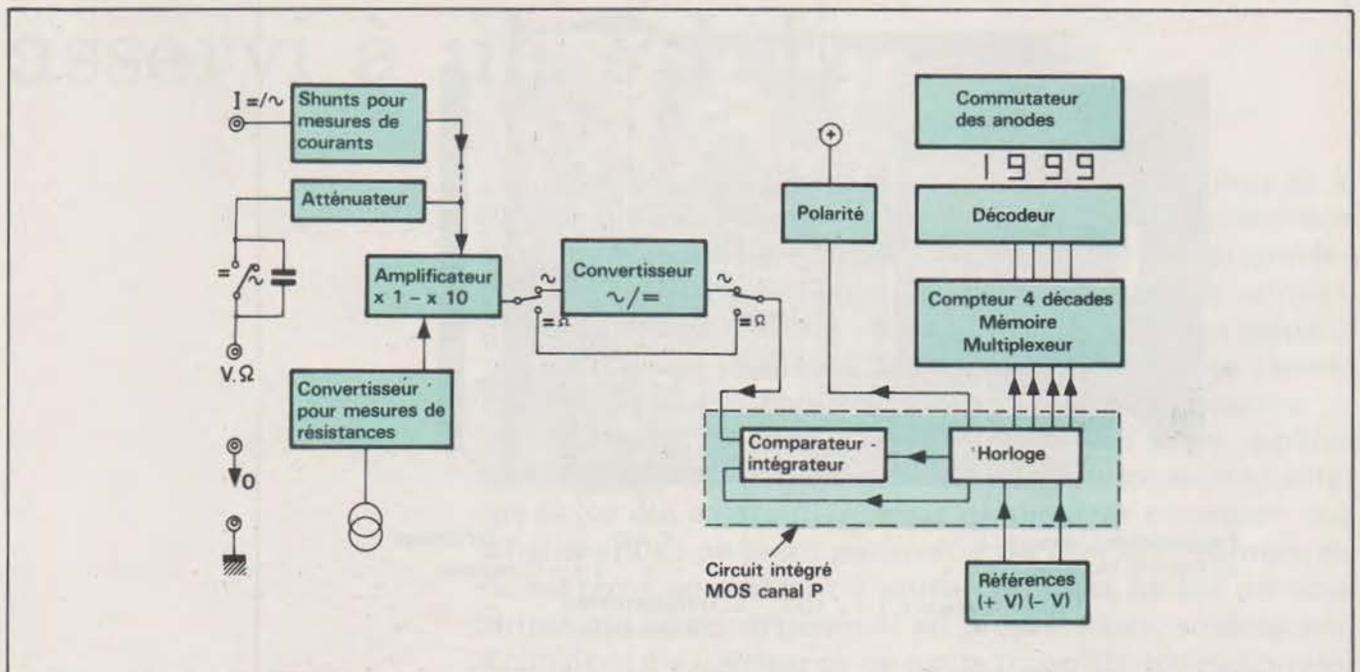


Fig. 8. - Synoptique du multimètre PM 2522.

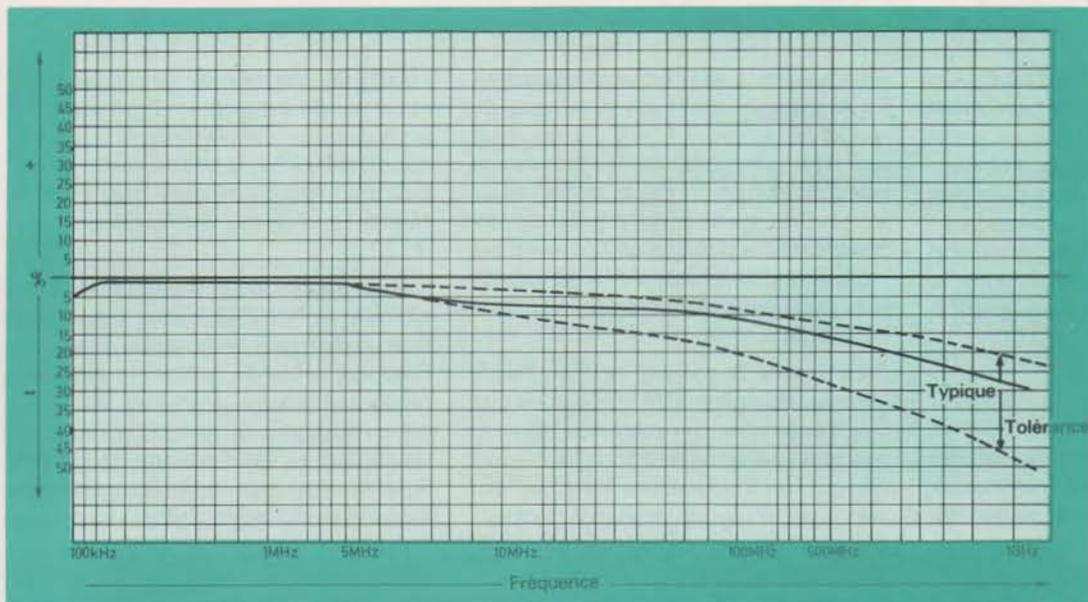


Fig. 9. - Bande passante de la sonde H.F. PM 9210 utilisable avec le multimètre PM 2522.

rarement à tel point même que le constructeur offre une garantie de la précision durant toute la durée de vie de l'appareil, ce qui représente un gage de sécurité sur la qualité des mesures qui seront réalisées avec le multimètre et sur les composants dont il est équipé qui, bien entendu, sont tous du type professionnel et subissent un contrôle sévère avant d'être montés sur les circuits imprimés en verre époxy disposés comme l'indique la figure 10 où l'on peut voir le soin apporté au montage du PM 2522 et à l'accessibilité des composants.

### Conclusion

Sans vouloir rivaliser avec les C.A.D. de haute précision, la conversion analogique digitale du multimètre PM 2522 a permis à Philips de réaliser un appareil d'excellentes performances à un prix très compétitif. En outre, la technique de conversion utilisée offre l'avantage de garder très longtemps la précision sur toutes les gammes de l'appareil ce qui évite les réétalonnages et bien sûr l'indisponibilité de l'appareil.

Ce multimètre étant plus particulièrement destiné à la maintenance en général et à l'enseignement pour divers travaux pratiques, un soin tout particulier a été apporté dans sa technologie, ce qui lui assure une grande fiabilité et à sa simplicité d'emploi, condition indispensable pour une utilisation efficace de l'appareil et à une meilleure interprétation des mesures.

J.-C. Baud  
Ingénieur chef de produits  
à la division VII science  
et industrie de Philips

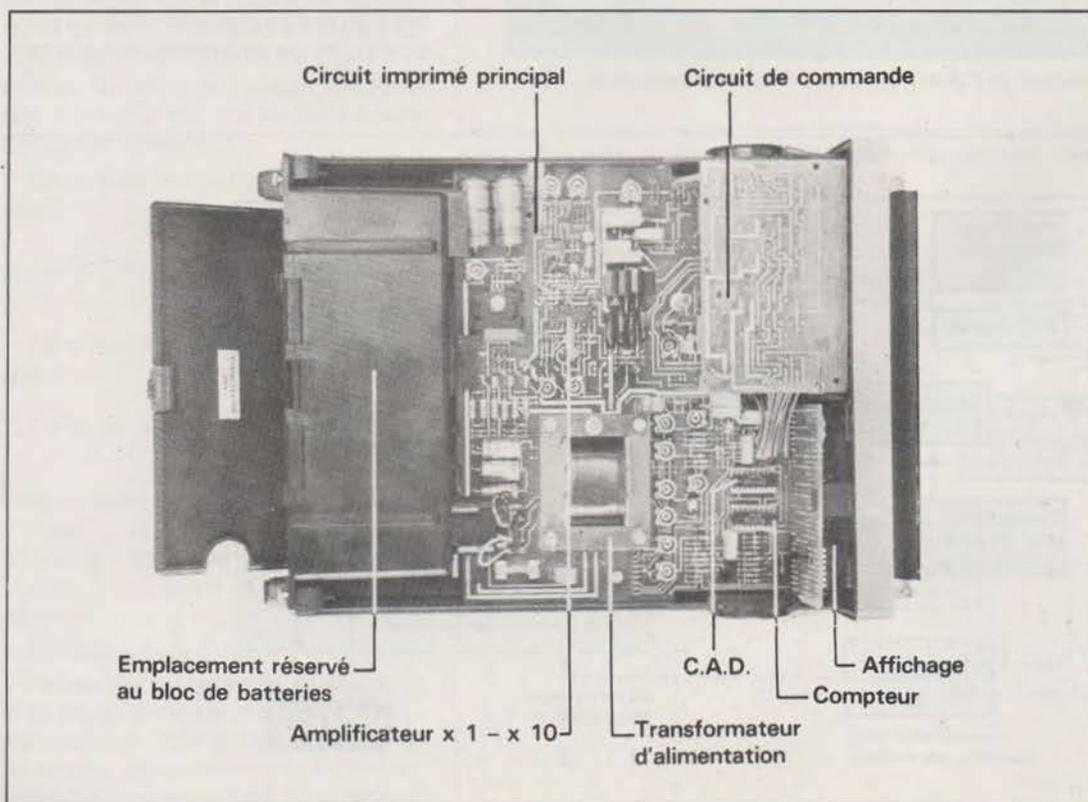
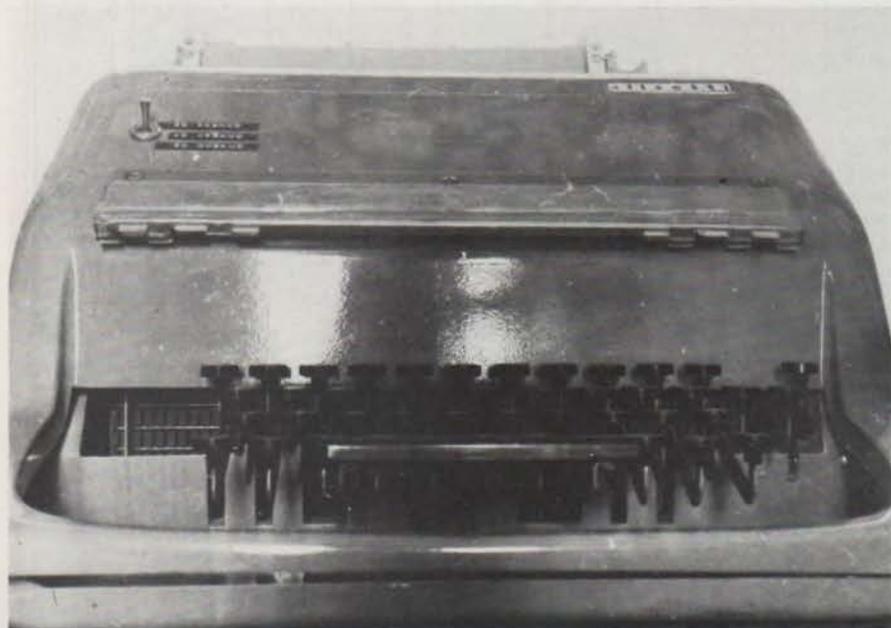


Fig. 10. - Vue de dessus du multimètre.



## Amélioration de la réception des signaux noyés dans le bruit par un filtre à poursuite automatique asservi à un P.L.L.

Inventée en 1932 par un Français, l'utilisation de la boucle à asservissement de phase (P.L.L.) ne constitue plus aujourd'hui une originalité après les remarquables progrès de l'intégration dans les dix dernières années. Entre autres, son utilisation pour le décodage des signaux télétype a été plusieurs fois présentée dans les revues étrangères et commentée dans les revues françaises.

Notre but ici n'est pas de montrer une autre application, qui ne serait en définitive qu'une variante sans intérêt de ce qui existe déjà, mais de montrer comment des améliorations peuvent permettre de tirer le maximum de ce système en mettant à profit certaines de ses particularités qui lui appartiennent en propre. Mais, auparavant, il convient d'explicitier ce qu'est la transmission radio-télétype, R.T.T.Y. en abrégé.

	LETTRES	CHIFFRES	IMPULSIONS				
			1	2	3	4	5
1	A	-	X	X			
2	B	?	X			X	X
3	C	:		X	X	X	
4	D	Qui est là ?	X			X	
5	E	3	X				
6	F	È	X		X	X	
7	G	%		X		X	X
8	H				X		X
9	I	8		X	X		
10	J	Sonnerie	X	X		X	
11	K	(	X	X	X	X	
12	L	)		X			X
13	M	.			X	X	X
14	N	,			X	X	
15	O	9				X	X
16	P	0		X	X		X
17	Q	1	X	X	X		X
18	R	4		X		X	
19	S	'	X		X		
20	T	5					X
21	U	7	X	X	X		
22	V	=		X	X	X	X
23	W	2	X	X			X
24	X	/	X		X	X	X
25	Y	6	X		X		X
26	Z	+	X				X
27	Retour chariot					X	
28	Interligne			X			
29	Lettres		X	X	X	X	X
30	Chiffres		X	X		X	X
31	Espaces				X		
32	Sans utilisation						

Fig. 1. - Le code Baudot (C.C.I.T. 2). Chaque croix correspond à la présence du courant ; l'absence de croix correspond réciproquement à une coupure du courant. On remarque la 32<sup>e</sup> condition qui est inutilisée : elle correspond au déclenchement de l'anti-space. On passe de lettre en chiffre par l'émission des codes 29 et 30.

## Le code Baudot

C'est le code Baudot qui est le plus généralement utilisé par les stations commerciales et les radio-amateurs. D'autres codes sont utilisables tel le code A.S.C.I. Mais le nombre de moments du code importe peu, l'essentiel est qu'un ensemble de fréquences permette de le représenter. Par exemple, dans le cas du code morse, c'est l'absence ou la présence d'une émission ainsi que sa durée qui représente un signe, une lettre, un chiffre. Dans le cas du code Baudot, présence et absence de signaux sont représentées par deux fréquences, chaque signe, lettre, chiffre

étant toujours représenté par cinq moments différemment combinés, précédé du signal de start et suivi du signal de stop. L'ensemble du code est représenté **figure 1**. C'est cette succession d'états qui actionne une machine capable de les reconnaître.

Les 1 et les 0 de ce code s'appellent respectivement le **mark** et le **space** ; chacun est modulé par une fréquence différente de l'autre. La différence entre ces deux fréquences s'appelle le **shift**.

Il existe trois shift standard : 170 Hz, 425 Hz et 825 Hz, les deux premiers étant les plus utilisés respectivement chez les radio-amateurs et les stations commerciales.

Le 825 Hz est quasiment abandonné.

Sachant que la fréquence du space est de 2 125 Hz, la fréquence du mark sera soit de  $2\ 125 + 170 = 2\ 295$  Hz, soit de  $2\ 125 + 425 = 2\ 550$  Hz. L'intérêt d'un faible shift réside dans une bonne protection par rapport au fading sélectif qui affaiblit le mark et le space de façons différentes. Mais, pour un même décodeur, l'amélioration n'est pas évidente car sa tension de sortie est proportionnelle au shift alors que le bruit ne diminue que dans le rapport de la racine carrée de la bande passante.

Néanmoins, la tendance actuelle est d'aller dans ce sens, considérant que les avantages sont plus grands que les inconvénients dans bien des cas de figures.

Il reste à parler des vitesses de transmission. Elles s'expriment en Bauds, le Baud étant l'inverse de la plus petite largeur d'une impulsion du code considéré. Les plus utilisées sont 45,45 Bauds et 50 Bauds respectivement par les amateurs et les stations commerciales encore que ces dernières utilisent souvent le 45,45 Bauds.

## Les différents systèmes de décodage

Les décodeurs R.T.T.Y. peuvent en gros se classer en deux grandes familles.

La première, la plus ancienne, consiste à filtrer séparément le mark et le space puis à les recombinaison au niveau de la machine (**fig. 2**). Une variante, identique quant au fond, bien que différente dans la forme, consiste à utiliser un décodeur de Foster Seeley, décodeur F.M. classique. Une autre variante, plus moderne, utilise une conversion fréquence-tension par pompe à diode.

L'autre méthode plus flexible et plus sophistiquée utilise une boucle à asservissement de phase (**fig. 3**), appelée « phase locked loop » chez les Anglo-Saxons.

Rappelons-en rapidement le principe. Il s'agit de faire en sorte qu'un V.C.O. suive les variations en fréquence d'un signal. Si nous injectons le signal d'entrée et celui de l'oscillateur dans un comparateur de phase (ou exclusif, modulateur en anneau...), nous recueillons

rons en sortie deux signaux correspondant respectivement à la somme et à la différence des fréquences des signaux d'entrée. Éliminons à l'aide d'un filtre la somme  $f_1 + f_2$  pour ne laisser subsister que la différence  $f_1 - f_2$ . Quand le système est accroché,  $f_1 - f_2$  est la tension continue qui, appliquée au V.C.O., le fait osciller à la même fréquence que le signal d'entrée.

Quels sont les avantages de cette méthode ?

Le premier réside dans l'absence de tout bobinage ou condensateur de précision.

Le second tient au fait que ce système a la propriété de se verrouiller sur le signal et de le suivre dans pérégrinations fréquentielles. L'accord peut être moins précis, les conditions de stabilité en fréquence moins sévères. La fréquence peut largement dériver (par effet Doppler par exemple dans le cas d'un satellite), le décodage restant correct dans les limites objectives du système. Ces signaux décodés se retrouvent en sortie du comparateur de phase. Ils représentent la variation de tension nécessaire pour faire sauter l'oscillateur d'une fréquence à l'autre, du space au mark et du mark au space.

Du point de vue rapport signal/bruit, un P.L.L. représente 4 à 7 dB d'amélioration pour 98 % de lecture correcte sur un Foster Seeley.

Mais, surtout, ce qui fait pencher la balance en sa faveur, c'est qu'il possède une sortie fréquence égale à celle d'entrée, mais déphasée de  $90^\circ$ . Cette tension, introduite dans un comparateur de phase, va nous permettre d'asservir un filtre à structure de Rauch. C'est là l'originalité du système.

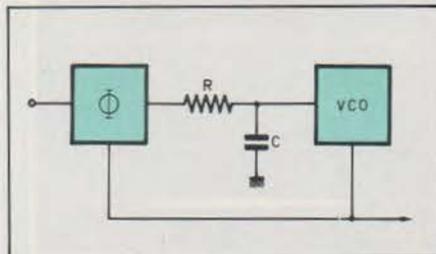


Fig. 3. - Un comparateur de phase reçoit la fréquence d'entrée et celle de l'oscillateur commandé en tension (V.C.O.). Il délivre une tension qui, filtrée par l'ensemble R.C., est la tension de commande du V.C.O. Toute variation de fréquence à l'entrée se retrouve en sortie. La fréquence de sortie est idéalement décalée de  $90^\circ$  par rapport à l'entrée.

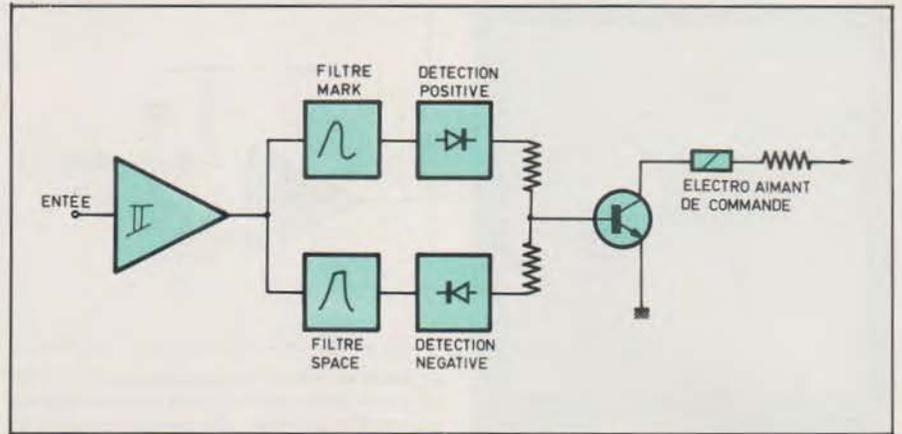


Fig. 2. - Exemple de détection séparée du mark et du space. Ce système est abandonné aujourd'hui.

On peut certes utiliser un filtre fixe mais on perd l'avantage de la poursuite automatique de fréquence.

Ce filtre représente une amélioration de 6 à 10 dB. Le rapport signal sur bruit détectable est ramené autour de 0 dB.

### Principe global du système

Le P.L.L. utilise un MC 1310 dont la fonction a été détournée. De décodeur stéréo, il s'est élevé au rang de décodeur radio télétype. Mais son intérêt, hormis son prix et sa disponibilité, réside dans la fonction qu'il possède d'allumer un voyant indiquant son verrouillage. Cela permet de déclencher automatiquement la machine (auto-start) et de verrouiller le filtre en commandant un transistor à effet de champ.

Voyons maintenant la figure 4. La sortie du V.C.O. du MC 1310 attaque un comparateur de phase « ou exclusif » dont la tension de sortie intégrée fournit une commande à un transistor F.E.T. monté en résistance variable.

Un écrêteur attaque l'autre entrée du comparateur de phase avec le signal d'entrée.

Comme la tension du V.C.O. est décalée de  $90^\circ$  par rapport à celle d'entrée, la tension de sortie du comparateur de phase a un rapport cyclique égal à 1. Intégrée, on trouve donc une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation. Toute variation de fréquence sur l'entrée se répercute sur la différence de phase entrée-sortie, le comparateur de phase produit alors une tension dans un sens tel que la fréquence centrale du filtre est déplacée pour annuler la différence.

L'effet pratique est donc que la fréquence centrale du filtre sautera alternativement du mark au space et réciproquement, tout en suivant une éventuelle dérive globale.

On aboutit donc à un système où la bande passante instantanée est faible mais où la bande de capture est large.

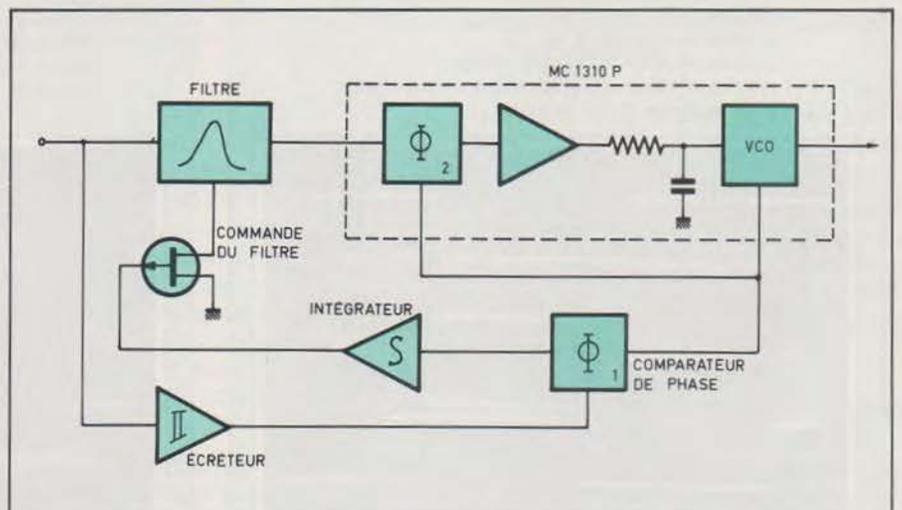


Fig. 4. - Le comparateur de phase  $\Phi_1$  reçoit la fréquence d'entrée écrêtée et la fréquence du V.C.O. La différence intégrée constitue la tension d'erreur permettant au filtre de suivre la fréquence d'entrée.

Photo 1 : En haut le signal d'entrée  $S/N = -10$  dB. En bas, le signal de sortie du filtre asservi. On note une modulation de phase parasite, due au bruit, qui ne peut être supprimée par le filtre. La bande de bruit va de 300 Hz à 10 kHz. (balayage à 0,5 ms/division).

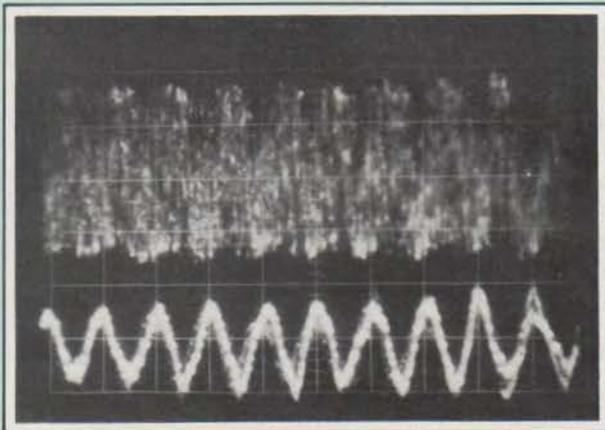


Photo 2 : En haut : entrée, shift 450 Hz (1950 — 2400 Hz)

Au milieu : Sortie du filtre.

En bas : Signal de commande de la fréquence centrale du filtre sur la grille du F.E.T.

On peut noter sur le signal du milieu les encoches marquant le passage du mark au space et réciproquement. Plus le shift est grand, plus les encoches sont marquées. En haut les signaux correspondant au mark et au space sont d'amplitudes différentes : on simule un fading sélectif. (balayage à 10 ms/division).

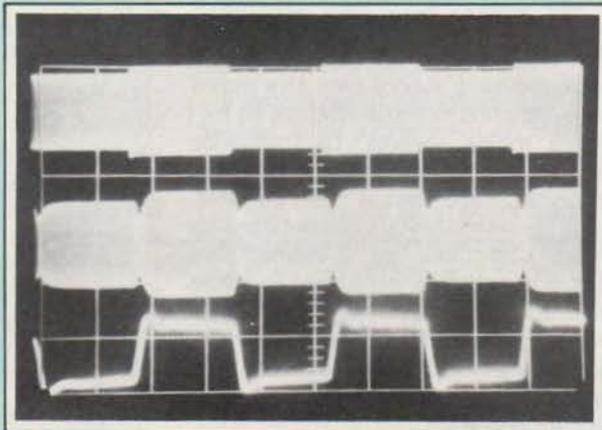


Photo 3 : a) signal carré modulant le générateur de fonction ;

b) Signal sur la grille du F.E.T. ;

c) Signal de sortie P.L.L. après filtrage ;

d) Sortie du comparateur. La distorsion introduite est nulle. (balayage à 5 ms/division).

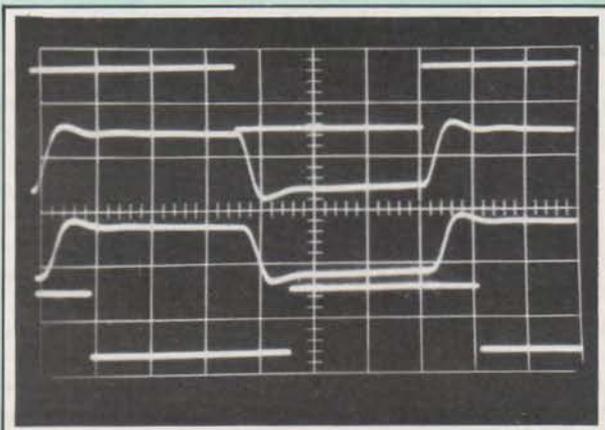
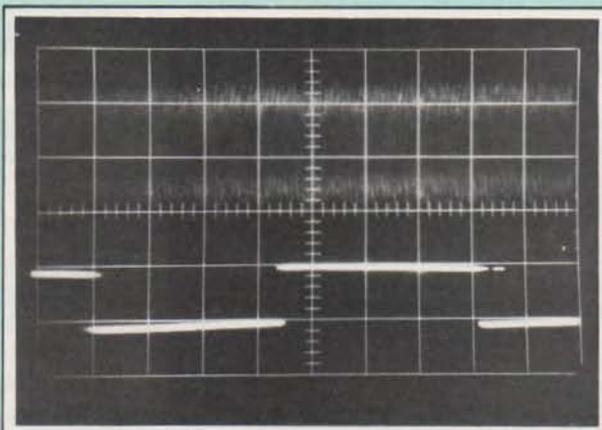


Photo 4 : En haut, le signal d'entrée  $S/N = -10$  dB.

En bas, le signal sur le comparateur. On note un léger jeeter, conséquence de la modulation en phase du signal par le bruit blanc. (balayage à 5 ms/division).



## Le filtre de poursuite

Cette structure (fig. 5) est maintenant bien connue. Elle a été citée et décrite à de nombreuses reprises dans la littérature technique. Il s'agit d'une structure de Rauch.

Cette structure représente certainement l'une des méthodes de synthèse les plus intéressantes pour réaliser un filtre actif, que ce soit par le nombre réduit de composants que par la très grande souplesse des réglages permis.

En effet, si  $R_1 > R_2$ , on peut régler la fréquence d'accord sans modifier le gain et réciproquement.

En remplaçant  $R_2$  par un F.E.T. il est possible de modifier la fréquence d'accord par une tension appliquée sur la grille de celui-ci. Dans notre cas où seule tension positive doit fonctionner, nous avons été contraints de choisir un effet de champ de type P.

Sur la figure 6 est notée la courbe de variation de la fréquence en fonction de la tension positive sur le gate du F.E.T. ; la variation n'est plus linéaire pour les tensions positives élevées. En réalité,  $R_1$  vient shunter  $R_2$ . A la limite, si  $R_2 = \infty$ , la fréquence est fixée par  $R_1$ . Les relations indépendantes en gain et fréquence ne sont donc vraies que si  $R_1 \geq R_2$ .

La fréquence centrale, le gain, la bande passante sont donnés par les expressions suivantes :

$$\text{Si } C_1 = C_2 = C$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot C} \cdot \sqrt{\frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

$$G = -\frac{R_3}{2 R_1}$$

$$B = \frac{1}{\pi R_3 C}$$

$$R_1 = \frac{Q}{|A| \omega_0 C_1}$$

$$R_2 = \frac{R_1}{R_1 Q \cdot \omega_0 (C_1 + C_2) - 1}$$

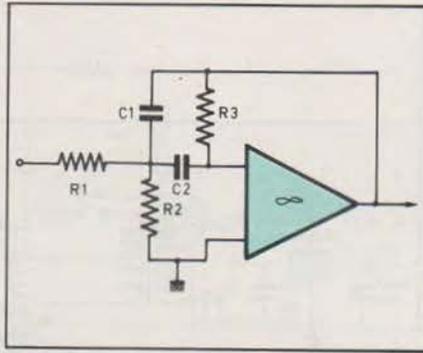


Fig. 5. - Filtre passe-bande à structure de Rauch. Le grand avantage de cette structure réside dans le fait qu'une seule résistance ( $R_2$ ) détermine la fréquence. La possibilité de la remplacer par un F.E.T. permet de faire varier la fréquence centrale en fonction d'une tension appliquée sur la grille et cela sans faire varier le gain déterminé par  $R_1$ . La bande passante est constante.

$$R_3 = \frac{Q}{\omega_0} \cdot \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)$$

Nous avons choisi un gain égal à 1 et un Q de 4.

En réalité, l'impédance d'entrée et le gain en boucle ouverte du LM 741 limitent les possibilités du filtre. Si l'on désire un Q plus élevé, on pourra monter un circuit intégré plus performant de ces points de vue. Quant au gain, on peut l'augmenter en diminuant  $R_1$  mais la plage d'accord diminuera.

On aura davantage intérêt à s'orienter vers un système possédant un filtre supplémentaire sur l'entrée avec deux F.E.T. appariés lesquels seront commandés par la même tension que l'autre F.E.T. se trouvant dans la boucle. Ce système n'a pas encore été l'objet d'études suivies.

## Fonctionnement du filtre réel

On se référera à la figure 7. Le signal d'entrée est dirigé en même temps sur le filtre après avoir été échantillonné par deux diodes et sur un LM 709 (IC 6) monté en boucle ouverte du point de vue alternatif et en contre-réaction totale du point de vue continu. En sortie du 709, le signal pénètre dans le comparateur de phase qui n'est rien d'autre qu'un des 4 « ou exclusif » du CA 4030 AE (IC 7 circuit Mos RCA).

Sur l'autre pte, arrive le signal décalé de  $90^\circ$  du P.L.L. remis en forme dans une des 4 portes du CA 4030 AE. La sortie du comparateur de phase (qui est désignée par le symbole  $\Phi 1$ ) attaque l'intégrateur. C'est un LM 741

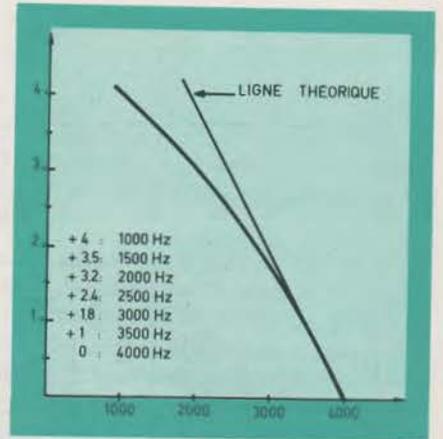


Fig. 6. - La courbe représente la variation de la fréquence centrale en fonction de la tension sur la grille. L'incurvation de la courbe est due au fait que  $R_1$  vient en parallèle avec  $R_2$ .

(IC 8). L'entrée + (non inverseuse) est polarisée à la moitié de la tension d'alimentation. En agissant sur le potentiel de cette pte par le potentiomètre, on règle le décalage entrée/sortie du filtre à  $180^\circ$ . La sortie de l'intégrateur, dont la constante de temps est de 10 ms, attaque la porte du F.E.T. par l'intermédiaire d'un diviseur de tension. En effet, la tension de sortie du LM 741 (IC 8) ne tombe pas à zéro. Par le diviseur et la diode, on arrive à zéro ; on obtient ainsi une résistance mini de 400 ohms.

Entre l'intégrateur et la porte du F.E.T., on trouve une porte analogique constituée par un autre F.E.T. En l'absence d'un signal sur l'entrée, la lampe est éteinte ; on a donc une tension positive sur la porte : le F.E.T. est bloqué.

Le F.E.T. qui commande la fréquence du filtre se trouve polarisé par un pont de résistances. A ce moment, sa fréquence de résonance est de 2125 Hz. Si on capte un signal en faisant varier le B.F.O. du récepteur, on passera sur 2125 Hz ; à ce moment, la sortie du filtre sera maximum, le P.L.L. se verrouillera, le décodeur imposera un zéro sur la lampe qui s'allumera et sur la grille de la porte analogique.

En conséquence, la sortie de l'intégrateur sera directement branchée sur la grille du F.E.T. de commande du filtre.

La sortie du filtre attaque le P.L.L. après avoir été échantillonnée par deux diodes, de sorte que la tension est constante. On élimine ainsi les inconvénients du fading sélectif qui se manifeste par une différence d'amplitude entre mark et space.

## Le circuit à asservissement de phase

Sur la figure 7, à droite du filtre, on trouve le MC 1310 (IC 1) décodeur stéréo remis au goût du jour.

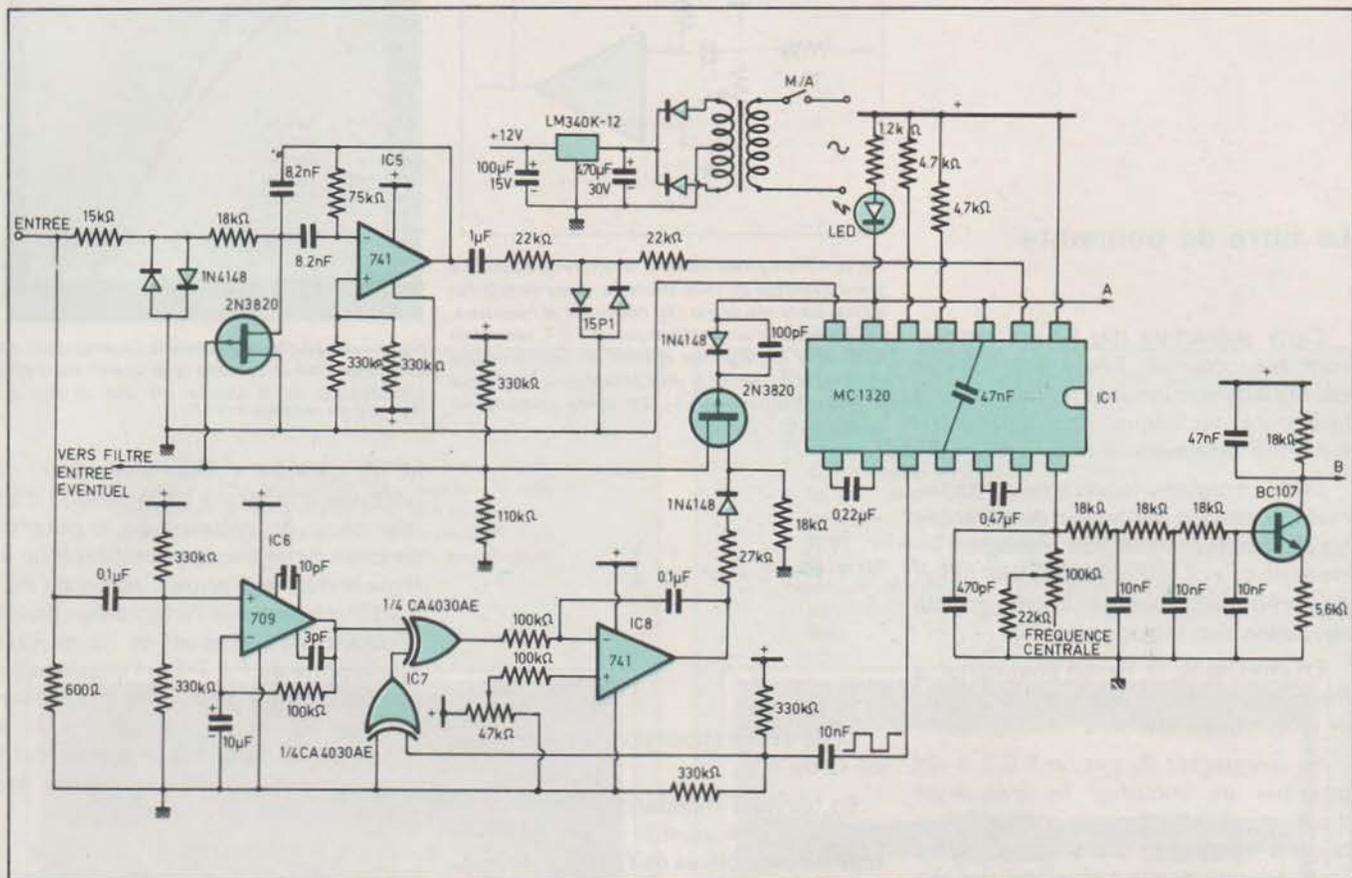


Fig. 7. -

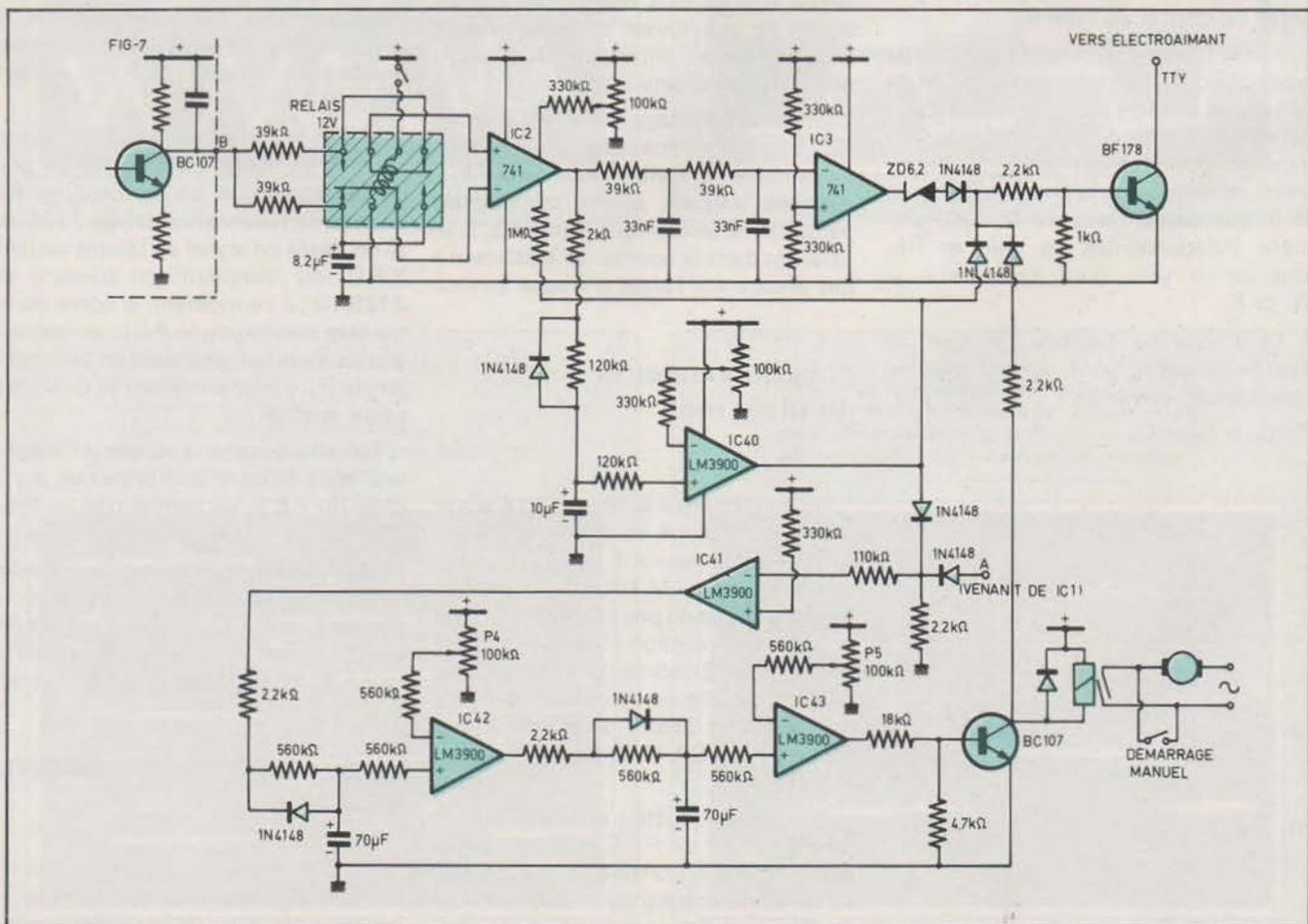


Fig. 8. -

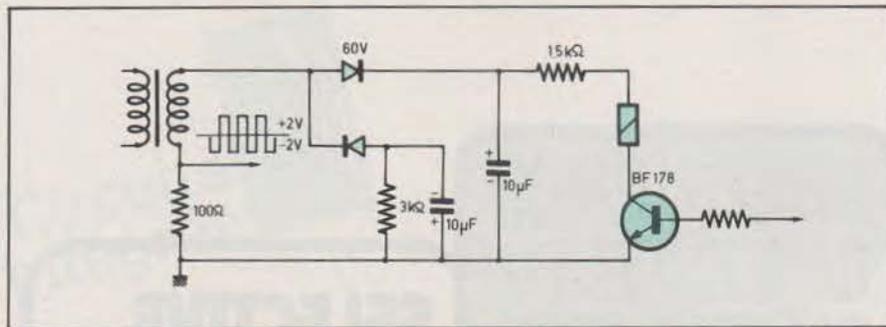


Fig. 9. - L'alimentation.

Il y a peu de choses à dire. La tension est récupérée aux bornes de l'ensemble R.C., déterminant la fréquence centrale et la bande de capture. On attaque un filtre qui supprime la composante alternative. Un BC 107 opère un décalage de tension pour que l'amplificateur opérationnel suivant travaille dans de bonnes conditions. On a, de plus, un gain de 3. Comme on peut le voir sur la figure 8 qui donne la suite du schéma, deux résistances de 39 kΩ attaquent, par l'intermédiaire d'un relais électromagnétique inverseur, un LM 741. Sur une des deux entrées, le potentiel est intégré par l'ensemble 39 kΩ/8,2 μF.

Sur l'autre entrée, on retrouve les variations de potentiel à 25 Hz pour 50 Bauds.

Si la fréquence varie, le potentiel sur le condensateur de 8,2 μF varie et suit la dérive. Ainsi, la démodulation s'effectue toujours dans de bonnes conditions. Après avoir été de nouveau filtré par l'ensemble 39 kΩ/33 nF, on attaque à nouveau un LM 741 (IC 2). Ce filtrage permet de gagner quelques décibels pour 98 % de démodulation correcte.

Pour finir, on attaque par une diode zener et une diode classique un BF 178 en série avec l'électro-aimant dans lequel circule un courant constant de 40 mA.

## Système de déclenchement périphérique anti space, auto start

Il peut arriver que le transmetteur fige la fin de son émission sur un space, ce qui correspond à l'ouverture de la boucle alimentant l'électro-aimant de la machine. En ce cas, elle frappe généralement n'importe quoi. Le but de l'anti-space est de détecter cet état et de créer un état mark artificiel après un temps donné afin d'éviter un fonctionnement hétéroclite de la machine.

### Fonctionnement

Comme on peut le voir sur la figure 8, on règle à l'aide d'un potentiomètre (100 kΩ) le potentiel de l'entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel

IC 40 (1/4 de LM 3900), de façon à obtenir le potentiel zéro en sortie.

Si, maintenant, la sortie de IC 2 passe à 1 (space) plus de 180 ms, la sortie de IC 40 (1/4 de LM 3900) passe à 1 et force le BF 178 à saturation par l'intermédiaire d'une diode. On envoie par ailleurs un courant de verrouillage de la sortie de IC 40 sur l'entrée d'offset 1 de IC 2. Il s'agit d'une entrée non inverseuse. IC 2 passe à 1 en sortie. En effet, sans ce rebouclage, les potentiels des deux entrées de IC 2 glissent l'un vers l'autre, la sortie retombant alors à zéro. On ne pourrait déclencher la minuterie d'arrêt.

Le 1 en sortie est inversé par IC 41.

Le condensateur de 70 μF est rapidement déchargé par la diode et la résistance de 2 kΩ, ce qui impose un zéro sur l'entrée de IC 42. Le condensateur de 70 μF de IC 43 se décharge alors dans les deux résistances de 470 kΩ avec une constante de temps réglée à 10 secondes par P<sub>5</sub>.

Après 10 secondes, le BC 107 se bloque et la machine s'arrête. On voit bien que, si on ne maintient pas la sortie IC 2 à 1, on ne peut décharger le condensateur de 70 μF de IC 43 et arrêter la machine sur un space.

### Auto-start

Si le système est en veille, en attente d'émission, il peut être utile d'avoir un démarrage automatique du système. Cette fonction est réalisée par l'auto-start. En l'absence de signaux, la sortie de IC 2 est à zéro et impose la saturation du BF 178 par l'intermédiaire de IC 3, monté en inverseur. La LED indiquant la synchronisation sur un signal est éteinte, ce qui a pour effet de maintenir au travers de la chaîne IC 41, 42, 43, le BC 107 bloqué.

### Apparaît une émission

La LED s'allume ; le point C passe à zéro, entraînant un zéro sur l'entrée de IC 40. La sortie IC 41 passe à 1. Au bout de 5 secondes (réglable par P<sub>4</sub>), un 1 apparaît en sortie de IC 42 qui vient charger rapidement la résistance de

2,2 kΩ et une diode le condensateur de 70 μF ; ce qui impose un 1 sur la sortie de IC 43 et entraîne la saturation du BC 107.

On peut noter la présence d'une diode en série avec une résistance de 2,2 kΩ du collecteur du BC 107 vers la base du BF 178. Elles évitent, en saturant le BF 178, le désagréable cliquetis qui ne manque pas de se faire entendre au passage des stations même si la machine est au repos puisque le BC 107 est bloqué.

### L'émission disparaît

La LED s'éteint. Le point A passe à 1 et le cycle est le même que précédemment quand la sortie de IC 40 passe à 1.

Au bout de 10 secondes, la machine s'arrête. Un interrupteur permet la mise en marche directe avec suppression de l'auto-start.

## L'alimentation

Elle est des plus classiques. Un transformateur produit les tensions qui sont redressées et filtrées. Un C.I. assure la régulation du 12 V, comme on peut le voir à la figure 9.

L'électro-aimant est alimenté par une source à courant constant constitué par une résistance de 1,5 kΩ (tension de 60 V). Le courant est donc de 40 mA.

Dans le pied du transformateur, une résistance de 100 ohms permet de prélever une tension de ± 2 V selon que l'on est en mark ou en space, pour driver un oscillateur.

## Conclusion

Comme on a pu le voir, c'est là un système de filtrage analogique relativement simple. Hormis le R.T.T.Y., il peut servir pour traquer les signaux reçus par réflexion lunaire où il faut concilier dérive par effet Doppler et faible largeur de bande.

De plus, il est possible de multiplier l'efficacité du système en enregistrant la sortie du système sur bande ; puis l'enregistrement est renvoyé sur l'entrée du système et cela plusieurs fois de suite. On a aussi, si on en a le temps et la latitude, la possibilité d'améliorer le rapport signal/bruit de façon notable.

Charles Rydel

# DIGITAL FILTER SWITCH

A NEW MONOLITHIC DEVICE

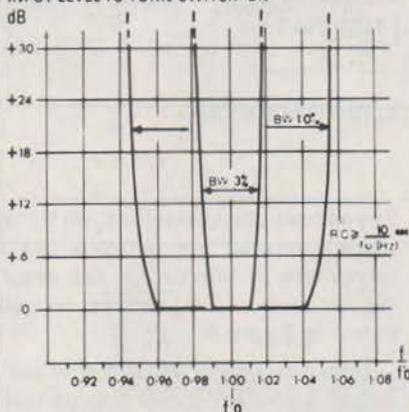
For tone decoding in **HIGH NOISE** signalling conditions and for **SIMULTANEOUS TONE** signalling systems

The FX-105 is a new monolithic tone operated switch that is ideally suited for tone or frequency decoding in single or multi-tone signalling and communication systems. The device employs special digital sampling/integrating techniques which allow tones to be recognised in the presence of very high noise levels or strong adjacent channel tones.

Tone channel centre frequency, channel bandwidth and Q factor can all be adjusted independently.

The FX-105 is a low cost, high performance, state-of-art replacement for L-C, twin-tee, resonant reed and ceramic filters in applications requiring accurate and reliable tone decoding.

INPUT LEVEL TO TURN SWITCH 'ON'



DETECTION BANDWIDTH vs INPUT SIGNAL AMPLITUDE

### TYPICAL APPLICATIONS

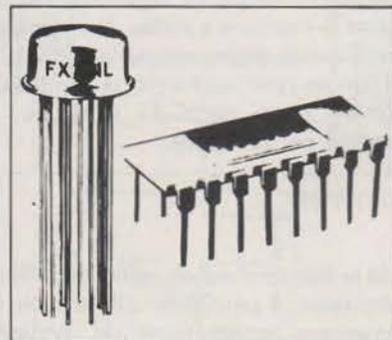
- ★ SUB-AUDIO SQUELCH DECODING
- ★ TOUCH-TONE DECODING
- ★ PILOT TONE MONITORS
- ★ DUPLEX CARRIER TONE DECODING
- ★ F.S.K. DECODING
- ★ VF TONE SIGNALLING
- ★ SEQUENTIAL TONE DECODING
- ★ SIMULTANEOUS TONE DECODING
- ★ TONE OPERATED REMOTE CONTROL
- ★ INTERCOM SIGNALLING
- ★ COMMUNICATIONS PAGING
- ★ POWER LINE SIGNALLING

# FREQUENCY OPERATED SWITCHES

## 2 New Microcircuits for MONITORING ALARM & CONTROL FUNCTIONS

ASSOCIATED WITH TACHOMETRY, FLOWRATE AND THE BROAD FIELD OF PROCESS CONTROL

The FX-301L and FX-401 are frequency operated switches designed specifically for applications in the electrical and electro-mechanical engineering fields. These versatile and robust microcircuits perform overspeed, underspeed, in-speed and similar switching functions with unmatched accuracy and simplicity. Switch operating frequencies are set simply by the values of two external resistors and two capacitors. The adjustment range is from 1Hz to 20kHz. Basic HI LO switching is provided by FX-301L, with precision adjustment of set point differential an important feature. Three state HI LO IN LIMIT switching is performed by FX-401, with each state registered by a separate output switch. Both types include facilities for normal or latch mode operation and internal signal amplifiers allow operation from a variety of pick offs and other signal sources. Operation is from a single 8V to 15V d.c. supply. Both devices available from stock.



To aid circuit experiments 2 P.C. cards are available ready drilled for the device and external components

# SELECTIVE SIGNALLING SYSTEMS

in Monolithic Form EX-STOCK

The FX-107, FX-207, FX-307 are a powerful and flexible family of high performance monolithic signalling devices based on 3-Tone Sequential Code signalling techniques. Constructed using MOS/LSI technology, the devices perform all frequency discrimination, tone generation and code timing functions on-chip, using simple external CR networks.

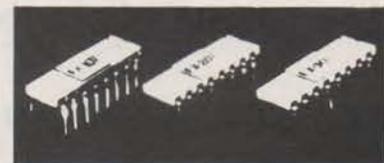
The family members are FX-107, a single code Transceiver with Transponder capability; FX-207, a multi-code Transmitter with logic controlled selection of any one from eight codes; and FX-307, a multi-code Receiver which decodes 8 different input codes and provides an appropriate binary coded output.

Each code consists of three tones, each of different consecutive frequency and sent in a pre-determined sequence (Group Code).

Transmitter devices generate the programmed Group Code on receipt of a logic instruction. Receivers decode Group Codes applied to their signal input and operate integral output switches when the programmed code/s are received.

These exciting new devices may be used separately, or in any required combination, to yield high performance/low cost solutions in application areas involving selective signalling between one or more points, using a common transmission line. Virtually any number of outstations may be connected to the common line and a variety of instructions signalled to each one selectively.

P.C.B. Evaluation Boards for FX-107, FX-207 and FX-307 are available.



FX-107  
3-TONE CODE  
TRANSCIVER  
(RX/TX)

FX-207  
3-TONE  
MULTI-CODE  
TRANSMITTER (TX)

FX-307  
3-TONE  
MULTI-CODE  
RECEIVER (RX)



INTERNATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION - FRANCE  
27 RUE YVES KERMEN - 92100 BOULOGNE - TELEX : 250 030 - TEL. : 604 52 75 +

Veuillez m'envoyer : documentation sur FX 101L  FX 301L  FX 107  FX 105

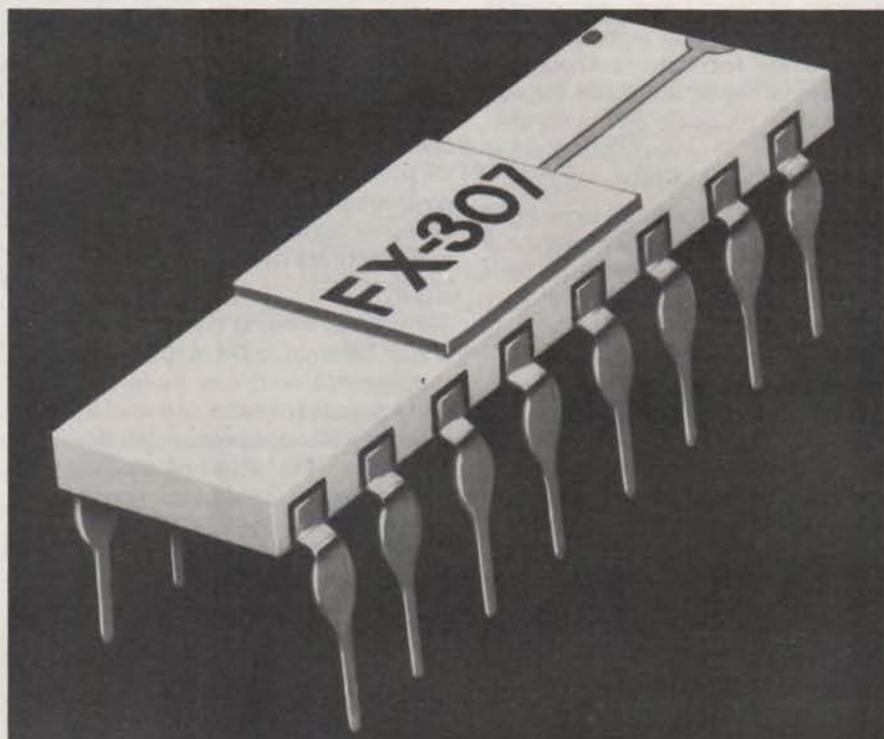
Visite d'un ingénieur

Adresse du revendeur le plus proche

NOM .....

ADRESSE .....

Circuits  
intégrés



## Systemes d'appel sélectif avec la famille FX 107 - 207 - 307

La famille des circuits intégrés FX 107, FX 207 et FX 307 constitue un outil souple et puissant pour la réalisation de systèmes d'appel sélectif. Ces circuits intégrés monolithiques MOS/LSI de grande performance sont axés sur l'utilisation de technique de transmission et de sélection de signaux séquentiels à trois tons. Ils incluent toutes les fonctions au niveau de la puce ; seuls quelques réglages extérieurs à l'aide de réseau RC sont nécessaires pour obtenir la sélection de fréquence, l'émission des tonalités et la programmation séquentielle.

Les trois circuits de la famille sont le FX 107, émetteur-récepteur à code unique avec transpondage incorporé, le FX 207, émetteur multicode à sélection logique incorporée d'un code parmi huit, et le FX 307, récepteur multicode qui peut reconnaître un code parmi huit autres et fournir le signal de sortie correspondant en binaire.

Les circuits émetteurs (FX 107 et FX 207) émettent le groupe-code programmé à réception de l'instruction logique correspondante. Les circuits récepteurs (FX 107 et FX 307) reçoivent les signaux, décodent les groupe-code et commutent les signaux de sortie en fonction des groupe-code programmés reconnus.

## Description générale

Employés séparément ou en combinaison, ces circuits allient une grande simplicité d'emploi avec de hautes performances. Ils offrent ainsi une nouvelle approche particulièrement économique dans les applications impliquant des transmissions sélectives de signaux entre deux ou plusieurs points en utilisant une ligne de transmission commune par fil ou par radio.

On peut brancher sur la même ligne de transmission un nombre quelconque de sous-stations extérieures et on peut transmettre à chacune d'entre elles sélectivement les instructions qui la concernent. Il est très facile de réaliser les fonctions de réponse automatique, interrogation systématique des stations, vérification d'état des stations... Les coûts élevés entraînés par la réalisation de ces fonctions complexes sont considérablement réduits.

Il existe de très nombreuses applications de la série FX'07 dans les télécommunications, la transmission de données, l'instrumentation, le contrôle à distance, l'automatisation, le contrôle de processus industriels... On peut citer par exemple la mise en circuit sélective de certains processus, la transmission à distance de signaux d'alarme, la transmission d'informations numériques, la télémétrie, la recherche d'état, l'appel sélectif, les systèmes d'intercommunication, la recherche et l'identification de véhicules, les systèmes de sécurité...

Conçus pour obtenir une comptabilité maximale, ces circuits comportent des blocs identiques au niveau de la discrimination des fréquences et de la programmation temporelle des codes. Ils

fonctionnent selon le principe d'un code séquentiel standard à trois tonalités. Chaque code consiste en trois tonalités de fréquence consecutive différente émises selon une séquence prédéterminée. Cet ensemble constitue ce que nous appellerons le « groupe-code ».

Les fréquences de travail et les largeurs de bande admissibles sont telles que la famille FX'07 met à la disposition de l'utilisateur des centaines de millions de groupe-code différents. Il faut encore souligner l'extrême simplicité du réglage et du calibrage des fréquences des tonalités.

Tous ces circuits sont présentés en boîtier céramique DIL à 16 broches. Ils fonctionnent sous une seule alimentation à grande tolérance (+8 à +15 volts). Un assemblage classique des éléments de la série FX'07 ainsi que le principe du code à trois tonalités sont donnés à la figure 1.

## Le groupe-code à trois tonalités

Un groupe-code consiste en une série de trois tonalités dont les fréquences et l'ordre de transmission définissent le code lui-même.

Le système de groupe-code utilisé par la famille FX'07 fonctionne selon les règles suivantes :

- 1) les trois tonalités d'un groupe-code ont la même durée nominale ( $T_p$ ). Celle-ci doit être suffisante pour permettre la reconnaissance du groupe-code par un récepteur.
- 2) les fréquences des tonalités suc-

cessives de chaque groupe-code doivent être différentes, toutefois les fréquences extrêmes peuvent être identiques. Les codes ABC ou ABA sont admis alors que les codes AAB ou ABB ne le sont pas.

3) un récepteur ne reconnaîtra un code adressé correctement que si les tonalités successives du groupe sont reçues à l'intérieur d'une certaine période de temps ( $G_p$ ).

4) on doit laisser s'écouler un certain délai ( $Q_p$ ) entre la transmission de deux groupe-code consécutifs afin d'éviter les phénomènes de pseudo-codes résultant de la détection de tonalités provenant de deux groupe-code consécutifs.

5) la transmission de codes différents sur une même ligne inhibe le décodage des récepteurs adressés.

Le nombre de groupe-code différents que l'on peut obtenir dans un système dépend du nombre de fréquences utilisées. Dans les codes utilisant trois fréquences différentes, le nombre de codes possible est  $N \times (N-1) \times (N-2)$  où  $N$  est le nombre de fréquences disponibles. Si l'on admet que la première et la troisième tonalité puissent être de fréquence identique, ce nombre devient  $N \times (N-1) \times (N-1)$ .

Par exemple, si l'on a dix fréquences disponibles, dans le premier cas on peut avoir  $10 \times 9 \times 8 = 720$  groupe-code différents. En utilisant toutes les possibilités du système, on passe à  $10 \times 9 \times 9 = 810$  codes. La sélectivité des circuits FX'07 est telle que l'on peut avoir facilement plus de 40 tonalités dans la gamme audible (200 Hz à 3 kHz) ce qui permet d'obtenir plus de 60 000 codes différents.

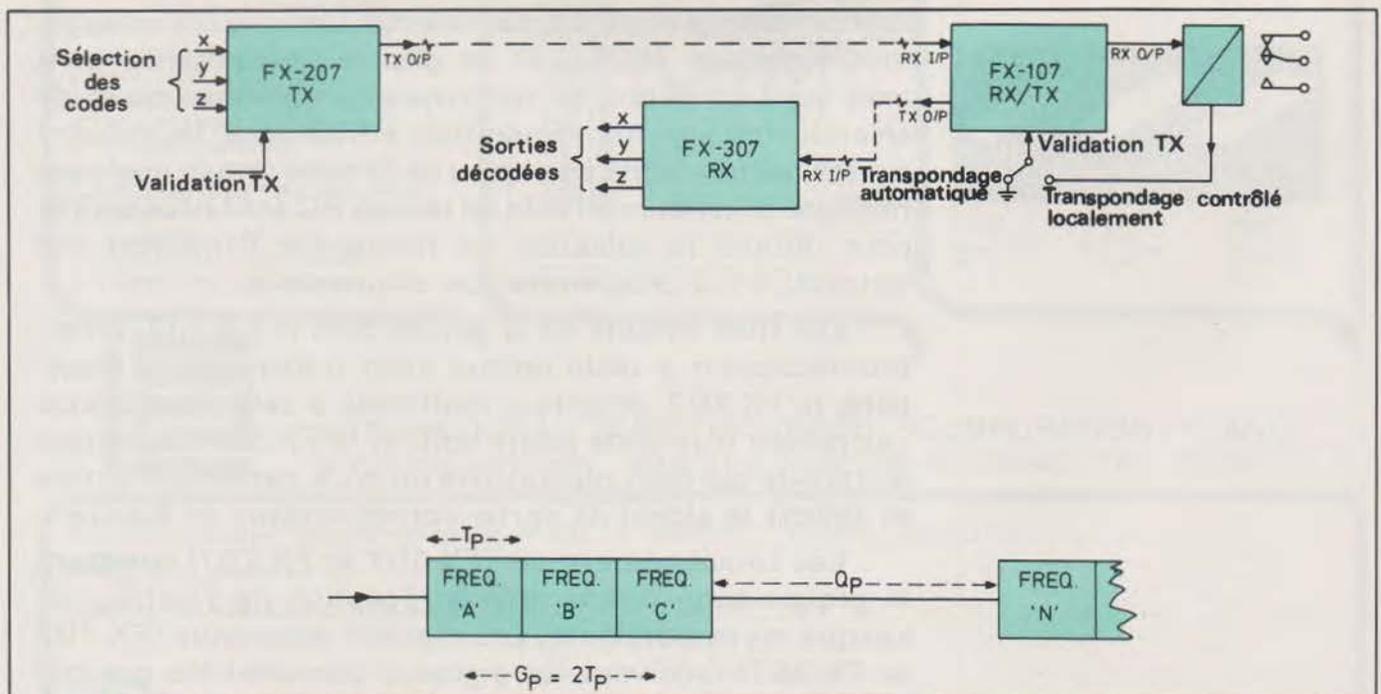


Fig. 1 : La série FX'07 pour appel sélectif. En bas, principe du code à trois tonalités avec  $T_p$  = durée de la tonalité,  $G_p$  = durée d'ouverture et  $Q_p$  = temps de repos.

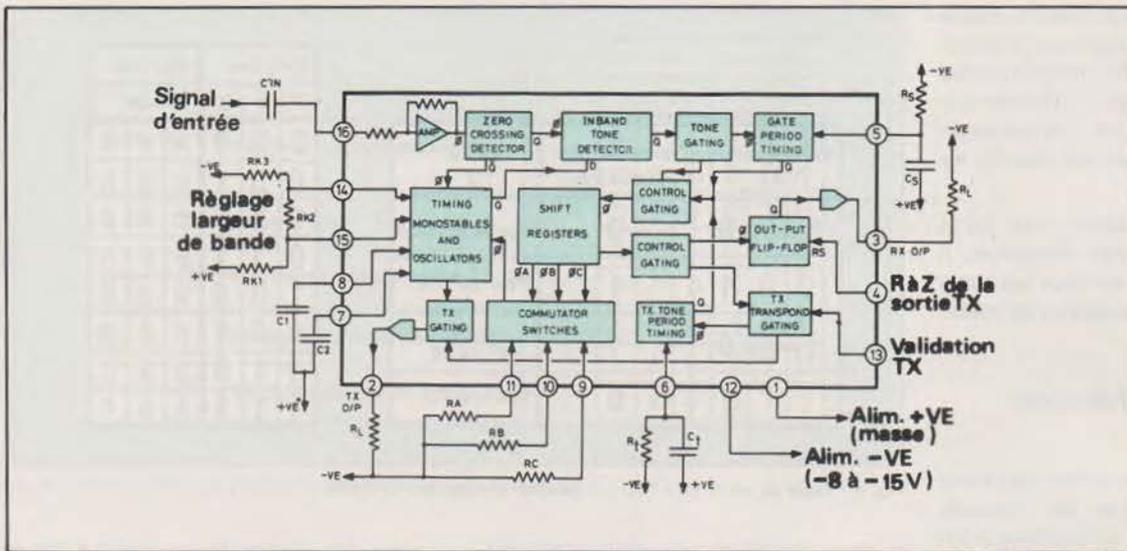


Fig. 2 : Diagramme simplifié du FX 107 indiquant les composants externes nécessaires au fonctionnement.

### Information générale FX 107

Le FX 107 fonctionne aussi bien en récepteur (RX) qu'en émetteur (TX); le fonctionnement simultané dans les deux modes n'est pas possible. Les règles d'emploi sont les suivantes :

a) si la partie RX a reçu la première tonalité du groupe-code, aucune action TX ne peut avoir lieu tant que la séquence de décodage n'est pas achevée.

b) si la partie TX est en train d'émettre un groupe-code, la partie RX est inhibée.

En d'autres termes, les deux modes sont disponibles sur la base du « premier arrivé, premier servi ». Le diagramme simplifié du FX 107 avec ses branchements extérieurs est donné à la figure 2.

Les fréquences du groupe-code au circuit sont déterminées par les valeurs des résistances RA/RB/RC connectées aux broches 11, 10 et 9. Un commutateur interne sélectionne ces broches dans l'ordre fixe 11, 10 9, la valeur de la résistance RA connectée à la broche 11 détermine donc la fréquence de la première tonalité du groupe-code.

La partie RX comporte un amplificateur de signaux qui permet d'opérer à partir de signaux à bas niveaux (couplés A.C.). Le commutateur de sortie RX (broche 3) a une action bistable et change d'état chaque fois qu'un groupe-code correct est reçu. Le contact peut être mis ON par une adresse correcte; il restera ON jusqu'à ce que la réception d'une nouvelle adresse le mette OFF. Le contact peut également être mis OFF en mettant momentanément à la masse de la broche de remise à zéro du RX (broche 4); si cette broche reste à la terre en permanence, le contact de sortie RX restera OFF en permanence quels que soient les codes reçus.

La partie TX comporte un générateur de tonalité à onde rectangulaire qui commande un transistor de commutation couplé à la broche de sortie TX.

Les fréquences des tonalités TX se trouvent approximativement au centre des bandes correspondantes du mode RX ce qui constitue un avantage dans les applications de transpondage. De plus, de ce fait, le calibrage des fréquences RX et TX est effectué en une seule opération. Une dérive par rapport au centre de la bande peut se produire si C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub> ne sont pas étroitement appariés (1 % de différence entre C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub> entraîne une dérive de f<sub>c</sub> de 1 % de la largeur totale de la bande). Aux fréquences supérieures à 3 kHz, une certaine déviation peut également apparaître.

L'émission commence lorsque le signal de validation TX (broche 3) passe de l'état 1 à l'état 0, un groupe-code complet est envoyé à chaque instruction 1-0. Les circuits internes du FX 107 lui donnent une grande variété de possibi-

lités de transpondage. Si le signal de validation TX est à l'état 1 lorsqu'un groupe-code est reçu, il n'y a pas de transpondage. Par contre, si cette broche est en permanence à la terre, un groupe-code est émis à la réception de chaque adresse valide. En connectant la broche 13 (validation TX) à la broche 3 (sortie RX), un code réponse n'est émis que lorsqu'un code adresse reçu a fait passer la sortie RX de l'état OFF à l'état ON (1-0).

Dans chaque action de mode transpondage, il y a un certain délai entre la réception d'un groupe-code adresse et l'émission d'un groupe-code réponse. Ce délai est égal à G<sub>p</sub> et il débute lorsque le commutateur de sortie RX a basculé. Ce délai est assez court par rapport à la valeur recommandée Q<sub>p</sub> = 1,5 G<sub>p</sub>. De ce fait, lorsque la réception et l'émission se font sur une ligne unique, il va y avoir transmission de deux groupe-code identiques séparés par un intervalle de temps inférieur à 1,5 G<sub>p</sub>. Cela pourrait

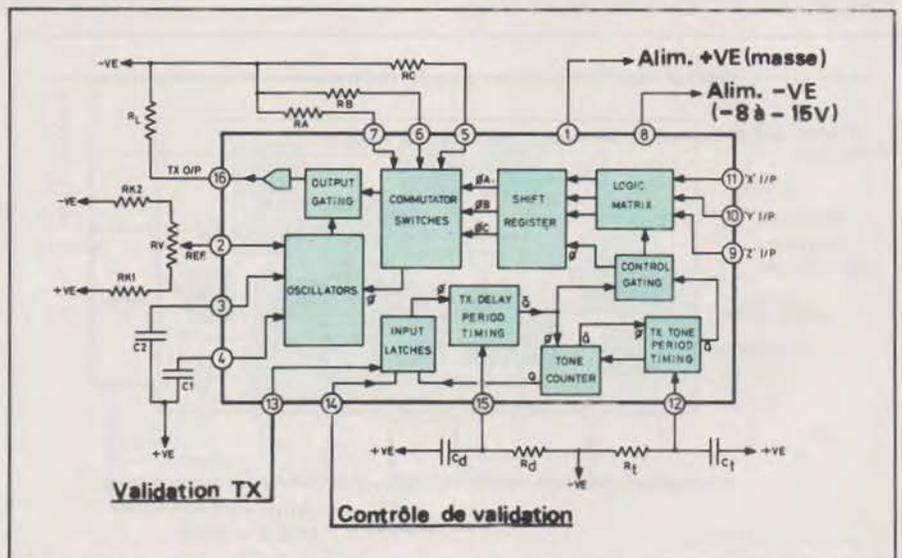


Fig. 3 : Diagramme simplifié du FX 207.

résulter en la création de pseudo-codes et leur détection éventuelle par d'autres stations. Il est conseillé lorsqu'on veut faire du transpondage automatique d'utiliser des lignes de transmission séparées pour les codes adresse et les codes réponse.

Si le FX 107 n'est utilisé qu'en mode émission ou qu'en mode réception, il faut néanmoins connecter tous les composants extérieurs nécessaires au mode non utilisé.

## Informations générales FX 207

Le FX 207 est un émetteur de codes multiples programmable par logique. Les huit groupe-code disponibles sont basés sur les différentes permutations des trois fréquences définies par les valeurs des résistances RA, RB et RC connectées respectivement aux broches 7, 6 et 5 (voir diagramme simplifié, figure 3).

La sélection des codes se fait en appliquant aux entrées X, Y et Z les niveaux logiques correspondants (voir la figure 4).

Il existe deux modes d'émission : émission unique d'un seul groupe-code à chaque instruction de validation TX ou émission répétitive du groupe-code sélectionné. Le mode choisi est obtenu en appliquant aux broches de validation TX et contrôle de validation les niveaux logiques appropriés ( voir la figure 4).

Chaque transmission de groupe-code est précédée d'un certain délai Td déterminé par un monostable interne programmé par un réseau RC. Ce délai est donc ajustable entre quelques microsecondes et plusieurs secondes. Cette facilité permet la transmission des groupe-code de façon échelonnée afin de résoudre certaines applications telles que le transpondage de données en provenance des sous-stations appelées ou la réception d'accusés de réception.

Validation TX			Contrôle de validation			Sortie TX		
1	→	0	0			1 groupe codé		
		1	1			Pas de TX		
1	→	0	1			Cyclique		
		1	0			Pas de TX		

Entrées			Sorties		
X	Y	Z	Code		
0	0	0	A	B	A
0	0	1	C	B	A
0	1	0	C	A	B
0	1	1	B	C	A
1	0	0	B	C	B
1	0	1	A	C	B
1	1	0	B	A	C
1	1	1	A	B	C

Fig. 4 : Table de vérité du FX 207 (à gauche) et encodage (à droite).

Dans le cas d'utilisation du mode cyclique d'émission, le délai est automatiquement repris avant l'émission du groupe-code suivant.

Les instructions de sélection des groupe-code à transmettre peuvent être introduites ou modifiées à tout moment. Toutefois, seules les instructions présentes à l'instant où le délai expire sont transférées à la mémoire interne et le code correspondant est émis. Une fois que la transmission a commencé, elle ne peut être annulée et le groupe-code ne peut être changé.

Si l'on a pas besoin de ce délai, il faut toutefois que Rd et Cd soient branchées. On choisira alors les valeurs telles que le délai soit minimal (70 microsecondes).

Les entrées X, Y et Z sont munies de résistances internes d'excitation leur donnant la position logique 1 lorsque les broches sont en circuit ouvert.

## Informations générales FX 307

Le FX 307 est un récepteur à codes multiples organisé pour décoder l'un quelconque des huit codes basés sur les permutations des trois fréquences pro-

grammées par les résistances RA, RB et RC connectées respectivement aux broches 8, 7 et 6 (voir diagramme simplifié, figure 5).

La réception d'un code se manifeste par l'apparition d'un niveau logique correspondant aux sorties X, Y et Z. La table de vérité est identique à celle du FX 207 (voir figure 6).

Après réception d'un code, les niveaux logiques sont conservés jusqu'à ce qu'un nouveau code soit reçu ou jusqu'à remise à zéro par action sur la sortie appropriée. Aucun changement n'apparaît aux sorties X, Y et Z lorsque le même code est reçu une seconde fois. Toutefois, lorsqu'un code est reçu, que ce soit le même que le précédent ou un autre, une impulsion apparaît à la sortie « code reçu » et ce, quel que soit l'état des contrôles d'entrée. Cette impulsion est un « 0 » maintenu pendant deux cycles de la troisième fréquence du code reçu. Cette impulsion peut servir dans certaines applications lorsque l'on veut vérifier la réception des codes par exemple.

Les deux bornes 13 et 14 définissent le mode de contrôle (voir figure 6). Les instructions concernant ces sorties sont à action directe c'est-à-dire que leur action ne dépend pas de la situation des circuits de décodage. Dans le mode « mise à jour continue », les sorties X, Y et Z indiquent le dernier groupe-code reçu. Le mode « verrouillage sur le suivant » entraîne le verrouillage des sorties X, Y et Z sur les positions en cours. Le mode « remise à zéro » ramène automatiquement les sorties X, Y et Z à la position 1.1.1.

Le système de décodage de tonalités utilisé sur le FX 307 (et aussi le FX 107) permet de décoder également les codes où chaque tonalité est séparée de la suivante par un temps de repos pourvu que la période d'ouverture (Gp) soit calculée en tenant compte de ces délais. Bien entendu, ceci ne s'applique que pour des groupe-code émis par d'autres sources que les FX 107 ou FX 207.

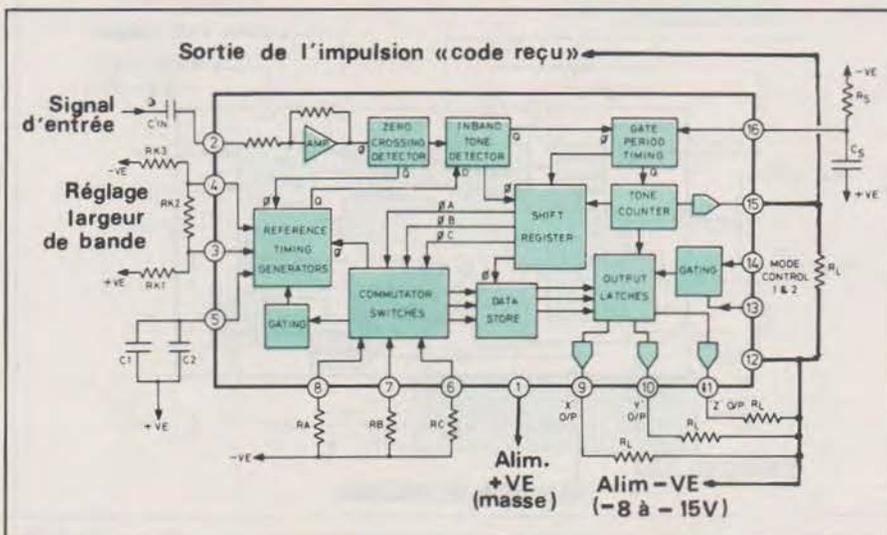


Fig. 5 : Diagramme simplifié du FX 307.

Contrôle		Mode de fonctionnement	Entrées				Sorties		
1	2		Code		X	Y	Z		
1	1	Mise à jour continue	A	B	A	0	0	0	
0	0	Remise à zéro (X,Y,Z = 111)	C	B	A	0	0	1	
0	1	Vérouillage sur l'existant	C	A	B	0	1	0	
1	0	Vérouillage sur le prochain	B	C	A	0	1	1	
			B	C	B	1	0	0	
			A	C	B	1	0	1	
			B	A	C	1	1	0	
			A	B	C	1	1	1	

Fig. 6 : Table de vérité du FX 307 (à gauche) et décodage (à droite).

## Appel sélectif de sous-station avec accusé de réception

La figure 7 représente un système d'appel simple station principale/sous-station utilisant le FX 107. La sélection du code adresse de la sous-station se fait en commutant les résistances RA, RB et RC sur le FX 107 de la station principale; la réception du code par la sous-station déclenche une commutation.

La sous-station est connectée pour le transpondage automatique, elle retransmet son code à chaque fois qu'elle le reçoit. Cette retransmission allume la lampe « accusé de réception » de la station principale. L'action de transpondage peut être localement contrôlée si nécessaire afin que la station principale puisse vérifier ainsi que la fonction télécommandée a bien été effectuée.

La station principale et la sous-station peuvent être remises hors circuit localement ou encore la station principale peut alors émettre le code de la sous-station afin de la mettre hors circuits et éteindre la lampe « accusé de réception » dans le cas de transpondage automatique décrit ici.

On utilise ici des lignes séparées pour l'appel et la réponse à cause du faible délai de transpondage automatique. En effet, en utilisant une seule ligne, d'autres sous-stations du réseau pourraient détecter des pseudo-codes provenant partie de l'adresse partie de l'accusé de réception. On peut éviter cette difficulté en donnant la même fréquence à la première tonalité des groupe-code de toutes les sous-stations ou en retardant systématiquement le transpondage.

Il faut noter que la station principale et les sous-stations doivent avoir une masse commune.

## Transmission en code multiple entre deux points

La figure 8 montre comment on peut transmettre entre deux points différentes instructions à l'aide d'un FX 207 et d'un FX 307 en utilisant une seule ligne.

Le code d'instruction désiré est affiché aux entrées X, Y et Z du FX 207 soit directement soit par le biais d'un encodeur octal/binaire. On le transmet ensuite en mettant à la masse la broche « validation TX ».

Si le contrôle de validation est au niveau 0, un seul groupe-code est envoyé à chaque action de validation TX. Si ce contrôle est sur le niveau 1, en plaçant la validation TX sur le niveau 0, on a une émission continue du code affiché aux entrées X, Y et Z.

Les groupe-code reçus par le FX 307 apparaissent sous forme de niveaux logiques décodés aux sorties X, Y et Z. Par le biais d'un décodeur binaire/octal, il actionne les fonctions locales correspondantes. L'impulsion indiquant qu'un code a été reçu peut être utilisée pour de l'échantillonnage par exemple. On peut utiliser les entrées de contrôle pour diverses fonctions dont le verrouillage.

L'encodeur du FX 207 peut être une simple matrice de diodes. Le décodeur du FX 307 peut être un 74 145 avec séparateur MOS/TTL aux bornes X, Y et Z.

## Appel sélectif avec accusé de réception et indication d'état

On peut facilement mettre en application des systèmes complexes et sophistiqués de transmission à l'aide des circuits de la série FX'07. La figure 9

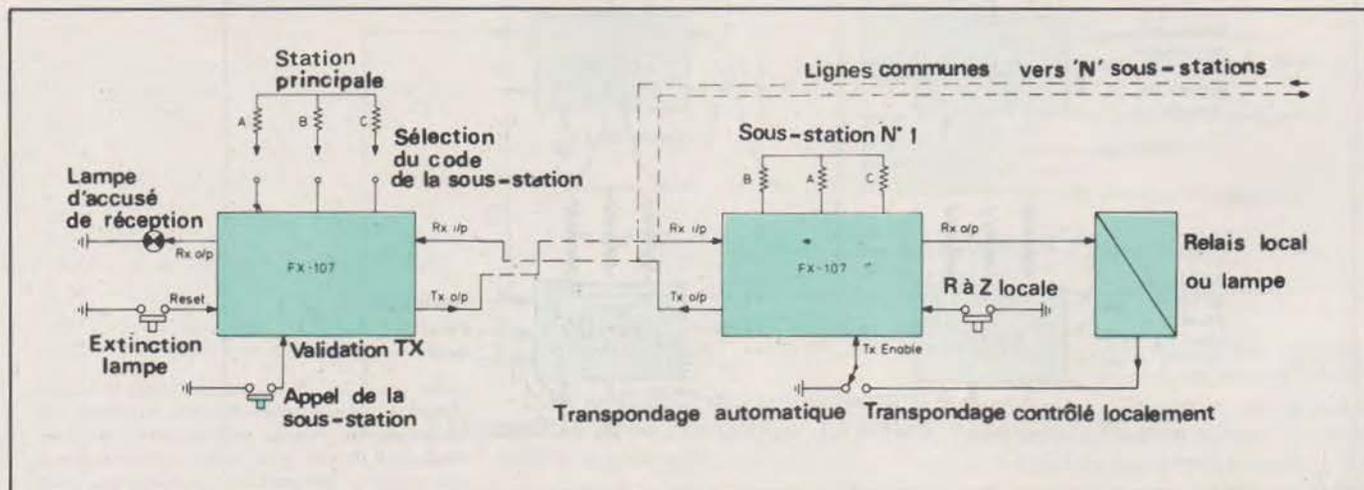


Fig. 7 : Appel sélectif de sous-station avec accusé de réception.

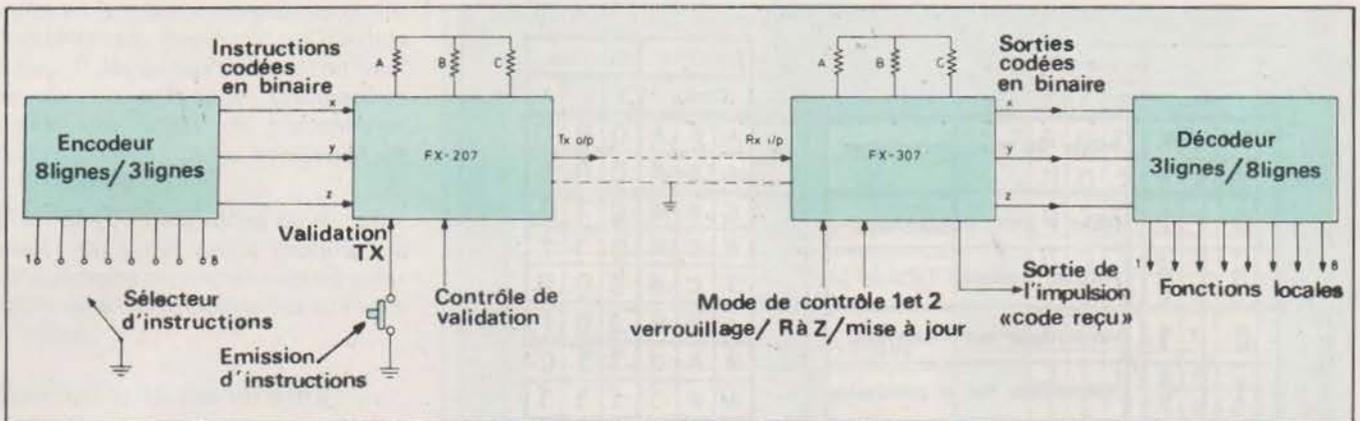


Fig. 8 : Transmission en code multiple entre deux points.

représente un système où l'on peut s'adresser sélectivement à des sous-stations éloignées, vérifier que l'adresse a bien été reçue et obtenir une indication sur l'état de la station.

Lorsqu'on appelle une station, son FX 107 fonctionne en décodeur d'adresse et transmet un accusé de réception. Simultanément, il donne l'instruction au FX 207 local de transmettre les informations existantes. Le délai d'émission Td du FX 207 est tel que l'accusé de réception soit émis en totalité avant que les informations soient envoyées.

Les fréquences ABC sont utilisées pour les codes d'adresse et les fréquences DEF pour les codes d'information. Ceci permet d'appeler jusqu'à 8 sous-stations et d'avoir l'état de chacune d'elles. On peut augmenter autant qu'on veut le nombre de sous-stations et de codes d'état.

On peut également obtenir une interrogation systématique de toutes les stations en connectant la broche 15 du FX 307 décodeur d'information de façon à déclencher l'émission par le FX 207 de la station principale du code adresse suivant.

J.C. Flandin  
I.S.C. France

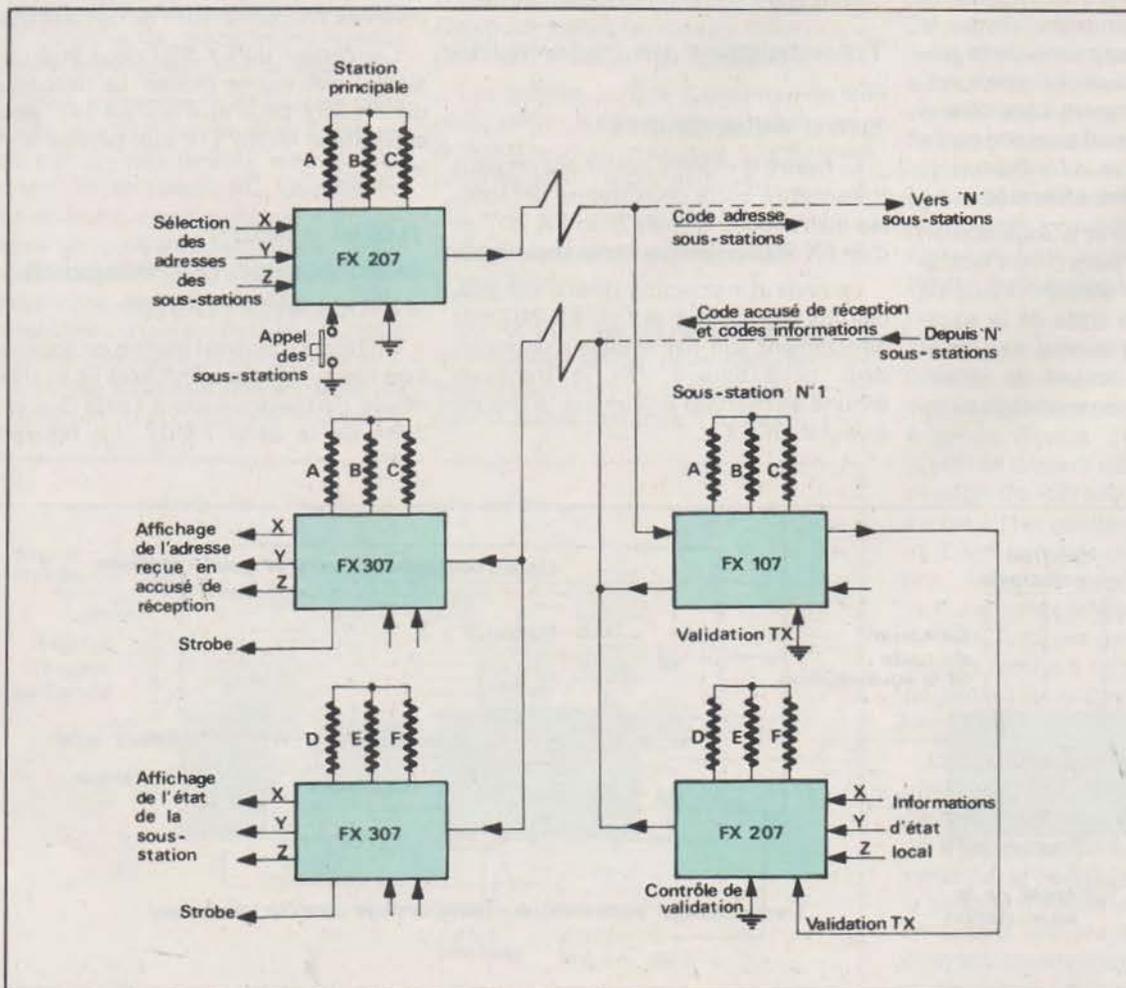


Fig. 9 : Appel sélectif avec accusé de réception et indication d'état.



L'accouchement représente un acte naturel, mais il arrive que le processus ne se déroule pas comme on souhaiterait qu'il se passe. Dès lors, un risque survient, pouvant conduire à des désordres graves. Nous connaissons cet état de faits sous le nom de grossesses à haut risque.

Actuellement, dans les grands services hospitaliers, les grossesses à haut risque représentent 10 à 15 % des accouchements. Il est donc important de surveiller ces parturientes d'une manière clinique, biologique et électronique.

# La cardiotocographie \*

## Surveillance électronique de l'accouchement

Les spécialistes de la périnatalité s'accordent à reconnaître quatre points importants à surveiller :

- 1 - La contraction utérine
- 2 - Le relâchement, la dilatation (phénomène intéressant à étudier, mais qu'il n'est pas encore possible de traiter électroniquement)
- 3 - La fréquence cardiaque fœtale
- 4 - Le pH sanguin fœtal et les constantes acido-basiques.

Seuls les points un et trois peuvent faire l'objet d'une surveillance simultanée et continue par les moyens que nous avons à notre disposition.

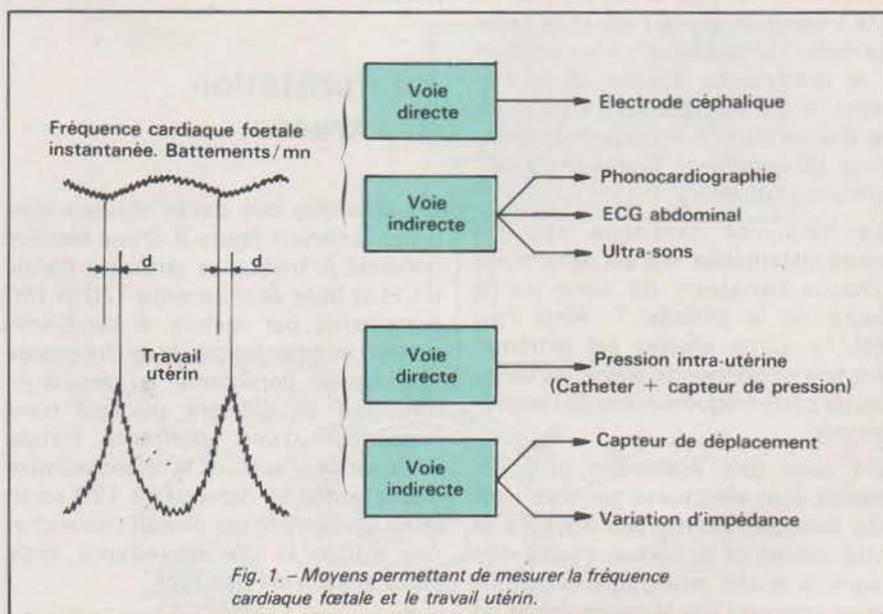


Fig. 1. - Moyens permettant de mesurer la fréquence cardiaque fœtale et le travail utérin.

### La tocologie

(\*) du grec *tokos* : accouchement, qui donne *toologie* : traité des accouchements. Notons également que le mot accouchement vient du latin *accubare* : se mettre au lit et, obstétrique vient du latin *obstetrix* : accoucheuse. Des appareils similaires sont connus sous le nom de *pulsostolégraphe*, du grec *sustolê* : contraction.

C'est la science des accouchements, c'est un terme peu usité, on lui préfère celui d'obstétrique.

L'étude du comportement du fœtus à la fin de la gestation, puis au moment de

l'accouchement, n'est guère facilitée par un environnement abdominal très protectionniste. Toutefois, la variété des moyens disponibles permet de mesurer la fréquence cardiaque fœtale et le travail utérin, par voie directe ou indirecte (fig. 1).



Fig. 2. - Mesure de la fréquence cardiaque fœtale et du travail utérin au moyen du cardiocographe (doc. Hewlett-Packard).

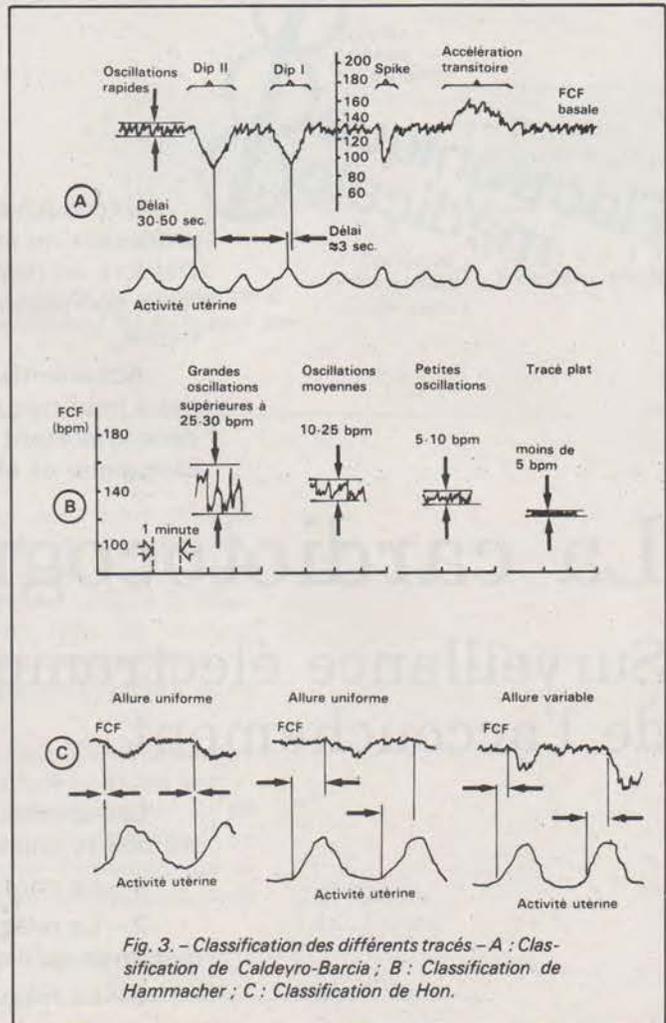


Fig. 3. - Classification des différents tracés - A : Classification de Caldeyro-Barcia ; B : Classification de Hammacher ; C : Classification de Hon.

L'intérêt essentiel de la méthode est de pouvoir enregistrer simultanément la fréquence cardiaque fœtale et les contractions utérines. C'est la valeur de cette fréquence, d'une part, et le décalage dans le temps (d) entre le minimum de la bradycardie (baisse de la fréquence) et l'acmé de la contraction utérine, d'autre part, qui fournissent les éléments de jugement d'une éventuelle souffrance fœtale.

La fréquence cardiaque est une mesure instantanée, elle est déterminée à chaque battement du cœur par la mesure de la période T. Ainsi  $F_{(mn)} = 60/T_{(s)}$ . Cette analyse est extrêmement fine et permet de suivre les variations de cette fréquence lors de l'accouchement.

On peut dire également, que les mesures sont effectuées par voie indirecte lorsque l'on n'a pas accès à la cavité utérine et au fœtus, c'est-à-dire lorsque la poche amniotique n'est pas encore rompue. Dans le cas contraire, on utilise la voie directe en plaçant un capteur intra-utérin et une électrode sur la présentation.

Les résultats obtenus sont sujets à interprétation. L'utilisation du cardiocographe de Hewlett-Packard (fig. 2), par exemple, a permis à trois cliniciens : Caldeyro-Barcia, Hon et Hammacher de

codifier ces résultats, et de mettre en évidence ceux qui semblent offrir un aspect pathologique. Résumons ces résultats.

## Interprétation des tracés

L'ensemble des tracés obtenus sont groupés dans la figure 3. D'une manière générale, la fréquence cardiaque fœtale (FCF) de base se situe entre 120 et 160 battements par minute. Il semblerait qu'une augmentation de la fréquence (tachycardie persistante) au dessus de 160 soit un élément péjoratif dans l'apparition d'une souffrance fœtale. Pour certains auteurs, le ralentissement (bradycardie) en dessous de 120 serait aussi un élément qui devrait déclencher une alarme et une surveillance, mais l'unanimité n'est pas faite.

Ce qui précède est vrai dans la mesure où la tachy ou la bradycardie persiste un certain temps (plus de 10 mn en tachy et plus de 3 mn en brady). Autrement, les variations de la fréquence cardiaque fœtale sont transitoires et affectent des formes particulières dans leurs tracés. Ainsi, la présence d'accélération transitoire, de spikes et de certains Dips

(baisse de fréquence en rapport avec la contraction utérine), n'ont pas de signification particulière.

Par contre, certains autres Dips, ceux du type II notamment, sont très péjoratifs. Ces Dips montrent que la vallée du tracé de la fréquence cardiaque fœtale se présente avec un délai de 30 à 50 secondes après l'acmé de la contraction utérine. On retrouve le même pronostic dans le ralentissement tardif de la classification de Hon. Ce pronostic est une souffrance fœtale provoquée par un débit sanguin placentaire diminué, une complication du cordon, une toxémie, une hypoxie, une contrainte à l'expulsion, etc.

L'aspect clinique des phénomènes observés est suffisamment précis pour accorder un crédit à cette méthode. Déceler, au début du travail ou en cours d'accouchement, des anomalies fonctionnelles, permet de prévoir ou de prévenir les complications post-natales. Reste maintenant à mettre au point une technologie électronique propre à mettre en évidence des phénomènes.

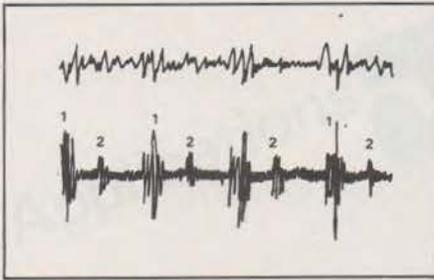


Fig. 4. - Phonocardiogramme fœtal avant filtrage (en haut) et après filtrage (en bas).

## La cardiofréquencemétrie fœtale

Il existe plusieurs moyens d'enregistrer la fréquence cardiaque fœtale, soit par voie directe : ultrasons (effet Doppler), phonocardiographie, ECG abdominal, soit par voie indirecte : ECG par électrode céphalique, après rupture de la membrane amniotique.

### 1 - Méthode ultrasonore

Cette méthode utilise les changements de fréquence (effet Doppler) d'un faisceau d'US causés par les mouvements des parois du cœur fœtal, ou de la valve mitrale. La mesure s'effectue à travers la paroi abdominale maternelle, c'est donc une mesure externe (non sanglante). Toutefois, l'orientation de la sonde émettrice sur une structure cardiaque qui se déplace pose parfois des problèmes de continuité dans la mesure.

### 2 - Méthode phonocardiographique

Un détecteur acoustique (microphone) transforme en impulsions les bruits du cœur ; d'où est extraite ensuite, battement par battement, la fréquence cardiaque instantanée. En réalité, le problème n'est pas aussi simple car le signal de sortie du microphone est formé des bruits cardiaques du fœtus et de bruits parasites provenant, par exemple, du cœur maternel, des intestins, des mouvements du flot sanguin et des sources extérieures telles que la parole, le froissement des draps, etc. (fig. 4). Le signal de sortie du microphone est amplifié, filtré et le niveau en est contrôlé. La plupart des parasites aléatoires sont éliminés ici et le signal résultant est communément appelé phonocardiogramme fœtal. Normalement, le battement du cœur produit deux bruits. Le premier lorsque le muscle cardiaque se contracte, le second lorsque les valves se ferment après relaxation du muscle cardiaque. Sur la figure 4, les bruits cardiaques repérés 1 sont facilement dis-

cernables, alors que ceux marqués 2 sont noyés dans le bruit. Quelquefois, les deux bruits cardiaques peuvent avoir la même intensité. Occasionnellement, des parasites de forte intensité n'étant pas éliminés par le filtre peuvent apporter des complications supplémentaires. La courbe de fréquence cardiaque fœtale est construite en tenant compte de tous ces éléments.

### 3 - Méthode par ECG abdominal

Cette méthode ne remplace pas les précédentes, mais les complète. C'est un comptage, par voie externe, des ondes R. Mais, là aussi, l'ECG fœtal apparaît comme la partie d'une onde complexe comprenant également l'ECG maternel, les potentiels musculaires (myogrammes) et quelquefois le 50 Hz du secteur (fig. 5).

La méthode consiste donc en un filtrage, puis une division du signal en un ECG maternel et un ECG fœtal. Ce dernier est ensuite traité par une logique électronique afin d'alimenter l'enregistreur.

L'avantage de cette méthode est d'apporter une meilleure précision dans la mesure instantanée de la fréquence cardiaque fœtale. En outre, le déplacement des électrodes est aisé, lorsque l'on recherche l'emplacement adéquat pour un signal fœtal optimum.

## 4 - Méthode par électrode céphalique

Dès que les membranes sont rompues et que la dilatation du col utérin est suffisante, la mise en place d'une électrode-agrape sur la présentation assure un signal cardiaque fœtal exempt de parasites. Cette méthode est valable en fin d'accouchement.

## La mesure du travail utérin

La contraction utérine, favorisant l'expulsion du fœtus, se manifeste par divers phénomènes que l'on peut mettre en évidence par voie directe ou indirecte. L'intérêt essentiel de cette mesure n'est pas la recherche d'une valeur absolue de la force de contraction, mais la corrélation qui peut être établie dans le temps entre l'évolution des courbes du travail utérin et de la fréquence cardiaque fœtale instantanée.

En effet, à efficacité égale, la force de contraction peut varier selon que nous avons à faire à une primipare ou à une multipare, selon la force musculaire propre à la femme en couche, selon le début ou la fin de l'accouchement, etc. Chiffrer en valeur absolue cette force n'apporterait rien d'exploitable. En revanche, comme nous l'avons vu précédemment, le décalage entre l'acmé d'une contrac-

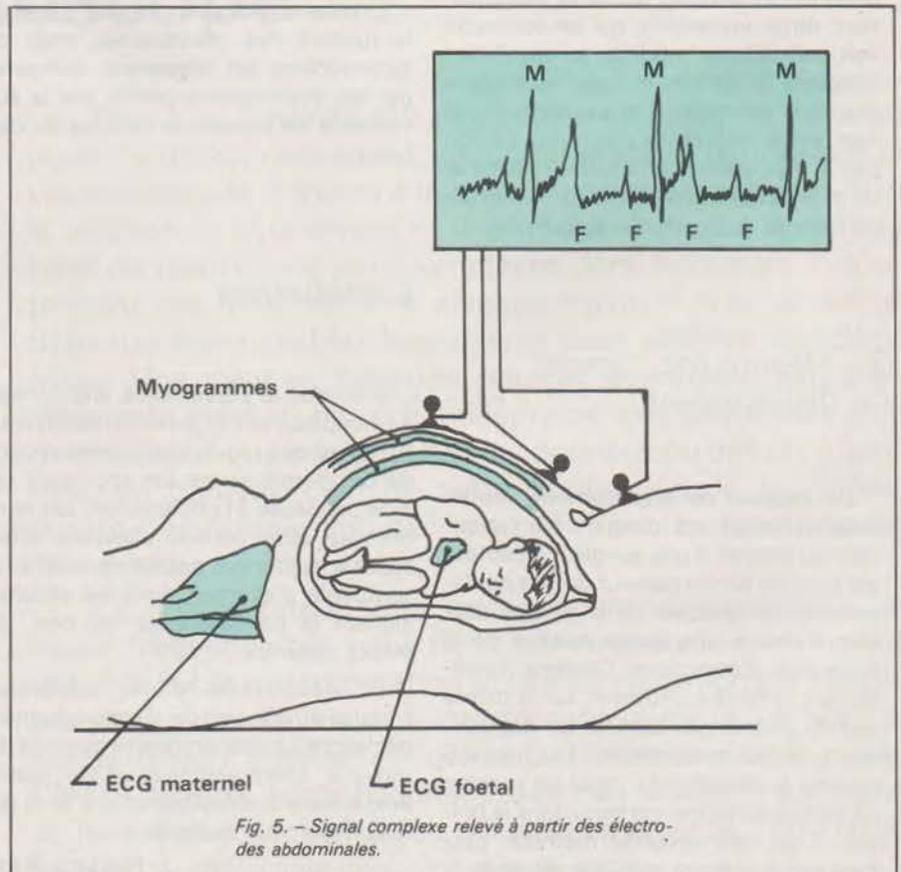
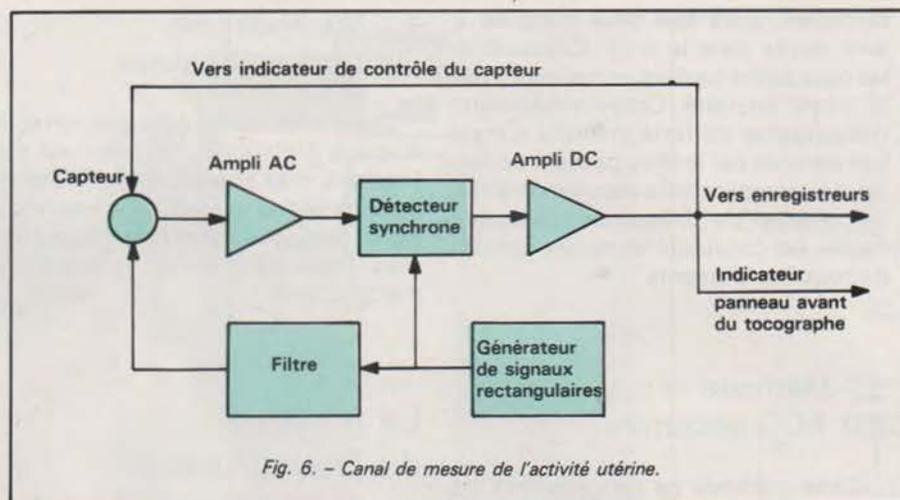


Fig. 5. - Signal complexe relevé à partir des électrodes abdominales.



tion et le minimum du fléchissement bradycardique, apporte des informations dont l'observation clinique minutieuse confirme le caractère parfois pathologique.

## 1 - Mesure par variation d'impédance

L'impédance d'un tissu biologique varie en fonction de la nature même de ce tissu, de son irrigation sanguine, de son volume, etc. La modification de ces paramètres se traduit par une variation de l'impédance dont la mesure permet d'étudier l'évolution de cette modification. Ainsi, un muscle qui se contracte voit son volume modifié, sa circulation sanguine diminuée, le tissu musculaire est plus compact. On comprend dès lors que la résistance électrique ne soit pas la même entre un muscle relâché et un muscle contracté. En outre, la mesure se fait par voie externe abdominale.

## 2 - Mesure par capteur de déplacement

Un capteur de déplacement, monté dans un boîtier, est maintenu sur l'abdomen au moyen d'une sangle. Le capteur est attaqué par un palpeur dont le déplacement est fonction de la tension utérine, il donne une valeur relative de la force des contractions. Certains modèles de capteurs combinent, sur le même axe du palpeur, le capteur de déplacement et le microphone. La figure 6 montre le schéma du canal de mesure de l'activité utérine, contenu dans le boîtier. C'est une seconde méthode permettant la mesure par voie externe.

## 3 - Mesure de la pression intra-utérine

Il est certain que les méthodes précédentes donnent une valeur relative de l'intensité de la contraction utérine, et aucune indication pendant le relâchement qui se produit entre les phases de contraction. Donc, dans la mesure où cela est possible, c'est-à-dire dès que la dilatation est suffisante, il faut monter, par voie vaginale, dans la cavité utérine un cathéter permettant de mesurer la pression intra-amniotique. Si un étalonnage préalable a été réalisé, la mesure est absolue et l'on peut tenir compte des valeurs minimum qui correspondent au tonus de base.

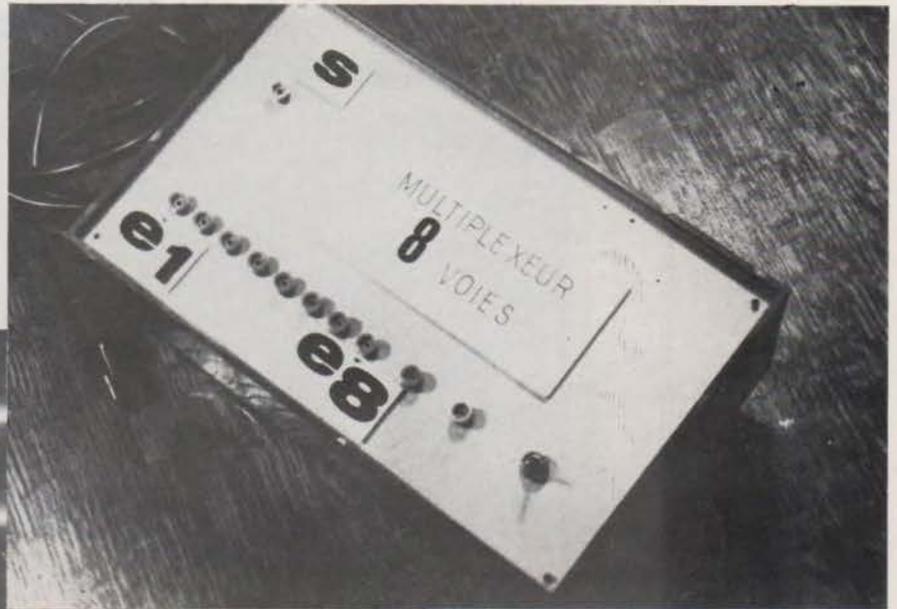
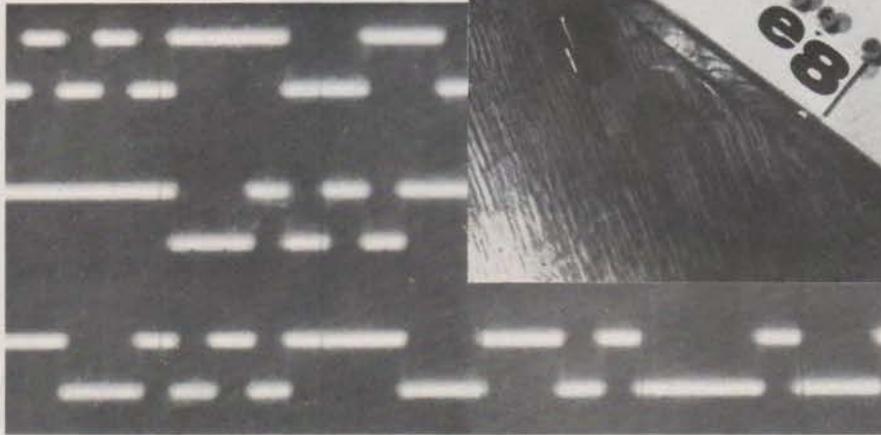
La mise en place du cathéter nécessite la rupture des membranes, mais cet inconvénient est largement compensé par les avantages apportés par la surveillance au moyen de ce type de capteur.

## Conclusion

Bien que la surveillance électronique ne remplace pas la surveillance clinique, il n'en est pas moins vrai que les progrès de ces dernières années apportent une aide précieuse à l'obstétricien. Les nombreuses observations cliniques effectuées à ce jour ont permis de codifier un protocole d'examen dont les résultats signent la pathogénicité, ou non, des tracés obtenus.

La découverte d'une souffrance fœtale au cours de l'accouchement, déclenche la mise en œuvre précoce des moyens thérapeutiques. Cela justifie amplement le développement et la diffusion de cette technique.

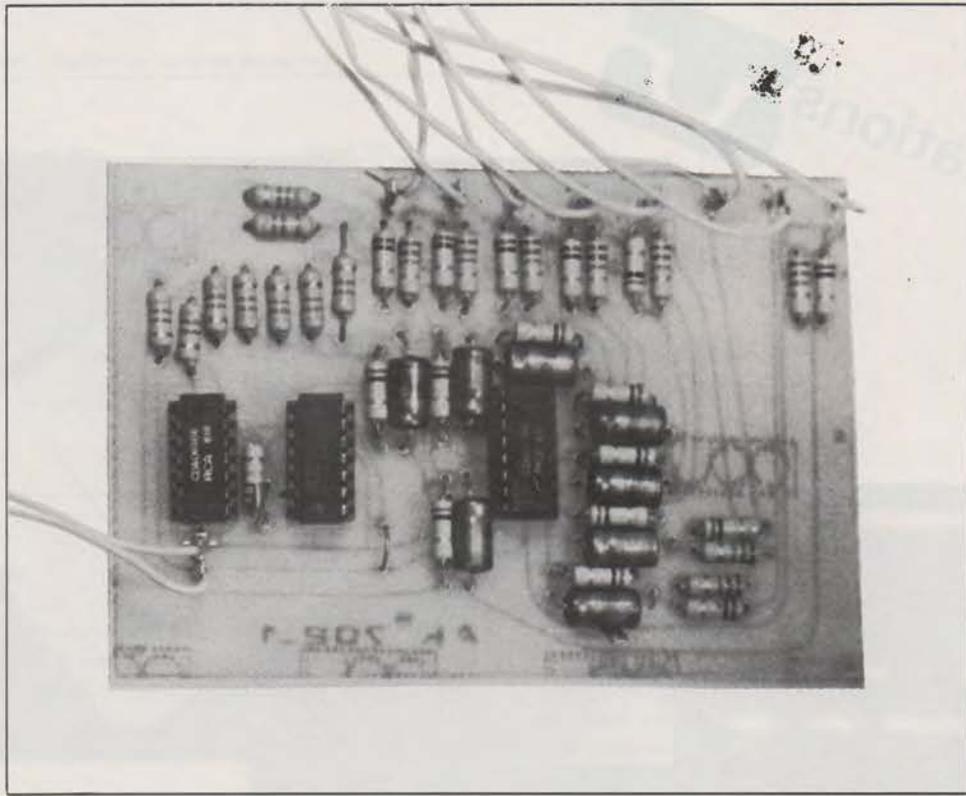
J. TRÉMOLIÈRES



## Commutateur à 8 voies pour oscilloscope

Parmi les innombrables systèmes et outils de mise au point de microprocesseurs, un commutateur, permettant la visualisation de 8 traces à la place d'une seule est peut-être la solution la plus simple et la plus économique. Il est à la base de réalisations plus complexes dans lesquelles s'ajouteraient des détecteurs de niveaux logiques pour un encodage des huit variables logiques en deux chiffres hexadécimaux. Une mise en mémoire pourrait éventuellement permettre de stocker, par échantillonnage, des séquences correspondant à des instructions, des données ou des programmes, en général. Loin de cette application, le technicien pourra transformer son oscilloscope mono ou bi-courbe en un véritable moniteur.

Le commutateur, que nous décrivons, fonctionne en basse fréquence car nous nous sommes fixés comme but une très faible consommation et une alimentation par simple pile plate, afin d'éviter une interférence quelconque avec le 50 Hz-réseau. Il utilise, par conséquent, des circuits logiques CMOS, lents. L'échantillonnage des huit voies ne peut pas se faire à plus de 1 MHz, ce qui limite à environ 100 kHz la fréquence maximale des signaux de voie.



## Principe

A la base du dispositif se trouve un commutateur analogique à huit voies, commandé par trois entrées binaires, un « 4051 » dans la série « 4000 » de RCA ou « 14 000 » de Motorola, etc.

La fiche technique de ce commutateur analogique indique une fréquence maximale des signaux transmis (sans diaphonie des voies) de 20 MHz et une fréquence maximale de contrôle par

les entrées binaires de 10 MHz. Ces données sont valables à 10 V de tension d'alimentation. Pour 5 V, les qualités de fréquence se détériorent et nous constatons un fonctionnement correct à 1 ou 2 MHz.

Avec ce commutateur, on arrive, à l'aide d'un circuit comme celui illustré par la **figure 1**, à capter séquentiellement huit signaux et à les envoyer sur une même voie.

Pour la logique, c'est parfait : sachant que les niveaux d'entrée sont

tous égaux en amplitude on peut, à l'aide d'un « plan de calibres » comme celui de la **figure 2**, prévoir sur l'écran de l'oscilloscope une zone pour chacun des 8 canaux. Si, à l'entrée, on divise par 10 chaque signal à l'aide d'un diviseur  $r/9r$ , muni éventuellement de trimmers capacitifs pour une compensation H.F., chaque signal occupera  $1/10^e$  de l'écran et il y aura un espacement de  $2/10^e$  de canal entre chaque voie (chaque canal étant sensé occuper  $1/8^e$  de l'écran).

Après la division en amplitude, il faut placer chaque voie à une hauteur définie de l'écran. Cela se réalise à l'aide d'un circuit d'axe C, D, R qui attachera, à chaque voie, un piédestal continu «  $V_i$  ». Le sens du câblage de la diode D fait paraître les signaux de

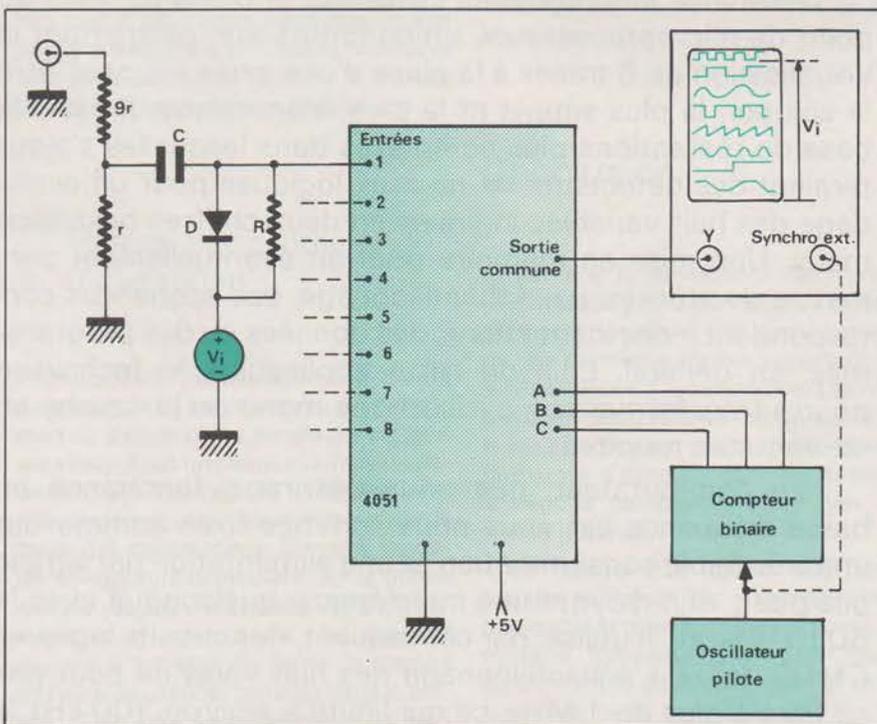


Fig. 1. - Schéma de principe.

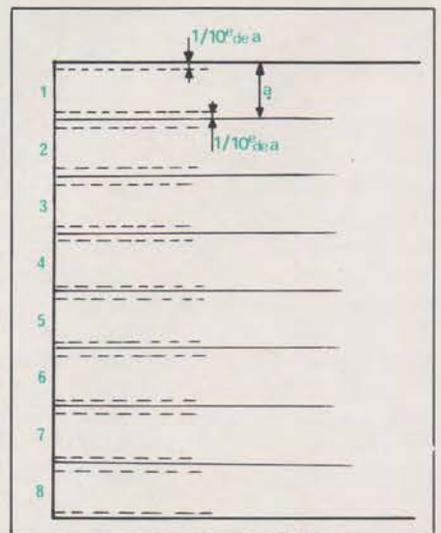


Fig. 2. - Partage de l'écran.

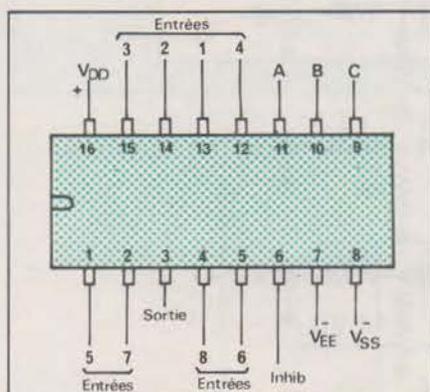
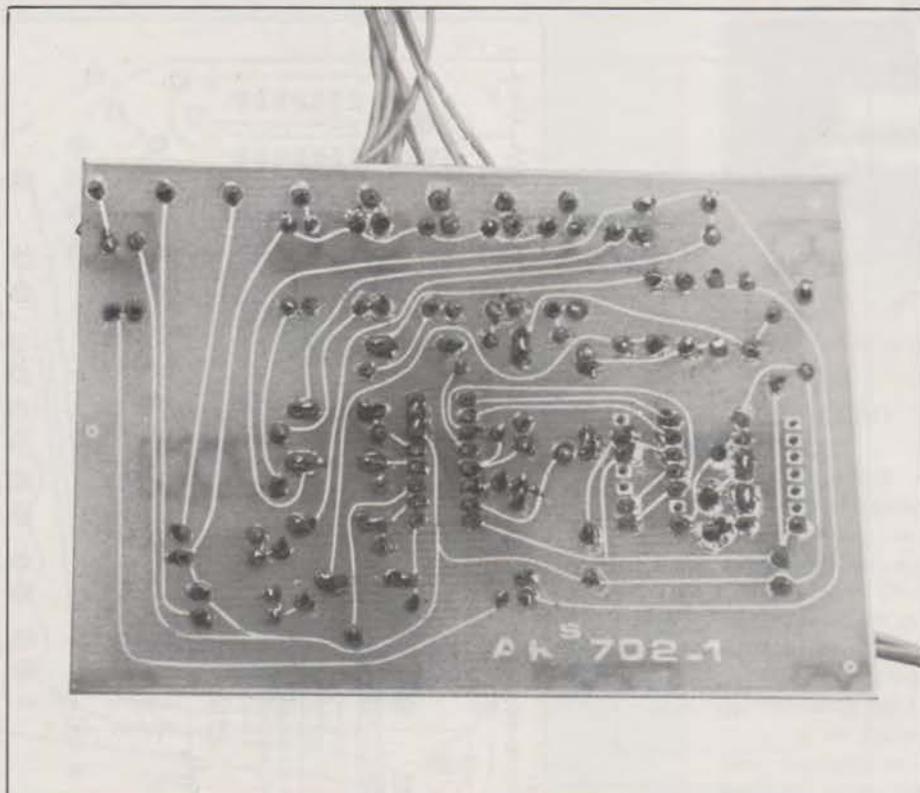


Fig. 3. - Le circuit 4051.

chaque voie au-dessus ou en-dessous du niveau « Vi ».

Telle que nous l'avons présentée, elle place les signaux en-dessous de Vi. En son absence, les positions moyennes des voies flottent un peu au gré du facteur de forme.

Le reste est banal : un oscillateur pilote fait « tourner » un compteur binaire bouclé à 8, qui commande, sur ses trois sorties 1, 2, 4 les entrées A, B, C, respectivement, du commutateur.

Une dernière précision concerne la stabilité de l'image sur l'écran : pour une meilleure synchronisation, l'oscilloscope pourrait être balayé en mode « synchro extérieure » à partir de l'oscillateur pilote, ou même du signal de l'une des voies.

On trouvera à la figure 3 le schéma de branchement du circuit intégré 4051, présenté en boîtier « dual in line » 16 broches.

## Description

Le schéma général du commutateur de voies est celui de la figure 4. L'oscillateur pilote est réalisé avec trois des six inverseurs CMOS du circuit CD 4069 AE. La fréquence d'oscillation est fixée par la constante de temps CR :  $f \approx 0,45/RC$ .

Cet oscillateur attaque une décade « 7490 » en CMOS-National Semiconductor. La sortie « D » ( $Q_D$ ) de la décade est branchée sur l'effacement à 9. Ainsi, dès le premier « 1 » apparu au chiffre « 8 » (100 en binaire), la décade se remet à zéro. Les autres sorties binaires de la décade, A, B, C, attaquent leurs homologues sur le circuit commutateur analogique.

La première remarque que nous pouvons faire concerne le mauvais mariage entre la 74 C 90 et les 4069, 4051. La série « 74 » CMOS de National admet au maximum 7 V d'alimentation. Les deux autres circuits peuvent monter facilement à 15 et gagner en vitesse de commutation. 7 V sera donc le maximum à ne pas dépasser de la tension d'alimentation.

Les niveaux « Vi » s'obtiennent avec la chaîne des résistances égales R 1 à R 9. Il faut admettre, pour un bon fonctionnement :  $R 1 \text{ à } 9 \leq R 27 \text{ à } 34$  et  $R 12, 14, 16, 18... \leq R 27 \text{ à } 34$ .

Dans ces conditions, quelle que soit la tension d'alimentation (fonctionnement parfait même à 3 V de tension d'alimentation...), les niveaux Vi occu-

peront des places distantes de 1/8 de la tension maximale.

Une atténuation variable de l'entrée Y de l'oscilloscope aidera à bien occuper tout l'écran par la suite.

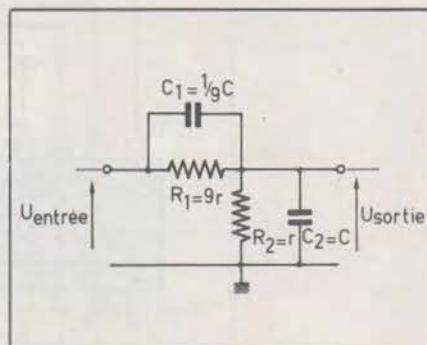


Fig. 5. - Diviseur de tension idéal.

Les diviseurs d'entrée sont purement résistifs pour ne pas charger le schéma. Il ne faut pas oublier que la caractéristique de fréquence de l'atténuateur, de la figure 5, est parfaitement plate jusqu'à la limite, en fréquence, des composants qui entrent en sa constitution. Par exemple, si vos résistances sont chimiques à couche de carbone, enroulée, à partir de 2 ou 3 MHz, elles deviennent de parfaites inductances, etc.

Avec ces considérations, concernant le fonctionnement, voici maintenant un exemple de réalisation.

Fig. 4 : au verso.

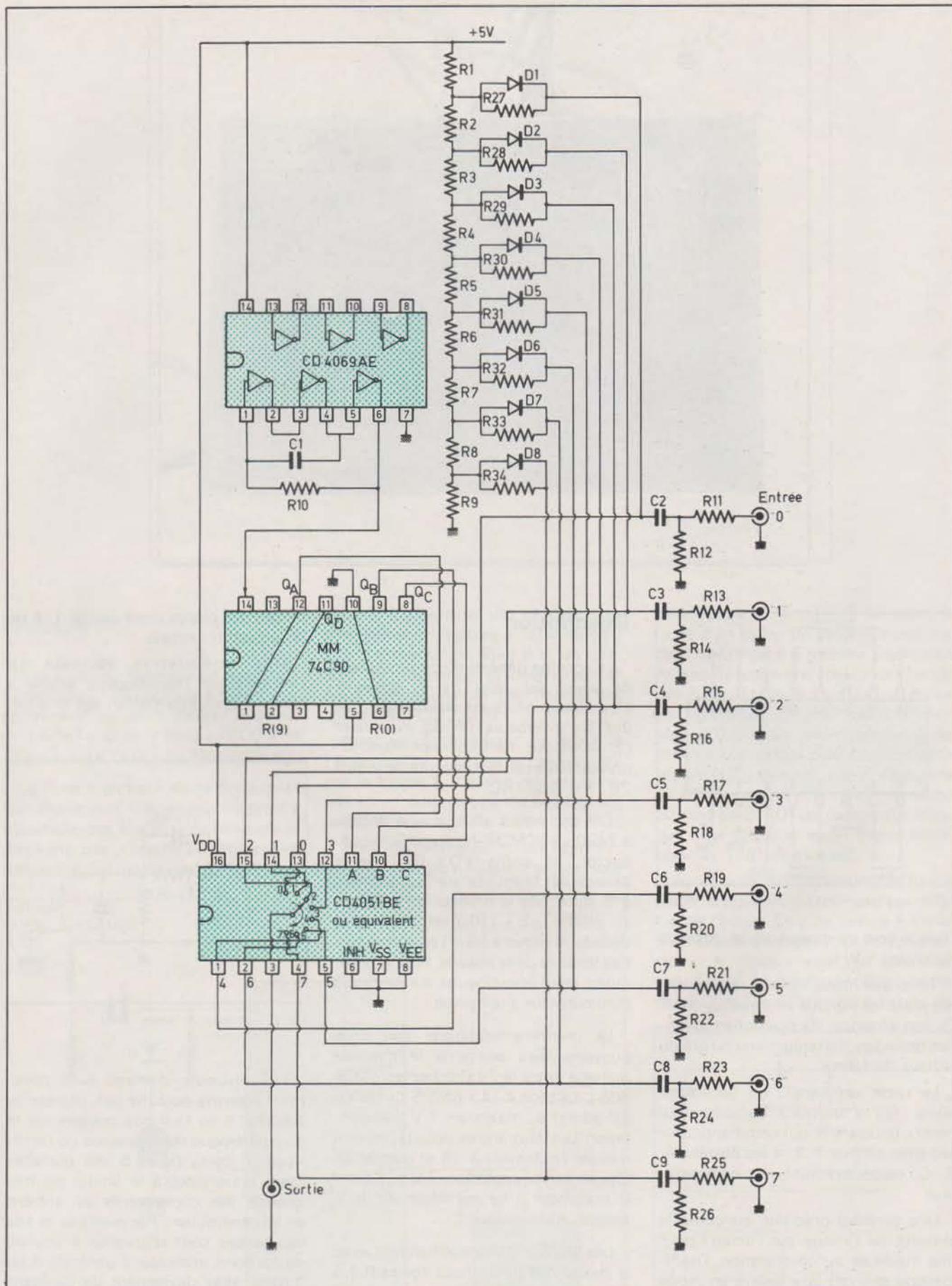


Fig. 4. - Schéma général.

Liste des composants

R <sub>1</sub> à R <sub>9</sub>	820 Ω	R <sub>27</sub> à R <sub>37</sub>	100 kΩ	Circuits intégrés :
R <sub>10</sub>	15 kΩ	C <sub>1</sub>	2 nF	CD 4069 AE ou MC 14069 ou équiv.
R <sub>11</sub> , 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25	100 kΩ	C <sub>2</sub> à C <sub>9</sub>	10 μF/63 V	CD 4051 AE ou MC 14051 ou équiv.
R <sub>12</sub> , 14, 16, 18, 20, 22, 24, 26	5,1 kΩ	Toutes les diodes	1N914	SN 7490 ou MM 74C90 ou équiv.

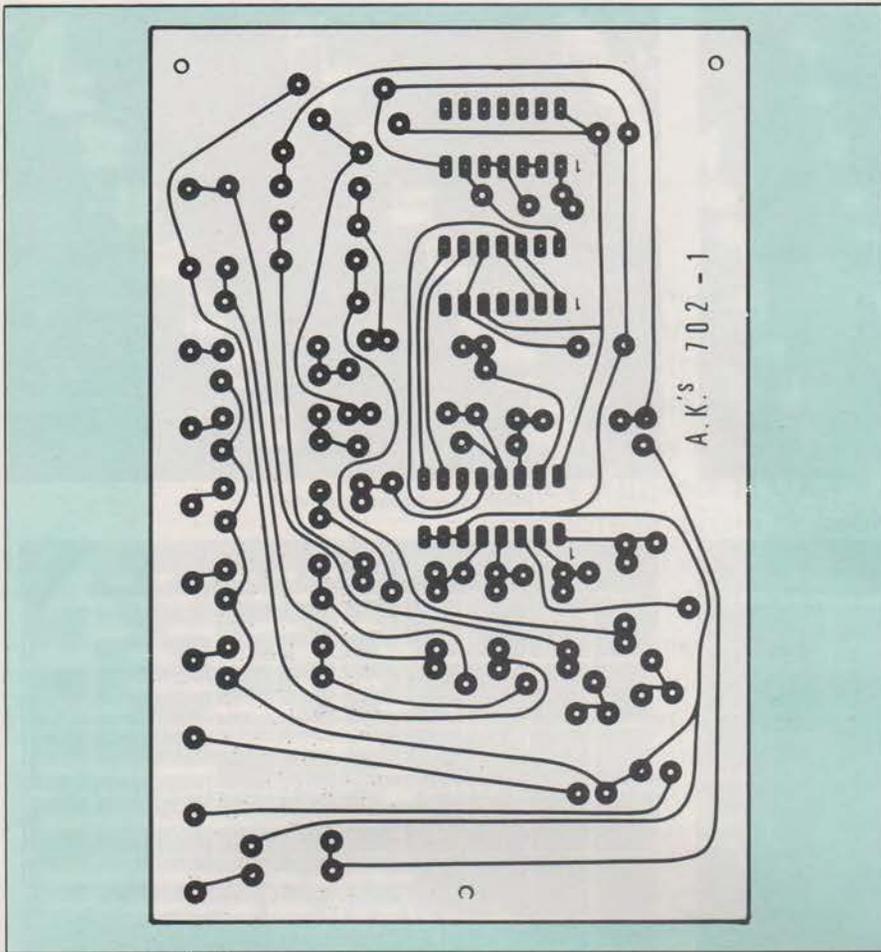


Fig. 6. - Gravure du circuit imprimé

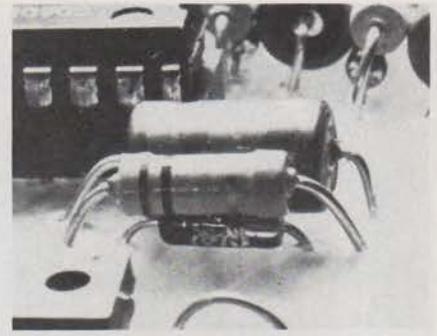


Photo 3. - Diodes et résistances superposées.

## Réalisation

La figure 6 donne un câblage imprimé possible. Les composants doivent, dans ce cas, être implantés conformément au plan de la figure 7. Pour gagner de la place, diodes et résistances en parallèles correspondantes sont montées superposées, comme le montre un gros plan. Si les composants sont bien implantés, en absence de signaux d'entrée, on doit pouvoir observer, sur l'écran de l'oscilloscope, un escalier à huit marches. En présence de signaux, on peut vérifier, à très grande vitesse de balayage, la place occupée sur l'écran par chaque voie, comme le montrent les photos respectives.

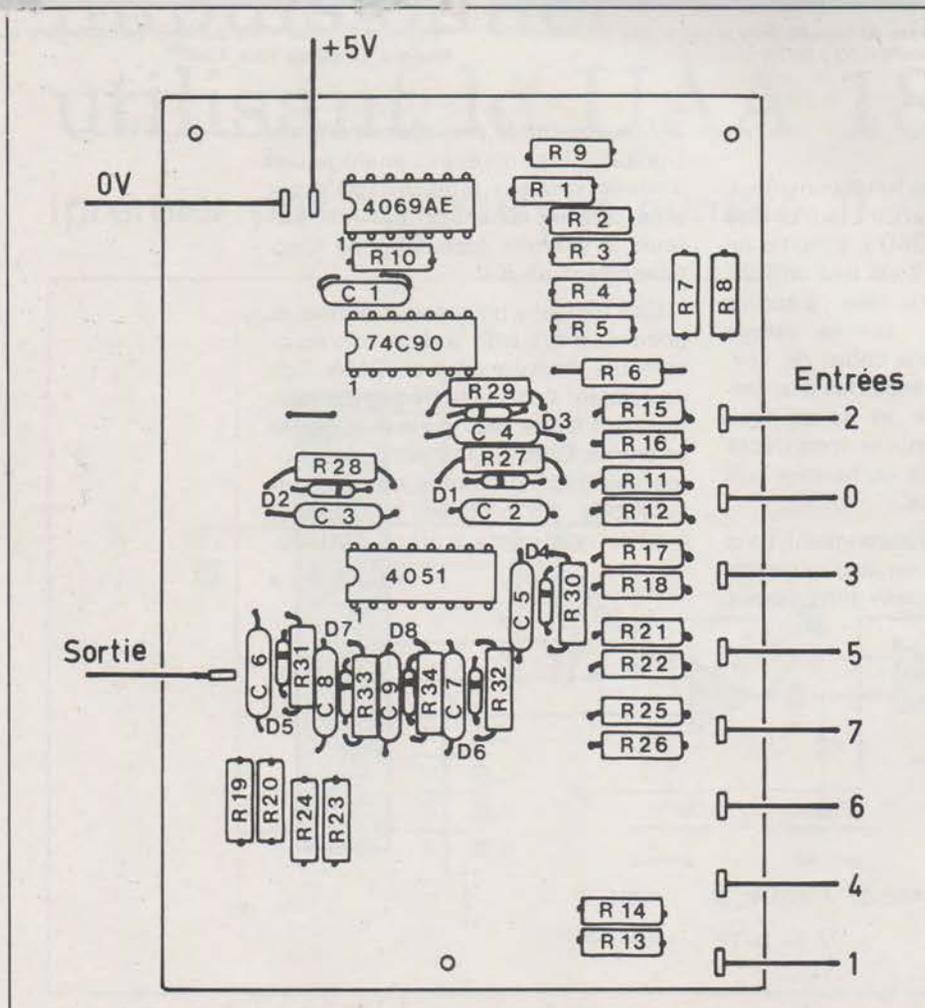


Fig. 7. - Implantation des composants.

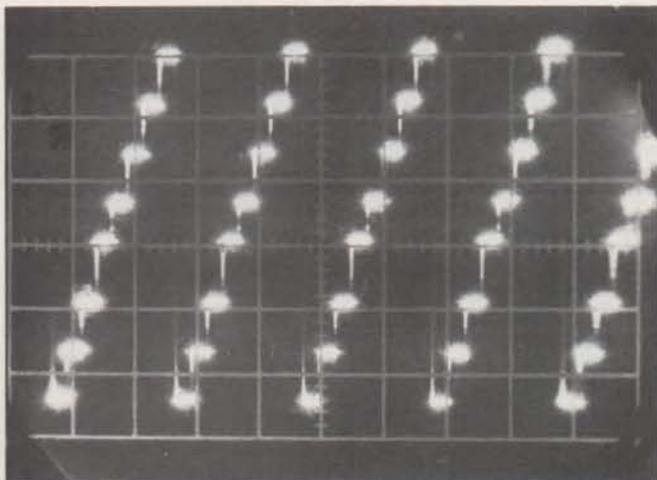


Photo 4. - L'escalier sans aucun signal.

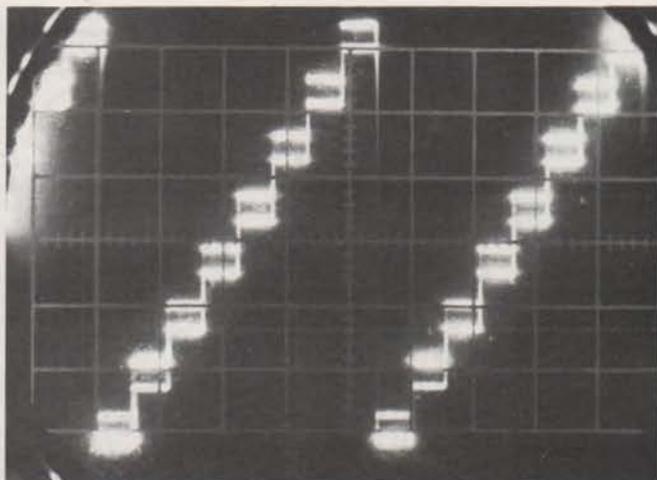


Photo 5. - L'escalier en présence de signaux.

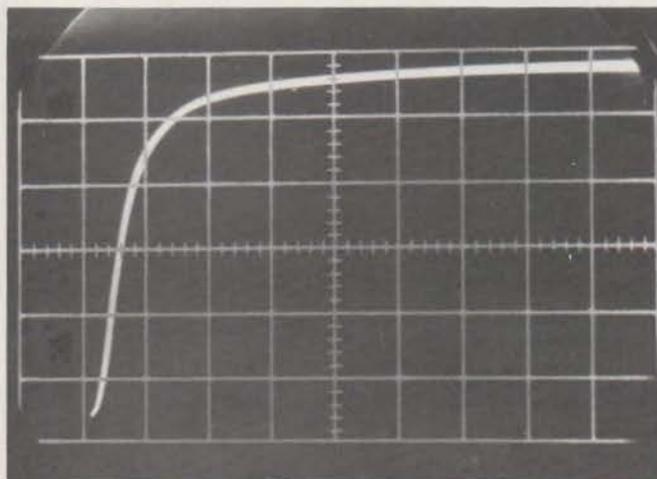


Photo 6. - Temps de montée de l'escalier dans le cas le plus défavorable (en vertical : 1 V / div. ; en horizontal : 0,1  $\mu$ s / div.).

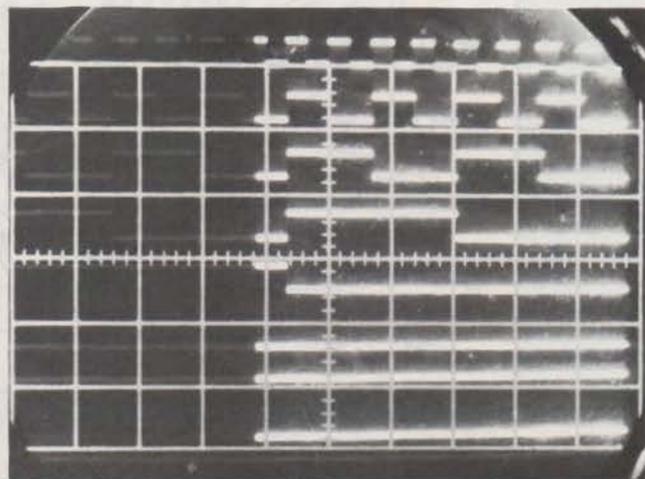


Photo 7. - Les huit voies que voici correspondent aux sorties d'un compteur binaire à 12 étages, type 4040.

## Applications

Pour vérifier le bon fonctionnement, nous avons utilisé un compteur binaire à 12 étages, le « 4 040 ». Comme on le voit sur la photo, il est très difficile, sinon impossible, de voir 8 sorties binaires, en clair, sur le même balayage. Nous avons choisi de voir, clairement, les fréquences les plus élevées du comptage et faites-nous confiance pour les deux ou trois traces du bas sur lesquelles ne figurent pas des périodes entières...

Dans un appareil fonctionnant sous 5 V, on peut positionner sans superposition et étudier 8 signaux analogiques.

Si l'on accepte le chevauchement des signaux, les niveaux analogiques d'entrée peuvent atteindre 50 V car elles seraient amenées, par les diviseurs, à la limite acceptable de fonctionnement de 5 V.

Ce « gadget » nous sert à la mise au point d'un système, à deux microprocesseurs, fonctionnant en DMA. Son seul défaut tient de la fréquence, relativement basse, des signaux acceptés en entrée. En haute fréquence, les photos des oscillogrammes ne sont pas publiables. En pratique, le dispositif rend service, même à 50 ou 100 kHz.

André Doris

Les applications les plus usuelles du circuit UAA 180 sont en général basées sur l'utilisation de divers transducteurs permettant une visualisation lumineuse d'une grandeur physique.

Partant de cette constatation, on peut se demander si, au lieu d'utiliser le UAA 180 comme circuit « aval » dans un montage, on ne pourrait pas l'utiliser comme circuit de traitement d'un signal, et placé en « amont » dans le montage en question.

Le premier problème est de déterminer quelles sont les informations que l'on peut tirer d'un signal électrique traité par un ou plusieurs UAA 180. Le paragraphe suivant sera consacré à cette question et forme en quelque sorte la « celf de voûte » des deux applications suggérées.

## Convertisseur analogique impulsif utilisant le UAA 180

(premier prix du critérium numéro 1)

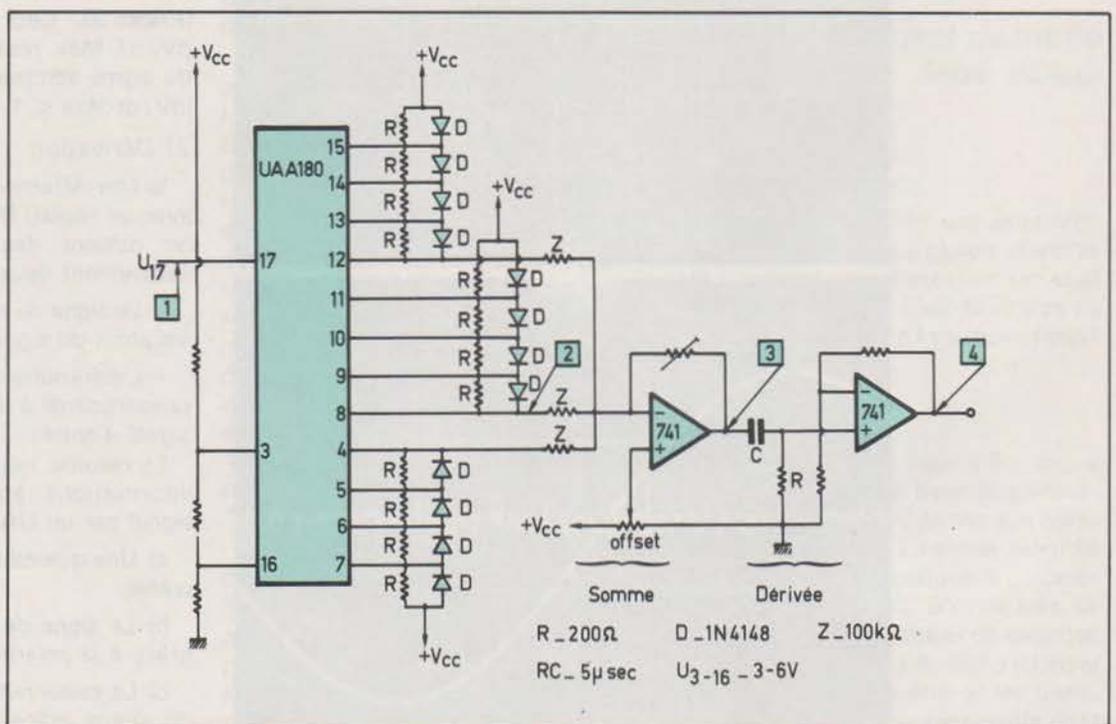


Fig. 1 : Montage de base fournissant trois informations sur U17 : quantification, signe de la dérivée, valeur de la dérivée.

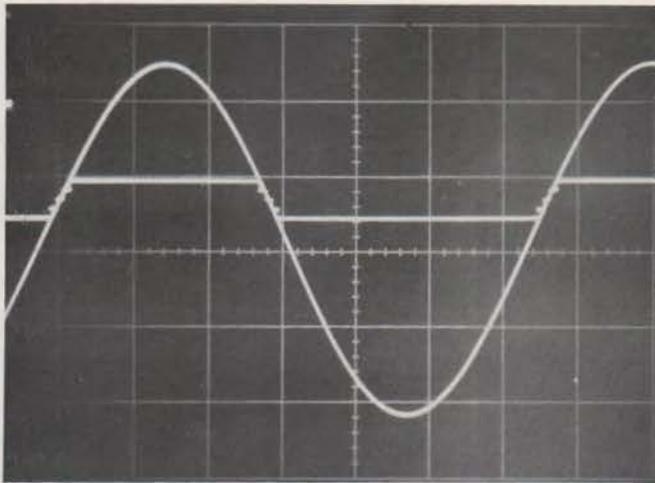


Photo 1

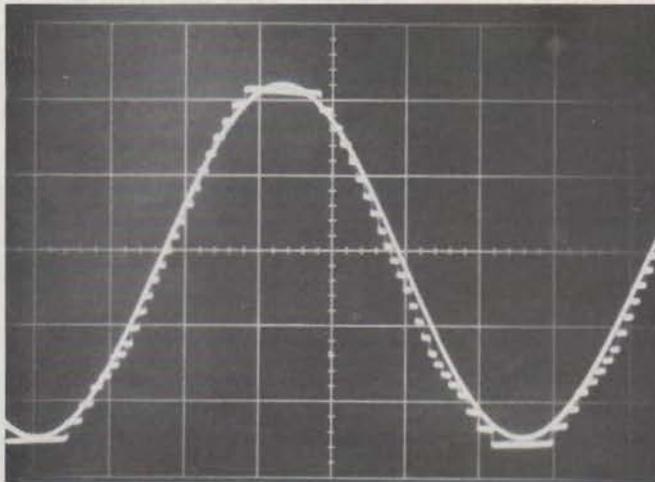


Photo 2 : Pour cette photo, le montage de la figure 1 comprenait 2 UAA 180 ; ceci explique les 24 échelons possibles.

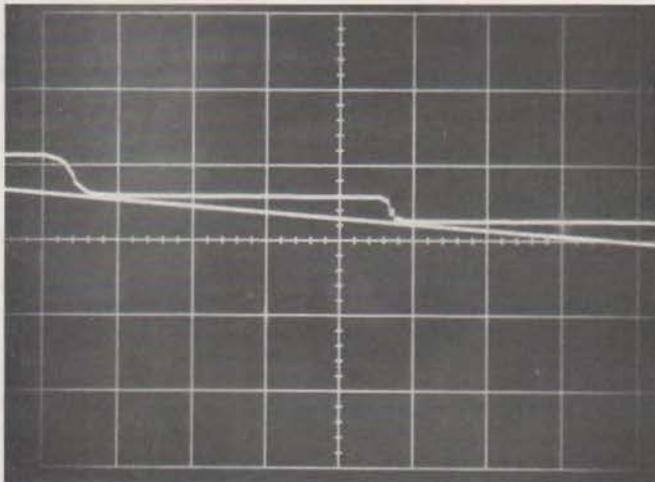


Photo 3

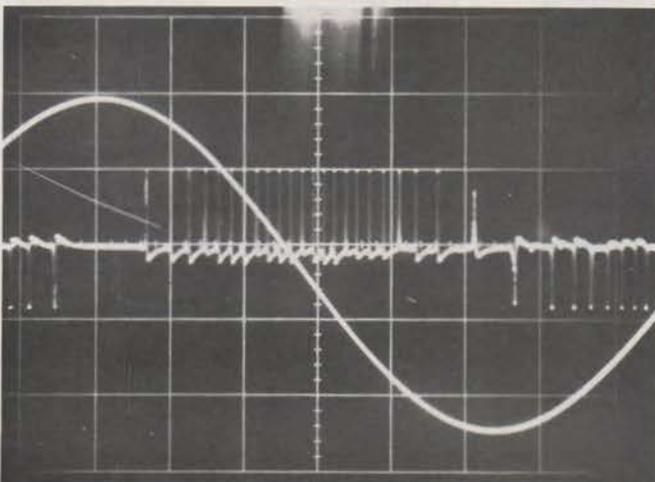


Photo 4

## Principe de base

L'observation de la « barre lumineuse » fournie par le UAA 180 fait immédiatement penser à une « Quantification ». En effet, lorsque U3-16 a une valeur de 3 à 6 V, le circuit fait correspondre à une tension à variations continues à l'entrée, une tension à valeurs discrètes (quantifiées) à la sortie.

### 1) Quantification

La figure 1 suggère un moyen simple de « récupérer » cette tension quantifiée. Les précautions suivantes sont à respecter :

- Les diodes LED sont remplacées par des diodes signal silicium (ici des 1 N 4148) afin d'obtenir une « quantification » régulière n'introduisant pas de distorsion (ici 0,7 V par échelon).

- Les diodes sont shuntées par une résistance R (ici  $200\Omega$ ) qui permet le passage du potentiel au sommateur.

- L'impédance Z d'entrée du sommateur doit être assez grande par rapport à R car la résistance de la source formée par chaque quartet de diodes est successivement  $4R$ ,  $3R$ ,  $2R$ ,  $R$  et 0 au fur et à mesure que les diodes sont conductrices.

- Si l'affichage lumineux doit être conservé, on fera suivre chaque diode d'un transistor comme indiqué dans l'article du n° 1 d'Électronique Applications.

Grâce à ces précautions, la quantification du signal n'introduit qu'une distorsion négligeable. Les photos 1 et 2 montrent les tensions obtenues. La vitesse de commutation obtenue lorsque U3-16 a une valeur de 5 à 6 V est de l'ordre de la microseconde. (Photo 3). Ceci fournit la vitesse  $dV/dt$  Max, maximale de croissance du signal admissible à l'entrée :  $(dV/dt \text{ Max} < 1/12 (U3-16) \text{ en } V/\mu s.$

### 2) Dérivation

Si l'on différencie le signal quantifié avec un réseau RC de constante  $5\mu s$ , on obtient des pics (Photo 4) qui contiennent deux informations :

- Le signe du pic indique le sens de variation du signal d'entrée U17.

- L'espacement  $St$  est inversement proportionnel à la pente  $dU17/dt$  du signal d'entrée.

En résumé, nous disposons de trois informations après traitement du signal par un UAA 180 :

- Une quantification en valeurs discrètes.
- Le signe de la dérivée du signal grâce à la polarité des impulsions.
- La valeur numérique de la dérivée du signal grâce à l'espacement des impulsions.

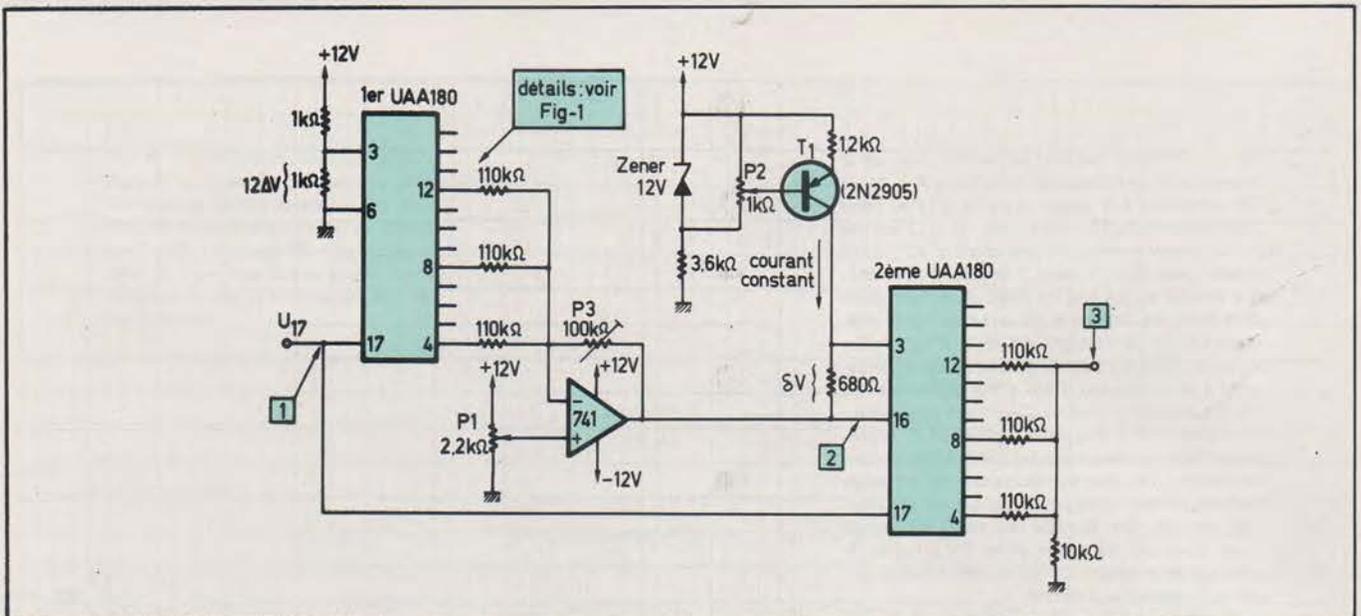


Fig. 2 : Comptage de 0 à 100 avec 2 UAA 180. Réglages : 1) Lorsque 1 = 0V, régler le pot d'offset P1 pour avoir 2 = 0V. 2) Lorsque 1 croît, régler P3 (gain) pour que 2 suive 1 par valeurs inférieures (v. graphe 3). 3) Lorsque 1 croît d'un échelon, régler P2 (= 5V) pour obtenir neuf échelons sur 3 ( $\Delta V = 9/12 V$ ), (v. graphe 3).

A partir de ce moment, la puissance du UAA 180 sera celle de l'analyse que l'on appliquera à ces trois informations. Les deux paragraphes suivants suggèrent deux analyses différentes applicables à ces trois informations.

## Analyse du signal quantifié par un second UAA 180

### 1) Montage

Ce montage fournit deux barres lumineuses qui représentent un nombre à deux chiffres en base 13 (car il y a 12 positions pour chaque barre). Pour l'utilisateur qui ne paye pas sa baguette de pain en base 13, on a supprimé trois diodes sur chaque UAA 180, ce qui conduit à deux barres dont l'une représente les unités et l'autre les dizaines. Ainsi, deux UAA 180 comptent de 0 à 100. Considérons la figure 2.

La tension quantifiée et amplifiée est appliquée à la borne 16 puis à la borne 3 du second UAA 180 avec une tension de décalage 5 V fixe fournie par un générateur de courant  $T_1$  et une résistance de  $680 \Omega$ . La tension d'entrée est appliquée aux bornes 17 des deux UAA 180. Si la tension quantifiée est amplifiée de manière que les « escaliers » en deux suivent exactement par valeur inférieure la tension d'entrée  $U_{17}$  et si, de plus, la variation  $\Delta V$  de tension provoquant l'allumage d'une diode du 1<sup>er</sup> UAA 180 vaut  $\Delta V = 9/12,5 V$ , alors le second UAA 180 comptera de 0 à 9 chaque fois que le 1<sup>er</sup> UAA 180 comptera une unité.

Les figures 3 et 4 montrent les détails des tensions aux points 1, 2 et 3 de la figure 2. En effet, pour la commodité de la rédaction, nous avons préféré remplacer les barres lumineuses par les échelons de tension enregistrés soit à l'oscilloscope, soit à l'enregistreur « X-Y ».

### 2) Domaine d'utilisation

Le domaine d'utilisation couvre toutes les applications réservées à un affichage numérique à deux chiffres ayant une précision de 1 ou 2 %, pour un prix compétitif. En effet, les deux UAA 180 remplacent :

- un convertisseur analogique-digital,
- deux unités de comptage et d'affichage numérique.

Si un affichage plus traditionnel est souhaité, on remplacera avantageusement le UAA 180 par un UAA 170 qui alimente les diodes par « point » et non par « barre ». Chaque diode sera doublée par un transistor qui commandera directement l'un des chiffres d'un tube Nixie. On aura ainsi un affichage digital traditionnel à deux chiffres.

## Analyse du signal quantifié et dérivé par deux détecteurs de seuil

### 1) But du montage

Ce montage délivre une impulsion chaque fois que la tension d'entrée  $U_{17}$  franchit simultanément un seuil de valeur fixé, et un seuil de vitesse de croissance qui pourra être choisi positif ou négatif.

### 2) Montage

Considérons la figure 5 : on y retrouve le circuit de base de sommation et de dérivation décrits aux paragraphes II-1 et II-2. Le signal quantifié du point trois est appliqué à un comparateur à sortie TTL. D'autre part, un circuit de mise en forme et de sélection choisit les impulsions du signe adéquat fournies au point quatre et les transmet à un monostable réarmable dont la constante de temps est  $\tau_0$ . Une

Fig. 3 : Tensions relevées sur le montage de la figure 2 avec un enregistreur graphique X-Y. L'axe OX correspond à la tension d'entrée U17 au point 1. En fonction de U17, on a tracé : 1) U17 (courbe 1) qui est par conséquent une droite à 45°. 2) La tension quantifiée du point 2 (courbe 2) dont chaque échelon correspond à la conduction d'une diode de la barre des dizaines et qui sert à décaler la référence U3-16 du second UAA 180. 3) La tension au point 3 (courbe 3) dont chaque échelon correspond à la conduction d'une diode des unités. On remarquera que la tension (2) suit très exactement la tension U17 (1) lors de la conduction de la première diode de chaque quartet (point A). Par contre, la « marche d'escalier » correspondant à l'allumage des trois autres diodes de chaque quartet est ébréchée (point B). Ceci entraîne une erreur d'allumage d'une diode sur les unités (point B'). En effet, le décalage de la tension U3-16 du second UAA 180 est alors légèrement erroné.

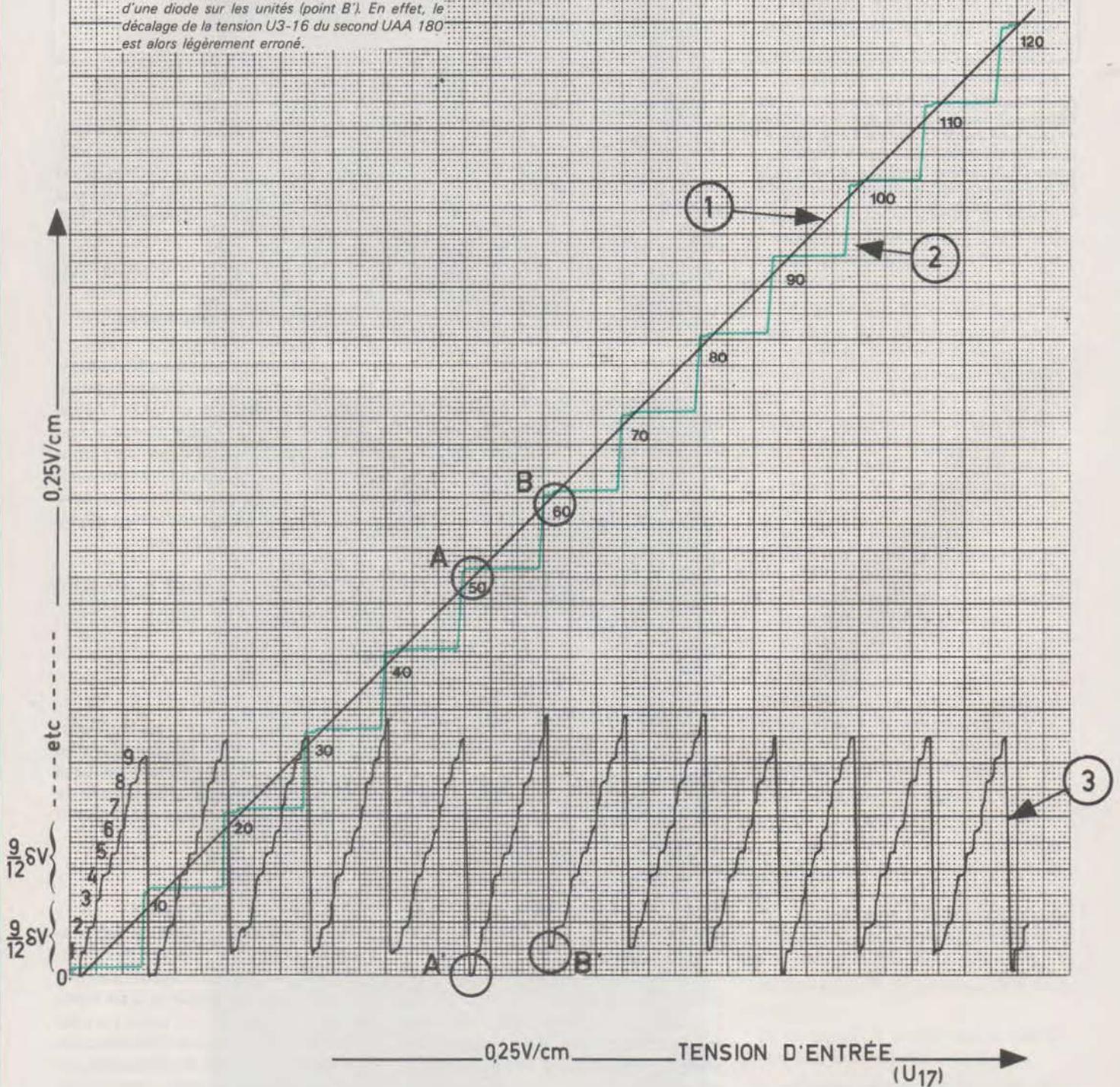
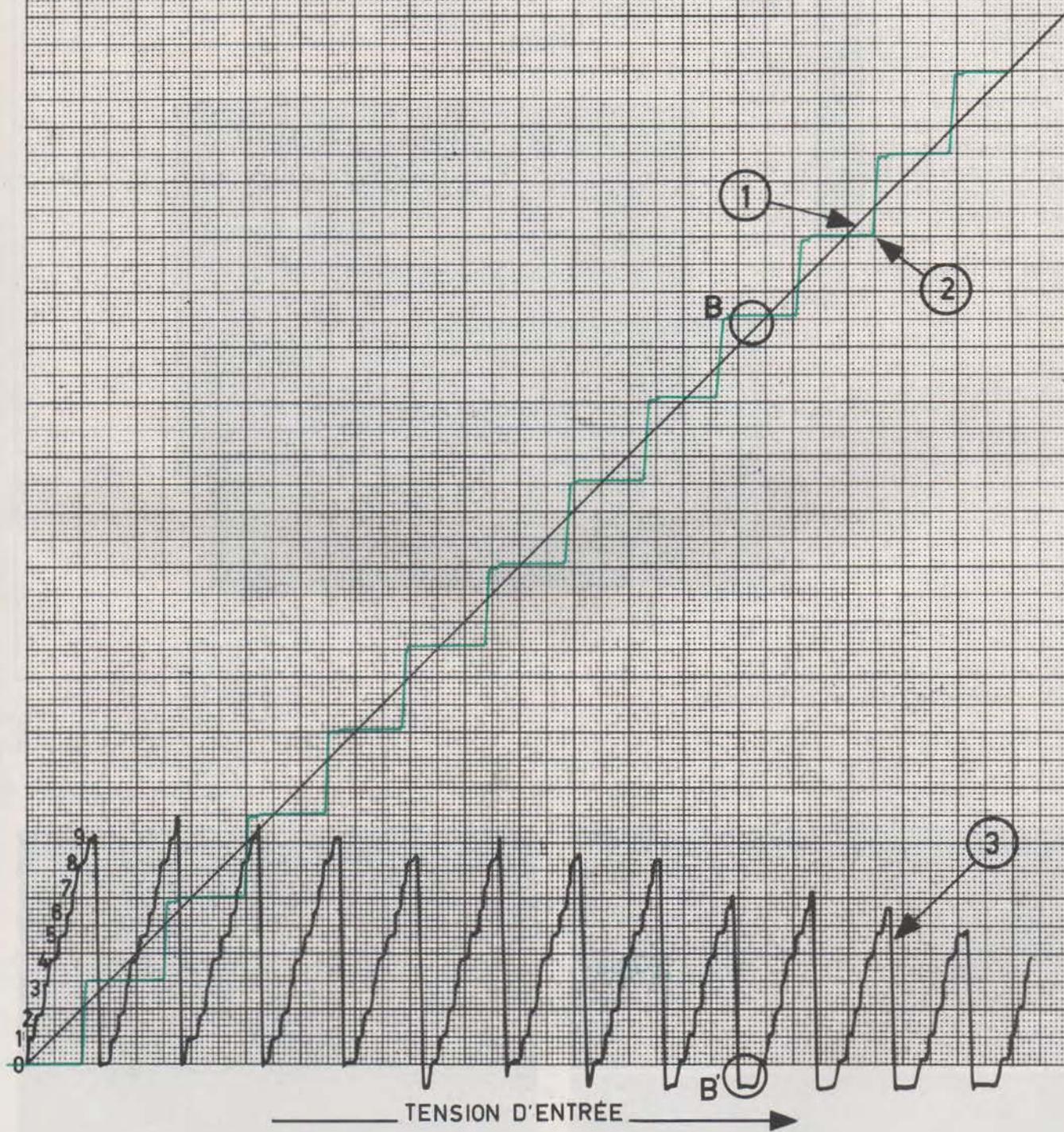


Fig. 4. - Tensions relevées sur le montage de la figure 2. Exemple des effets d'une amplification excessive des échelons de tension produits par le premier UAA 180. Le comptage des unités ne peut plus se faire correctement, car le décalage de  $U_{3-16}$  du second UAA 180 est incorrect.



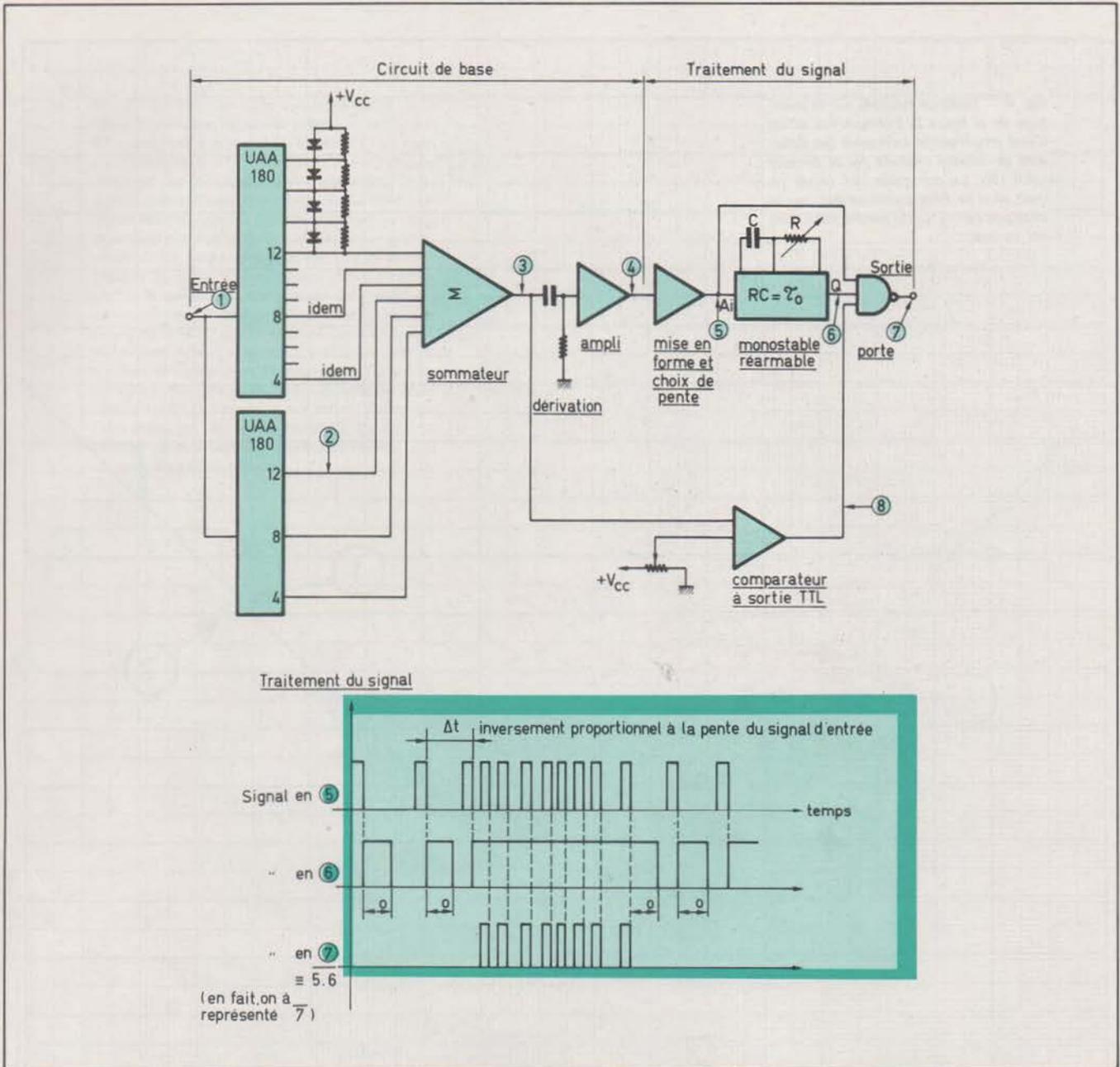


Fig. 5. - Fonctionnement du détecteur de seuil de pente.

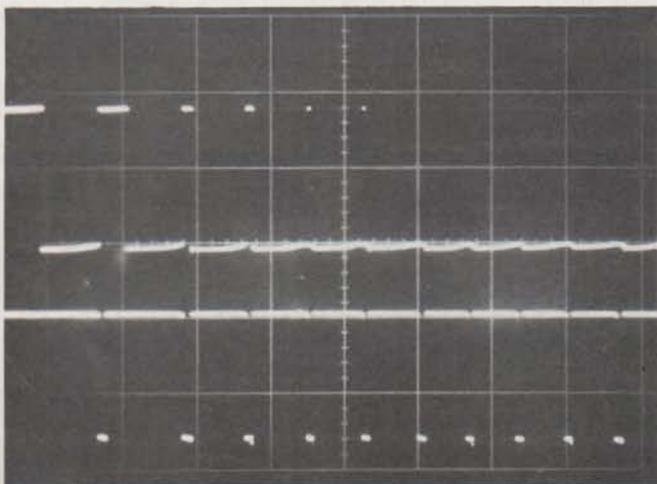


Photo 5

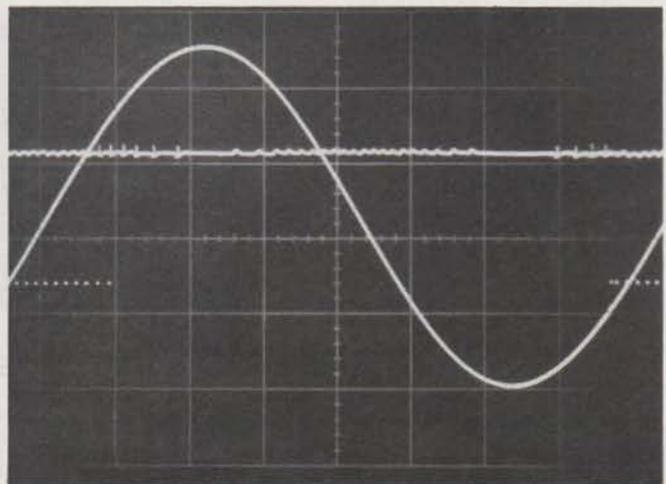


Photo 6

porte reçoit le signal du monostable, du comparateur et les impulsions mises en forme. Si le monostable se déclenche sur un front de décroissance et si on utilise sa sortie Q, alors la porte ne fournira des impulsions que lorsque le temps  $\Delta t$  entre deux impulsions est inférieur à  $\tau_0$ . La figure 5 montre schématiquement les tensions obtenues. Le temps  $\Delta t$  étant inversement proportionnel à la pente du signal d'entrée 1, on détecte ainsi une pente maximum fixée. Les photographies 5, 6 et 7 illustrent le fonctionnement du montage expérimental représenté en figure 6.

On remarquera sur les photographies 6 et 7 (sur lesquelles les échelles sont identiques) qu'une diminution de la tension d'entrée (à fréquence constante) provoque logiquement une diminution de la fraction de la période durant laquelle des tops de sortie sont émis. En effet, le temps pendant le sinus, à une pente supérieure à la consigne fixée, diminue.

Notons que le comparateur de seuil était hors circuit.

### 3) Intérêt et utilisation

L'application la plus évidente de ce montage est son utilisation dans des circuits d'alarme et de surveillance de grandeurs physiques dans une installation industrielle. Un exemple pratique est donné en figure 7.

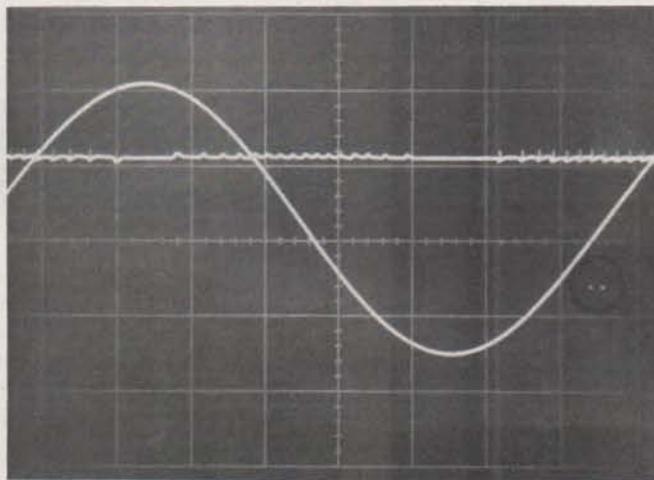


Photo 7

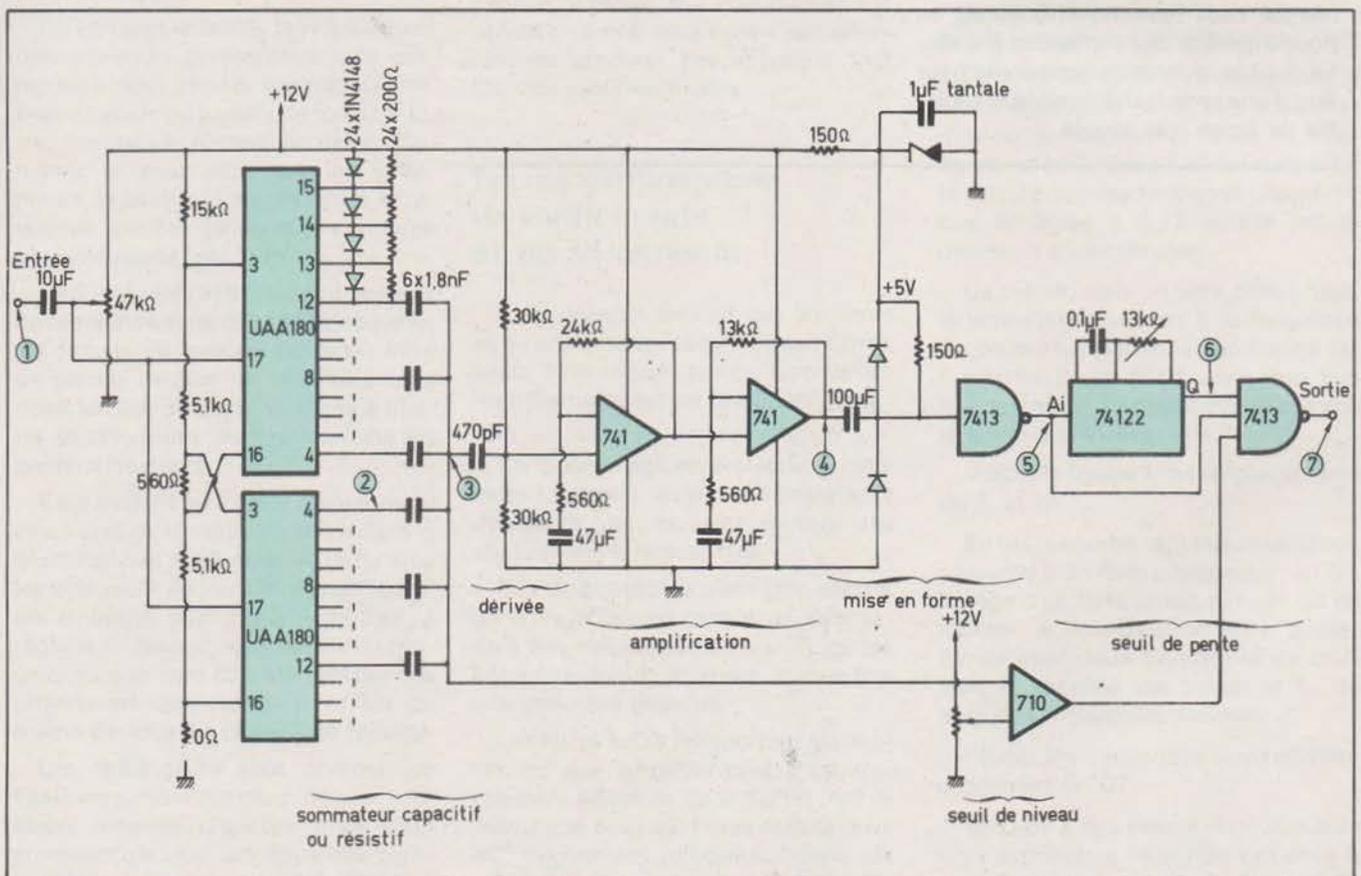


Figure 6

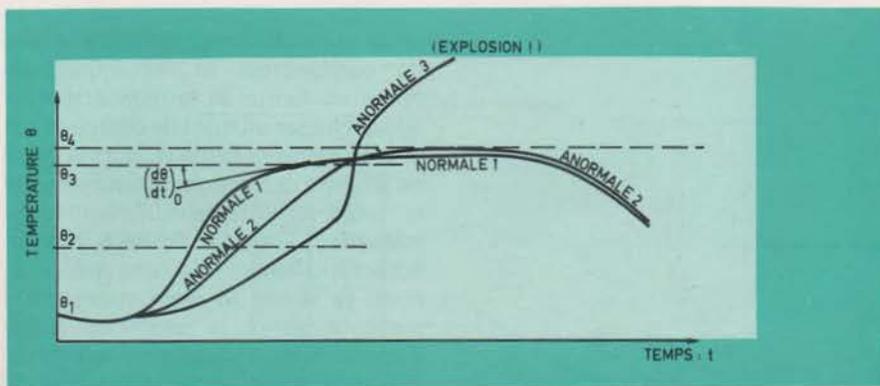


Fig. 7. - Evolution de la température dans un réacteur dans lequel se déroule une réaction chimique.

L'intérêt du circuit tient dans sa simplicité et dans son faible coût, compte tenu des trois informations qu'il peut « scruter » : valeur numérique du signal, signe de la dérivée du signal, valeur de la dérivée.

Notons aussi que si le sommateur est du type résistif (et non capacitif comme en figure 6), aucune constante de temps ne limite les fréquences basses et on n'obtient une dérivée qu'à une période infinie. Le système convient donc bien pour la surveillance de paramètres physiques dont l'évolution est très lente.

D'autre part, il convient également bien pour des signaux rapides puisque la vitesse de croissance autorisée à l'entrée est assez élevée (voir paragraphe II-1). En alimentant l'entrée par un générateur de fonction et en « vobulant » la consigne du comparateur et la constante de temps  $\tau_0$  du monostable par deux tensions extérieures, on pourra générer des impulsions à la sortie dont la répartition temporelle peut être d'une complexité illimitée et réglable de façon très souple.

## Conclusion

En résumé, les applications proposées pour le UAA 180 reposent sur son utilisation en tant qu'unité de traitement du signal plus qu'en tant qu'unité d'affichage digital.

Le circuit est capable de « scruter » simultanément trois grandeurs d'un signal électrique : sa tension, le signe et la valeur de la dérivée de la tension.

Robert SCHIRRER

## Introduction

L'importance du développement de l'industrie électronique spécialisée en basse-fréquence étant incontestable, l'intérêt de tous les techniciens, professionnels, semi-professionnels et amateurs, à l'égard des circuits et des procédés adoptés dans les appareils traitant les signaux BF, augmente sans cesse.

On ne se contente plus d'examiner des schémas destinés à une seule application, mais on désire surtout savoir comment on a déterminé les

d'ailleurs, incorporés dans certains préamplificateurs de chaînes BF de haute qualité.

Des combinaisons de mélangeurs et d'égaliseurs, sont proposées également.

Les versions modernes de certains dispositifs anciens, se caractérisent par l'emploi de semi-conducteurs ; transistors et circuits intégrés, par une abondance d'instruments de mesure incorporés dans les appareils, du type classique (galvanomètres, dits vumètres) ou du type optoélectronique à diodes électroluminescentes (LED), à

# Détermination des circuits de tonalité

caractéristiques de certains circuits, afin de pouvoir utiliser les méthodes proposées pour d'autres applications, pour d'autres cas particuliers ou pour d'autres données numériques.

Les circuits de tonalité ne sont pas nombreux et sont connus de tous, même des utilisateurs d'appareils BF, non techniciens.

Il s'agit bien entendu, principalement des suivants : préamplificateurs correcteurs pour phono, magnétophone, circuits actifs ou passifs de tonalité, filtres destinés à l'élimination des ronflements et ceux éliminant les sifflements, le souffle et autres bruits à fréquence élevée, réglages de volume physiologiques, etc., etc.

Depuis quelque temps, sont apparus ou réapparus sous une forme nouvelle, les circuits de tonalité suivants : filtre de parole, circuits de tonalité à trois voies (au lieu de deux) et même à quatre et cinq voies, incorporés dans les préamplificateurs.

Il est évident qu'à partir de quatre ou cinq voies de tonalité, on entre dans le domaine des égaliseurs. A noter que les égaliseurs peuvent être graphiques, en utilisant des potentiomètres à réglage rectiligne, mais aussi non graphiques, s'ils sont commandés par des potentiomètres rotatifs. Il en est de même de tous les circuits de tonalité.

Les mélangeurs tout comme les égaliseurs, sont connus depuis plusieurs dizaines d'années mais c'est actuellement que ces appareils commencent à intéresser le grand public. Ces deux sortes de dispositifs sont

colonnes lumineuses ou à voyants lumineux numériques.

L'utilisateur sait ainsi quel est l'effet produit par ses réglages, ce qui lui permet de les effectuer mieux et de les retrouver par la suite.

Parmi les dispositifs BF, il y a en un grand nombre qui sont économiques, donc accessibles aux amateurs et aux utilisateurs non techniciens qui pourront se procurer des appareils tout faits de prix raisonnable.

## Filtres éliminateurs de ronflements et de sifflements

Il est presque évident que les filtres anti-ronflement seront des filtres passe-haut et que ceux qui élimineront les sifflements seront des filtres passe-bas.

On pourra également inclure dans cette catégorie, les filtres éliminateurs de bande qui trouvent parfois des applications intéressantes.

Ces dispositifs peuvent être passifs ou actifs. S'ils sont passifs, on n'y trouvera que des composants LCR, où les bobines L seront absentes chaque fois que cela sera possible.

Les filtres actifs comportent généralement des amplificateurs à contre-réaction sélective dont l'effet est le même que celui des filtres passifs mais qui permettent d'obtenir, dans de nombreux cas, un gain supérieur ou égal à 1.

Définissons d'abord quelques grandeurs utilisées dans le calcul des circuits de filtre.

Dans un filtre **passé-bande**, on définit la fréquence  $f_0$  qui est nommée fréquence « centrale » et qu'il serait préférable de nommer fréquence médiane. C'est la moyenne géométrique des deux fréquences qui limitent la bande.

Dans certains cas, on peut confondre la moyenne géométrique avec la moyenne arithmétique. L'erreur est négligeable lorsque  $B/f_0$  est inférieure à 0,25.

Exemple :  $B = 12\ 000 - 10\ 000 = 2\ 000$  Hz.

Dans ce cas, la fréquence « centrale » est la moyenne géométrique  $f_c = 10\ 954$  Hz, tandis que la moyenne

arithmétique est évidemment 11 000 Hz.

Dans les deux cas  $B/f_c = 1/5$  environ.

Lorsqu'il s'agit de filtres éliminateurs de bande, la fréquence « centrale » peut être définie de la même manière. Dans les filtres passe-haut ou passe-bas, la fréquence dite « centrale » prend des valeurs inhabituelles.

En effet, dans un filtre passe-bas, la limite supérieure est  $f_c$  dite aussi fréquence de coupure et la limite inférieure est zéro, donc  $f_0$  serait nulle si on la calcule comme moyenne géométrique et égale à  $f_c/2$  si elle est la moyenne arithmétique.

De même, dans un filtre passe-haut, la limite inférieure est  $f_c$  la fréquence de coupure et la limite supérieure est  $f = \text{infini}$ . De ce fait  $f_0$  sera, quel que soit son mode de calcul, infinie comme la limite supérieure.

Voici à la **figure 1**, les emplacements de  $f_0$  et de  $f_c$ .

En (A) la courbe représente la bande passante d'un filtre passe-haut ; en (B), il s'agit d'un filtre passe-bas ; en (C) on montre la courbe d'un filtre passe-bande avec deux fréquences de coupure  $f_{cb}$  du côté des basses et  $f_{ch}$  du côté des fréquences élevées.

Toutes les fréquences  $f_c$  ont comme ordonnées 0,707.

En D on a représenté la courbe d'un filtre éliminateur de bande. Les deux  $f_c$  correspondent alors à l'ordonnée  $0,292 = 1 - 0,707\ 106...$

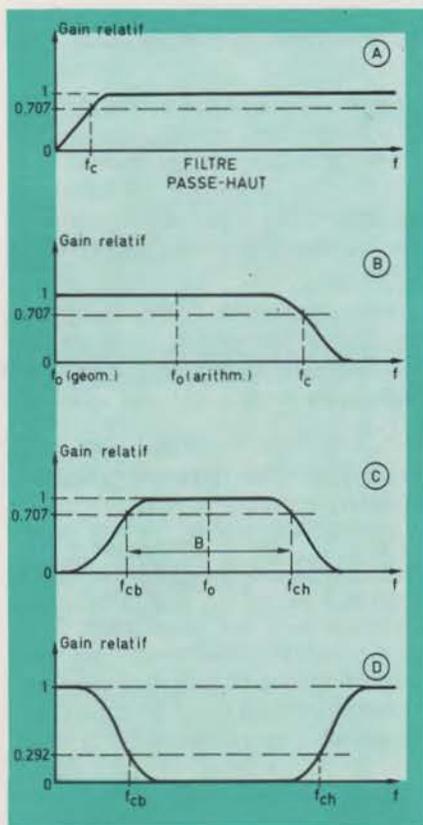


Fig. 1

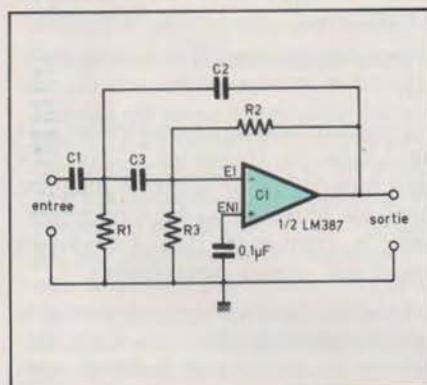


Fig. 2

Définissons aussi le coefficient de surtention Q. Il est égal à :

$$Q = \frac{f_o}{B} \quad (1)$$

où B est la bande égale à la différence des fréquences de coupure  $f_{cb}$  et  $f_{ch}$ . Cette bande est donc égale à :

$$B = f_{ch} - f_{cb} \quad (2)$$

C'est évidemment la bande à 3 dB d'atténuation. Lorsqu'il s'agit de filtres passe-haut ou passe-bas, on définit un facteur  $\beta$ . Voici sa valeur.

Filtre passe-haut,

$$f_c = \frac{f_o}{\beta} \quad (3)$$

Filtre passe-bas,

$$f_c = \beta f_o \quad (4)$$

La valeur de Q est alors liée à celle de  $\beta$  par la relation suivante,

$$\beta = \sqrt{x + y} \quad (5)$$

où  $x = 1 - \frac{1}{2Q^2}$   $y = x^2 + 1$

Pour simplifier les déterminations des circuits, voici au tableau I les valeurs de Q en fonction de  $f_c$  dans les filtres passe-haut et passe-bas.

TABLEAU I		
Q	$f_c$ (f. p. haut)	$f_c$ (f. p. bas)
0,707	$f_o$	$f_o$
1	$0,786 f_o$	$1,272 f_o$
2	$0,668 f_o$	$1,498 f_o$
3	$0,657 f_o$	$1,523 f_o$
4	$0,651 f_o$	$1,537 f_o$
5	$0,648 f_o$	$1,543 f_o$
10	$0,645 f_o$	$1,551 f_o$
100	$0,644 f_o$	$1,554 f_o$

La première valeur,  $Q = 0,707$  correspond à  $f_c = f_o$ . Cette égalité n'est valable que dans les filtres de Butterworth. Pour les autres types de filtres, les relations données plus haut et le tableau sont valables sauf celle où  $Q = 0,707$ , qui ne correspond pas à  $f_o = f_c$ .

### Détermination des filtres actifs passe-haut type Butterworth

Ces filtres (voir courbe, fig. 1 A) permettent l'élimination ou l'atténuation suffisante des signaux gênants de fréquence inférieure à  $f_c$ .

A la figure 2, on donne un exemple de filtre actif passe-haut réalisable avec un élément (parmi deux) d'un CI type LM 387 National. Le second élément peut servir dans l'autre canal stéréo. Tous les composants sont fixes. Il y a quatre condensateurs et trois résistances.

La détermination se fait de la manière suivante.

1° Choisir  $R_2$  et  $R_3$  afin que l'entrée EI (entrée inverseuse) soit polarisée correctement. On donne une valeur convenable à  $R_3$ , déterminée par l'expérience et on calcule  $R_2$  à l'aide de la relation,

$$R_2 = \left( \frac{V_s}{2,6} - 1 \right) R_3 \quad (6)$$

dans laquelle  $R_2$  et  $R_3$  sont évaluées avec la même unité, d'ailleurs quelconque,  $V_s$  = tension d'alimentation, mesurée en volts. On prendra  $V_s = 24$  V par exemple.

Les autres relations sont :

$$C_1 = C_3 \quad (7)$$

$$C_1 = \frac{Q}{2\pi f_o R_2} (2A_o + 1) \quad (8)$$

$$C_2 = C_1/A_o \quad (9)$$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_o Q C_1 (2A_o + 1)} \quad (10)$$

dans lesquelles  $A_o$  est le gain de tension, évalué en V/V (donc un rapport et non les décibels correspondants). Les valeurs de  $A_o$ , Q et  $f_c$  sont choisies d'avance en tenant compte de la bande TBF à éliminer.

### Exemple numérique

On se propose de déterminer les éléments d'un filtre actif passe-haut destiné à atténuer les signaux aux TBF. On prend  $f_c = 50$  Hz. Le gain est fixé à  $A_o = 1$  et Q est égal à 0,707, le filtre étant du type Butterworth ; selon le schéma de la figure 2. L'alimentation est  $V_s = 24$  V, on choisit  $R_3 = 240$  k $\Omega$ .

La formule (6) donne  $R_2 = 1,98$  M $\Omega$  et on arrondit cette valeur à 2 M $\Omega$ .

Les formules (7) et (8), avec  $Q = 0,707$  (voir tableau I) donc  $f_o = f_c = 50$  Hz donnent :

$$C_1 = C_3 = \frac{0,707}{6,28 \cdot 50 \cdot 2} (2 + 1)$$

avec C en microfarads et  $R_2$  en mégohms (2 M $\Omega$ ).

On trouve  $C_1 = C_3 = 0,003377$   $\mu$ F. On prendra  $C_1 = C_3 = 3,3$  nF.

La valeur de  $C_2$  est donnée par (9) :

$$C_2 = \frac{C_1}{A_0} = \frac{3,3}{1} = 3,3 \text{ nF}$$

Celle de  $R_1$  est donnée par la relation (10). On trouve,

$$R_1 = 470 \text{ k}\Omega$$

On vérifie l'exactitude (ou presque exactitude) des valeurs de  $C_1$ ,  $R_1$  et  $R_2$ , à l'aide de la formule

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_1 \sqrt{R_1 R_2}}$$

et on trouve  $f_c = 49,7 \text{ Hz}$ , excellent résultat, compte tenu des valeurs arrondies admises.

On a monté le condensateur  $C_4$  pour améliorer la stabilité aux fréquences élevées, lorsque le gain  $A_0 = 1$  et, d'une manière générale, lorsque  $A_0 \leq 10$ . La figure 3 donne le schéma pratique avec les valeurs des éléments

## Détermination des filtres actifs passe-bas

Une détermination analogue à la précédente peut être effectuée par les composants d'un filtre passe-bas, pouvant éliminer les signaux de fréquence supérieure à  $f_c$  (voir courbe figure 1B).

Le schéma du filtre actif proposé est donné à la figure 4. On utilise encore un élément de LM 387 qui en comporte deux, l'autre élément étant utilisable par le filtre passe-haut ou par un filtre passe-bas de l'autre canal stéré.

La méthode de détermination consiste dans les opérations suivantes.

- 1° On fixe les valeurs de  $A_0$ ,  $Q$  et  $f_c$ .
- 2° On calcule une constante  $K$  à l'aide de la relation,

$$K = \frac{1}{4 Q^2 (A_0 + 1)} \quad (11)$$

$C_1$  est sélectionné arbitrairement, mais selon une certaine expérience en la matière acquise au cours d'opérations analogues antérieures.

On prend ensuite,

$$C_2 = K C_1 \quad (12)$$

On connaît  $F_c$  qui est la fréquence frontière inférieure, par exemple  $f_c = 10 \text{ kHz}$  (donc tout ce qui dépasse  $10 \text{ kHz}$  sera éliminé ou très atténué) ou une valeur inférieure à celle-ci, selon les signaux gênants à supprimer, par exemple  $5 \text{ kHz}$ .

On calcule ensuite,

$$R_2 = \frac{1}{4\pi f_c Q C_1 K} \quad (13)$$

$$R_3 = \frac{R_2}{A_0 + 1} \quad (14)$$

$$R_1 = R_2 / A_0 \quad (15)$$

Il ne reste plus qu'à déterminer,

$$R_4 = \frac{R_2 + R_3}{\frac{V_s}{2,6} - 1} \quad (16)$$

### Exemple numérique

On se donne  $A_0 = 1$  et  $Q = 0,707$ , le filtre étant du type Butterworth (voir tableau I), ainsi que  $f_c = 10 \text{ kHz}$  et  $V_s = 24 \text{ V}$ .

On procède comme suit :

- 1°  $K = 0,25$  (formule 11)
- 2° on choisit  $C_1 = 560 \text{ pF}$
- 3° la relation (12) donne,

$C_2 = 140 \text{ pF}$  que l'on peut arrondir à  $150 \text{ pF}$ .

- 4° l'équation (13) donne,

$R_2 = 80,4 \text{ k}\Omega$  que l'on arrondit à  $82 \text{ k}\Omega$

- 5° on a ensuite, d'après (14)

$R_3 = 41 \text{ k}\Omega$  et on prendra  $R_3 = 39 \text{ k}\Omega$ , valeur normalisée

- 6° on trouve ensuite, d'après (15)

$R_1 = R_2 = 82 \text{ k}\Omega$ .

- 7° l'équation (16) donne,

$R_4 = 14,7 \text{ k}\Omega$ , valeur arrondie à  $15 \text{ k}\Omega$ .

La vérification se fait à l'aide de la relation

$$f_o = \frac{Q}{\pi C_1} \sqrt{\frac{A_0 + 1}{R_2 R_3}} \quad (17)$$

On trouve  $f_o = 10\,004 \text{ Hz}$ .

## Filtre actif « de parole »

Ce sera un filtre de bande, dont la bande se situera vers le médium. On devra par conséquent se fixer deux fréquences de coupure (voir figure 1 (C)),  $f_{cb}$  et  $f_{ch}$ .

Dans le cas d'un filtre servant dans une application bien déterminée, on pourra adopter comme fréquence de coupure  $300$  et  $3\,000 \text{ Hz}$ . On recherchera une atténuation de  $40 \text{ dB}$  par décade, vers l'extérieur de la bande à partir des fréquences de coupure.

Ce filtre a été réalisé en montant en cascade un filtre passe-haut, suivi d'un filtre passe-bas. Chacun sera calculé comme on l'a indiqué plus haut avec  $f_{cb} = 300 \text{ Hz}$  pour le filtre passe-haut et  $f_{ch} = 30\,000 \text{ Hz}$  pour le filtre passe-bas.

Voici à la figure 5 le schéma du filtre de parole, avec les valeurs des composants. A la figure 6 on donne la courbe de réponse de ce filtre. En ordonnées le gain en décibels négatifs (ou atté-

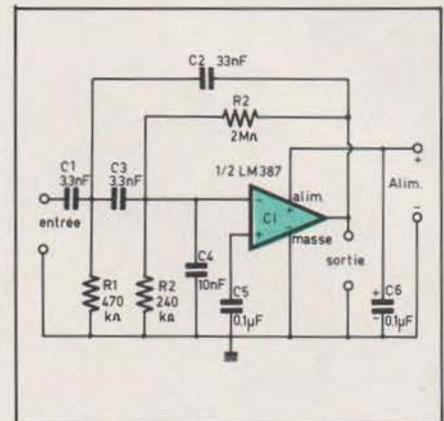


Fig. 3

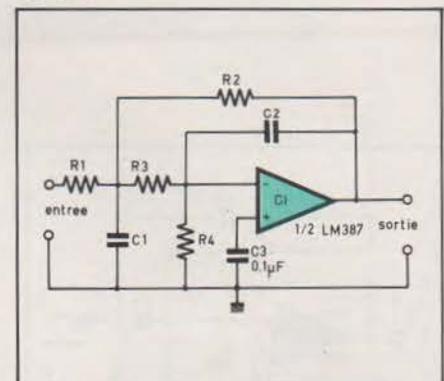


Fig. 4

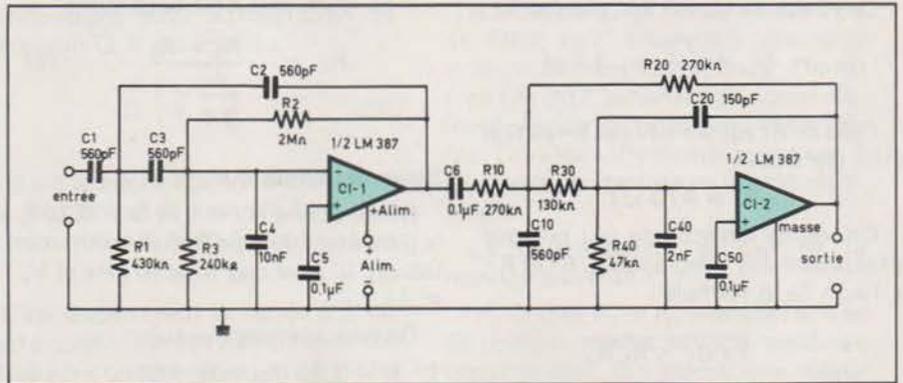


Fig. 5

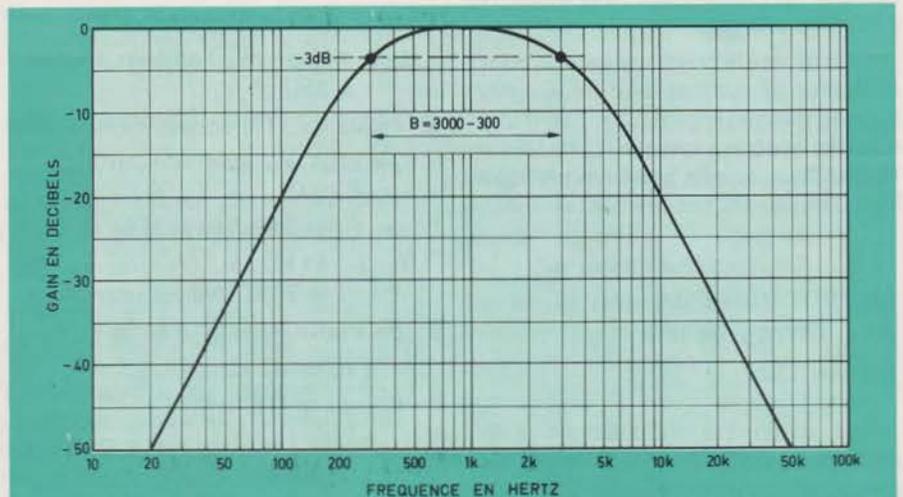


Fig. 6

uation en décibels positifs) et en abscisses, la fréquence en hertz.

On peut voir qu'aux fréquences de coupure, on a :

à 300 Hz : - 3 dB environ,

à 3 000 Hz : - 3 dB environ,

c'est-à-dire la bande B prévue car à un gain relatif de 0,707 correspondant - 3 dB (de tension). Utiliser un LM 387.

### Filter actif passe-bande

Les filtres passe-bande sont utilisés pour séparer une bande relativement étroite par rapport à la bande totale. On utilise les filtres passe-bande dans les analyseurs de fréquences dans les distorsiomètres, dans les égaliseurs graphiques, et dans de nombreuses autres applications, par exemple dans les synthétiseurs musicaux.

A la figure 7 on donne le schéma général d'un filtre passe-bande qui, contrairement à celui « de parole » proposé plus haut, ne nécessite qu'un seul élément de circuit intégré LM 387.

Les formules générales de calcul de

ce montage de filtre actif du type Butterworth sont les suivantes,

$$R_1 = R_3 / 2 A_0 \quad (21)$$

$$C_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 A_0 R_1} \quad (22)$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - A_0) 2\pi f_0 C_1} \quad (23)$$

Avec ce filtre, on peut prendre  $Q \leq 10$  dans les montages BF. Le produit gain . largeur de bande  $A \cdot B$  est égal à 20 MHz et le gain en boucle ouverte (sans contre-réaction) est de 104 dB, et cela avec une faible distorsion.

La méthode de détermination simplifiée exige de fixer d'avance quelques valeurs de paramètres. On se donnera par conséquent  $f_0$ ,  $A_0$  et  $Q$ . La valeur de  $R_3$  sera inférieure à 240 kΩ, par exemple 200 kΩ et celle de  $R_4$ , 24 kΩ. On prendra également  $C_1 = C_2$ .

Connaissant  $R_3$  et  $A_0$ , la formule (21) donne  $R_1$ .

La formule (22) permet de trouver la valeur de  $C_1$  en fonction de  $Q$ ,  $f_0$ ,  $A_0$  et  $R_1$  connues.

La formule (23) donne  $R_2$ .

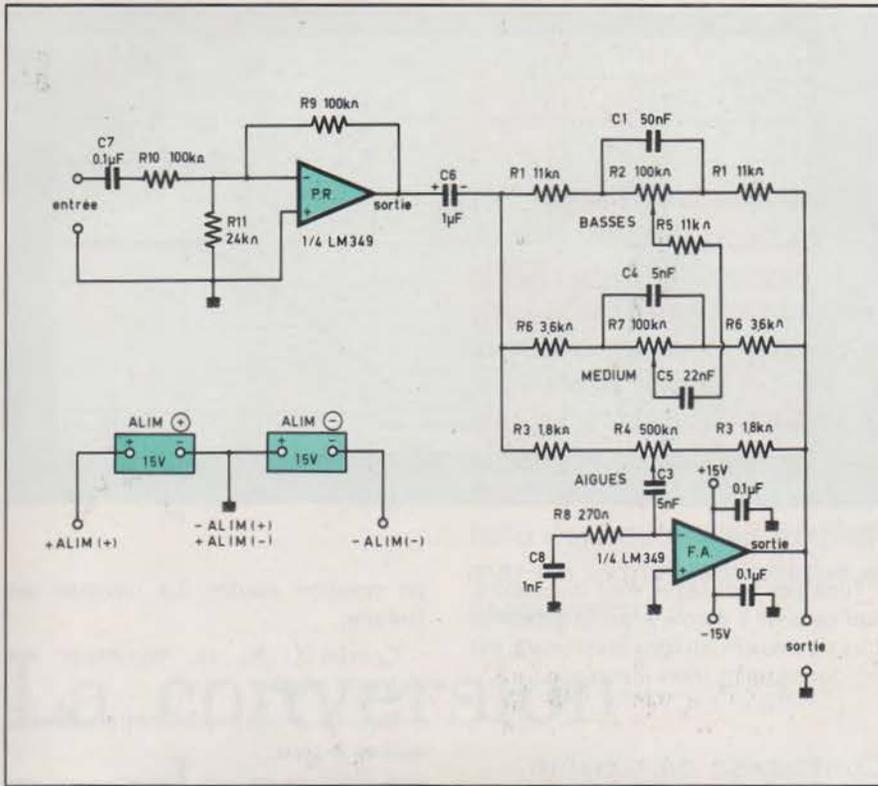


Fig. 8

$C_4$  est un condensateur de 10 à 100 nF, selon la fréquence  $f_0$  choisie.

### Exemple numérique

Soit à déterminer un filtre actif selon le schéma de la figure 7, avec les données suivantes :  $f_0 = 20$  kHz, bande passante à 3 dB,  $B = 2$  kHz. De ce fait  $Q = f_0 / B = 10$ .

On adopte les valeurs suivantes :  $R_4 = 24$  k $\Omega$ .

1° On calcule  $R_3$  en fonction de la tension d'alimentation, 24 V et de  $R_4$ , à l'aide de la formule,

$$R_3 = \left( \frac{V_s}{2,6} - 1 \right) R_4 \quad (24)$$

ce qui donne, avec les valeurs choisies,

$$R_3 = 198 \text{ k}\Omega \text{ arrondi à } 200 \text{ k}\Omega.$$

D'après (21), on a  $R_1 = 100$  k $\Omega$ .

D'après (22), on a  $C_1 = 790$  pF, arrondi à 820 pF.

La formule (23) donne  $R_2 = 488 \Omega$ , arrondi à 470  $\Omega$ .

Voici les formules de vérification :

$$A_0 = R_3 / 2R_1 \quad (25)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C_1} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}} \quad (27)$$

$$Q = \pi f_0 R_3 C_1 \quad (27)$$

Vérifions les résultats avec la relation (27) par exemple.

$$\text{On a } \pi f_0 R_3 C_1 = 3,14 \cdot 20\,000 \cdot 200\,000 \cdot 820 / 10^{12}$$

ce qui donne  $Q = 10,304$  valeur proche de 10. On a d'ailleurs utilisé les valeurs, arrondies de paramètres.

### Choix des circuits intégrés

Dans les montages BF décrits, utilisables dans les préamplificateurs et autres applications, on utilisera le circuit intégré LM 387 à deux éléments identiques, dont le brochage est le suivant : alimentation + broche 6, alimentation - (masse) broche 3.

Premier élément : entrée inverseuse (-) broche 1, entrée non inverseuse (+) broche 2, sortie broche 4.

Second élément : entrée inverseuse (-) broche 8, entrée non inverseuse (+) broche 7, sortie broche 5.

On pourra choisir l'un ou l'autre élément et dans les montages stéréo, ou monophoniques, on pourra monter les deux éléments pour une même fonction ou pour des fonctions différentes.

Ces CI sont avantageux. Ils sont simples à monter et donnent de très bons résultats, notamment en ce qui concerne la distorsion. On a :

- a) Montage passe-haut,  $D \leq 0,1 \%$
- b) Montage passe-bas,  $D \leq 0,1 \%$
- c) Montage filtre de parole,  $D \leq 0,07 \%$
- d) Montage filtre 20 kHz,  $D < 0,01 \%$

$D = \text{distorsion}$

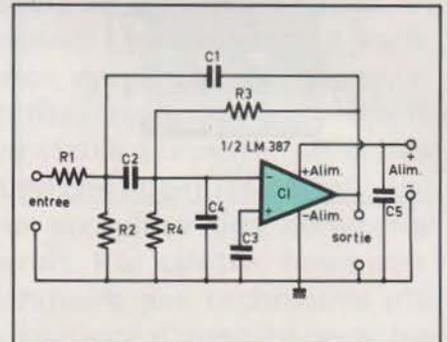


Fig. 7

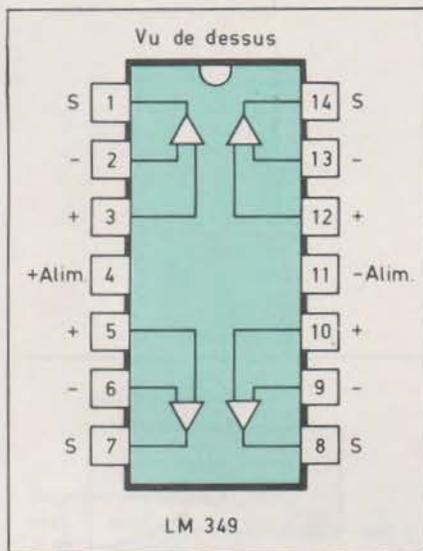


Fig. 9

Fig. 10

Tous ces montages sont inverseurs, sauf celui de « parole » qui, étant constitué de deux montages inverseurs, est par conséquent, non inverseur.

### Commande de tonalité à trois voies, à filtres actifs et un seul CI

Un schéma absolument remarquable parce qu'économique et constituant un progrès par rapport aux commandes de tonalité classique à deux voies (basses et aiguës), est celui de la figure 8. On y trouve un préamplificateur PR linéaire et un triple filtre actif F.A., donc en tout, deux éléments de LM 349. En stéréo, un seul LM 349 qui possède quatre éléments amplificateurs identiques suffit pour réaliser deux montages de triple tonalité, comme celui proposé.

Le LM 349 se branche comme le montre la figure 9. Les entrées inverseuses et non inverseuses sont désignées par - et + respectivement, les sorties par S.

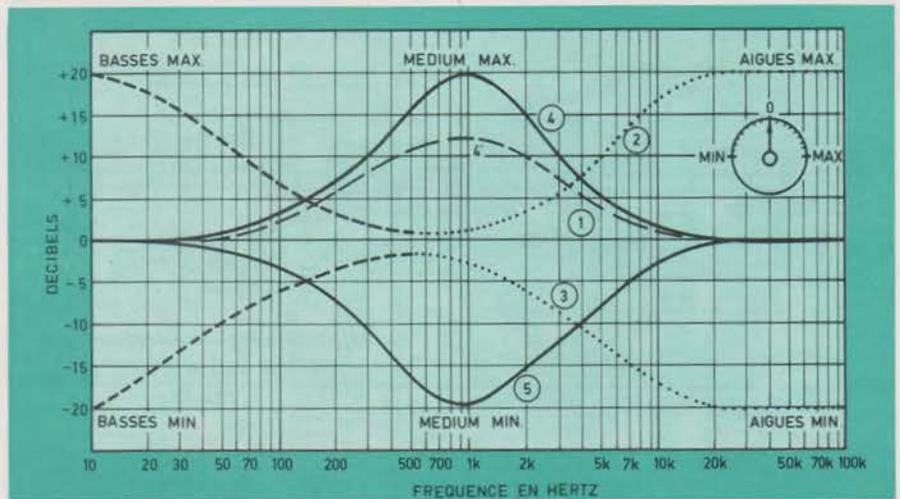
Le + de l'alimentation positive est au point 4 et le - de l'alimentation négative est au point 11.

La masse est au commun des deux alimentations (voir fig. 8).

Avec les réglages de basses et d'aiguës uniquement, on obtenait jusqu'à présent des courbes intéressantes mais toujours du même type : linéaire, basses au maximum et aiguës normales, basses au minimum et aiguës normales, aiguës au maximum et basses normales, aiguës au minimum et basses normales.

A la figure 10, on indique l'effet produit par les réglages des potentiomètres  $R_2$ ,  $R_7$  et  $R_4$  du « tone-control » proposé.

Courbe 1 : les trois positions sont



en position neutre. La réponse est linéaire.

Courbe 2 :  $R_3$  au maximum, les autres à zéro.

Courbe 3 :  $R_3$  au minimum, les autres à zéro.

Courbe 4 :  $R_7$  au maximum, les autres à zéro.

Courbe 5 :  $R_7$  au minimum, les autres à zéro.

En ne poussant pas au maximum ou au minimum, un ou plusieurs réglages, on obtiendra une courbe moins prononcée comme par exemple la courbe 4'.

Enfin, toutes sortes de courbes pourront être obtenues avec la triple infinité de combinaisons des réglages des trois potentiomètres.

F. Juster

Dans beaucoup de domaines, il est devenu fréquent de mettre en concurrence une information présentée sous une forme analogique à une information présentée sous une forme numérique. Ainsi en télécommunications, une information numérique étant plus facile à traiter, on la préfère à une information analogique. Cependant, la très grande majorité des paramètres que l'on étudie quotidiennement est analogique ; par exemple une température, une vitesse, évoluent de façon continue. Il a donc fallu concevoir des convertisseurs capables de transformer un signal analogique en un signal numérique et réciproquement.

# La conversion analogique-numérique et numérique-analogique

Avec l'avènement des circuits intégrés à grande échelle, les convertisseurs se sont miniaturisés en même temps que leur prix baissait. Les domaines d'application se sont en conséquence agrandis ; instrumentation, tests automatiques, générateurs, ligne à retard, interfaces pour l'informatique (table traçante, affichage T.V.), télémesures, etc. Le but de ces quelques pages n'est pas de développer la théorie complète des convertisseurs : la place nous manquerait. Par contre, nous pouvons donner un descriptif sommaire des techniques utilisées, et un moyen, par l'intermédiaire d'une bibliographie et d'une liste d'adresse, pour trouver le convertisseur dont on a besoin.

## Signal analogique et signal numérique

Un signal analogique est un signal dont la valeur varie dans le temps de manière continue. Ainsi une tension variant de  $+V$  à  $-V$  passera par une infinité d'états intermédiaires.

Grâce à Fourier, nous savons qu'un signal analogique peut dans la majorité des cas se décomposer en une somme de signaux sinusoïdaux, signaux dont l'étude et le traitement sont simples.

Un grand attrait du signal analogique est qu'il peut représenter une information sans qu'il soit nécessaire de faire appel à des codeurs ou à des décodeurs : dans les transmissions, le

signal issu du microphone peut être soit directement transmis vers le destinataire (par câble par exemple et un haut-parleur terminera la chaîne), soit indirectement transmis (émissions radio, T.V.), tout en conservant sa forme analogique.

Malheureusement, un signal analogique a un contenu complexe, et cela lui confère une certaine fragilité : d'une part, il occupe une bande de fréquences dans laquelle il est bien difficile de ne pas avoir une distorsion de phase ou une distorsion d'amplitude ; d'autre part, il est entaché de bruits générés par le système de transmission et l'opération consistant à séparer le signal du bruit peut devenir délicate.

Par opposition, un signal numérique codé binaire est constitué d'une suite de 0 et de 1, états que l'on peut concrétiser électriquement par absence ou présence d'une tension continue d'amplitude bien stable et bien connue. Un signal numérique se compose donc d'impulsions, et c'est un signal essentiellement discontinu ; en conséquence, il ne permet que la transmission d'une suite limitée d'états, chaque état étant représenté par un nombre. Cet inconvénient apparent est en fait masqué par les grands avantages que procure cette représentation : un signal numérique est peu sensible aux bruits et aux distorsions. Il est facile à amplifier, à détecter. Il se prête très bien aux calculs, la précision étant conservée (alors qu'une erreur non négligeable vient toujours entacher les résultats d'un calculateur analogique). Enfin, un signal numérique est plus facile à mémoriser qu'un signal analogique.

Pour toutes ces raisons, on a très vite préféré transformer une information analogique en information numérique, plus facile à traiter et permettant de réaliser avec l'aide des calculateurs dont le prix baisse continuellement des ensembles de mesures, d'automatisme, d'asservissement ou de télécommunications très performants.

On est donc arrivé très naturellement à étudier les convertisseurs analogiques-numériques (entrée de l'information dans le système) et numériques-analogiques (sortie de l'information lorsque celle-ci ne peut pas être utilisée directement sous forme numérique).

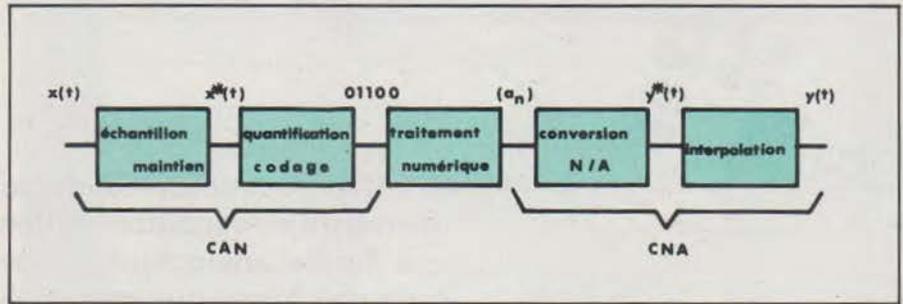


Figure 1

## Principes de la conversion

Puisqu'un signal analogique varie de façon continue tandis qu'un signal numérique représente une variation par bonds, il est d'abord nécessaire dans un convertisseur analogique-numérique (CAN dans la suite de cet article) de prélever des valeurs discrètes du signal analogique à des intervalles réguliers. C'est l'opération d'échantillonnage (figure 1). Pour que les opérations suivantes du convertisseur aient le temps de s'effectuer, il est souvent nécessaire de maintenir constant en sortie l'échantillon prélevé dans le signal analogique jusqu'à l'arrivée du prélèvement suivant. C'est l'opération de maintien.

La fonction originale est donc transformée en une fonction en escalier. Mais chaque palier peut avoir une valeur d'amplitude quelconque, alors que le signal numérique ne peut représenter qu'un nombre limité et fixé de valeurs. Il faut donc remplacer la valeur exacte de l'amplitude par un nombre entier d'amplitudes élémentaires, ou quanta, telle que l'amplitude

ainsi obtenue soit la plus proche possible de l'amplitude originale. Ce nombre entier est ensuite converti selon la base numérique choisie et grâce à un code déterminé en un signal numérique.

Ce sont ces deux opérations de quantification et de codage qui forment le CAN proprement dit.

Lors de la conversion numérique-analogique, chaque nombre codé est transformé pour redonner l'amplitude correspondante et une simple interpolation linéaire permet de reconstituer une image du signal analogique original. Les opérations effectuées par un CNA sont beaucoup plus simples que celles effectuées par un CAN.

## Théorie de l'échantillonnage

Echantillonner une fonction, c'est, comme on l'a vu plus haut, prélever la valeur de cette fonction pendant un intervalle de temps fixe, l'opération étant répétée périodiquement.

L'intervalle de temps fixe pendant

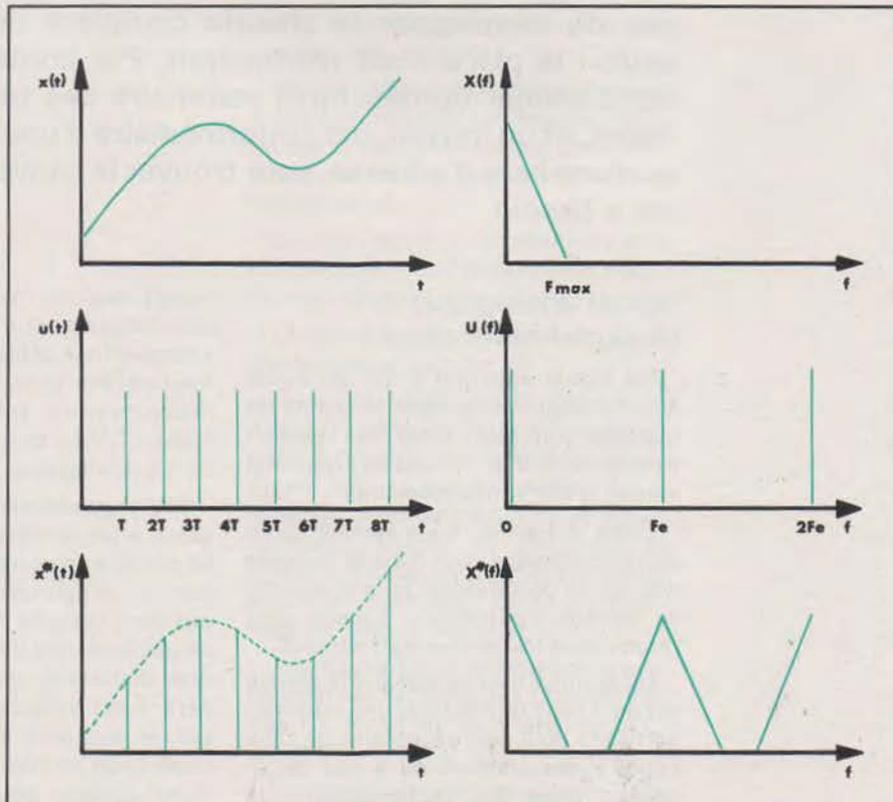


Figure 2

lequel le signal analogique est bloqué dépend de la vitesse du convertisseur. La fréquence de répétition dépend à la fois du signal à analyser et de l'intervalle de temps.

Supposons, dans une première approche, que l'intervalle de temps soit nul, c'est-à-dire que l'opération de prélèvement-blocage-conversion soit infiniment courte. Appelons  $x(t)$  la fonction du signal analogique et  $u(t)$  le train d'impulsions d'échantillonnage. Le signal échantillonné  $x^*(t)$  a pour fonction :

$$x^*(t) = x(t) \cdot u(t)$$

D'autre part, la transformée de Fourier directe de  $x(t)$  s'écrit :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-2\pi jft} dt$$

Pour une impulsion idéale (impulsion de Dirac) répétée avec une période  $T$ ,  $u(t)$  s'écrit :

$$u(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT)$$

La fonction  $x^*(t)$  s'écrit alors :

$$x^*(t) = x(t) \cdot u(t) = x(t) \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT)$$

$$x(t) \cdot \delta(t) = x(0) \cdot \delta(t) \text{ car } \delta(t) = 0 \text{ pour } t \neq 0$$

D'où la transformée de Fourier du signal échantillonné :

$$X^*(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) e^{-2\pi jft} dt$$

soit :

$$X^*(f) = \sum_{-\infty}^{+\infty} X(f - n F_e) \text{ avec } F_e = \frac{1}{T}$$

En conséquence, à chaque raie de fréquence  $f$  du signal analogique cor-

respond une infinité de raies de même amplitude et de fréquence  $f' = f \pm n F_e$  (fig. 2).

Dans le spectre de la fonction représentant le signal échantillonné, il faut donc choisir déjà  $F_e$  de telle manière que les spectres ne se recouvrent pas ce qui oblige à choisir  $F_e$  supérieure ou égale à  $2 F_{max}$ . Dans ce cas, un filtre passe-bas idéal suffit pour retrouver le spectre initial.

Malheureusement, dans la pratique, les impulsions ont une certaine largeur, la fréquence supérieure du spectre de  $x(t)$  est mal définie et le filtre idéal n'existe pas.

Pour arriver à nos fins, passons par un intermédiaire : l'échantillonnage analogique ; durant l'impulsion, la sortie suit fidèlement les variations de l'entrée. Appelons  $\tau$  la largeur de l'impulsion. La transformée de Fourier du signal échantillonné s'écrit alors :

autres étant atténués progressivement. On admet que le spectre de  $x^*(f)$  est limité à  $\pm 1/\tau$ .

Supposons maintenant que la sortie de l'échantillonneur ne suive pas les variations de l'entrée : l'échantillonneur est bloqué. L'impulsion ayant toujours une durée  $\tau$  et une amplitude constante, la transformée de Fourier du signal échantillonné s'écrit alors :

$$X^*(f) = \frac{\tau}{T} \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} \cdot \sum_{-\infty}^{+\infty} (f - n F_e)$$

Malheureusement, ce cas bien réel provoque de la distorsion, comme on peut le voir à la figure 3 b.

## La quantification

La quantification est l'opération qui consiste à remplacer la valeur exacte du signal par une valeur pouvant être générée par le codeur numérique et se rapprochant le plus de la valeur exacte. On substitue donc à une infinité de valeurs possibles de la grandeur analogique un nombre fini d'informations.

On définit tout d'abord un quantum  $q$  représentant la première valeur positive, différente de zéro, pouvant être appréciée. Plus la valeur du quantum sera faible, meilleure sera la précision.

Mais d'autre part, si l'on choisit un quantum trop petit, le nombre de quanta nécessaires pour atteindre l'amplitude maximum admissible sera si grand que le codeur ne pourra pas le générer. Prenons un exemple : supposons que le quantum  $q$  soit fixé égal à

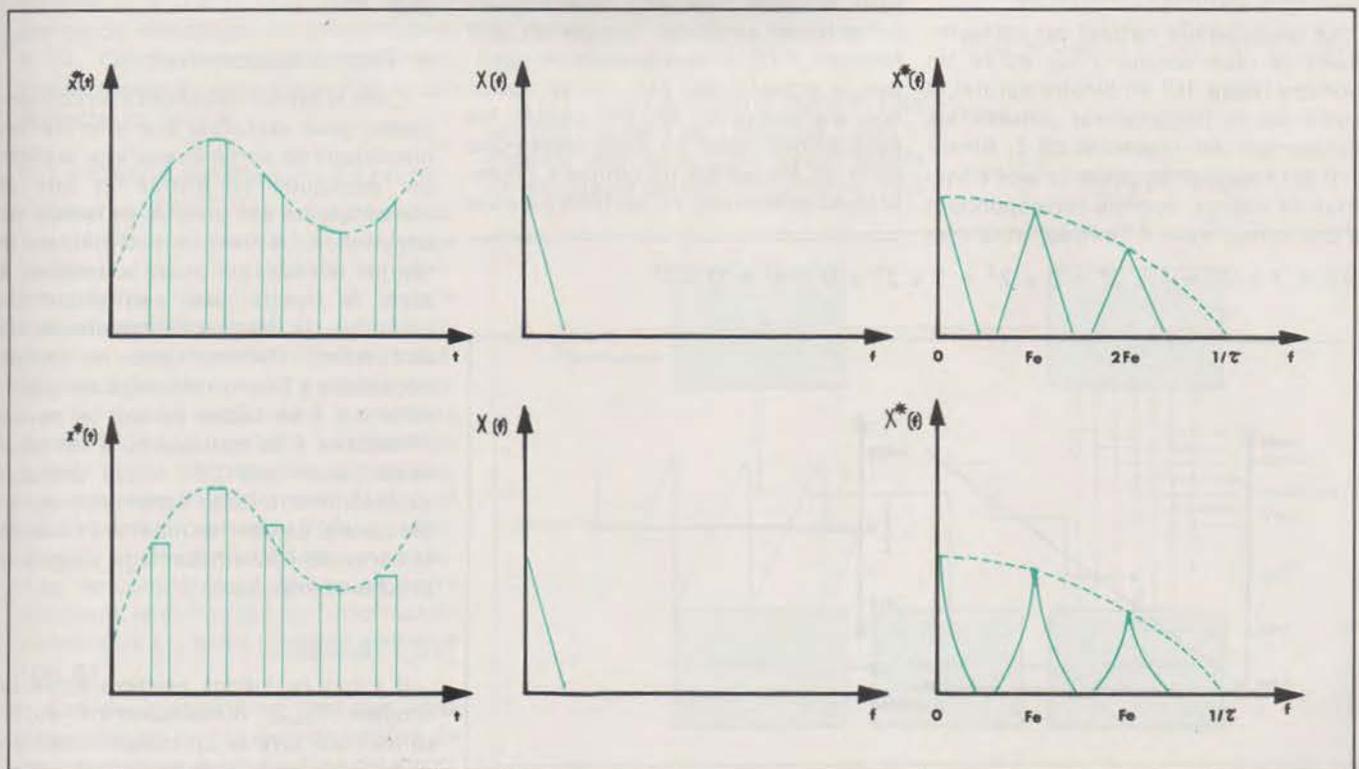


Figure 3

0,1 V et que la tension d'entrée atteigne au maximum 16 V. Supposons d'autre part que le codage s'effectue en binaire sur 5 bits. Le codeur va donc générer des nombres allant de 00000 à 11111, soit 32 possibilités. Alors que le nombre de quantum qu'il faut pour atteindre 16 V est de 160. On ne dispose pas d'assez de bits ; il faudrait donc soit coder sur 8 bits, soit diminuer la précision en passant le quantum à 0,5 V.

Il faut noter que l'erreur de quantification est toujours inférieure au quantum (fig. 4). En pratique, on limite cette erreur à  $\pm q/2$ , en choisissant le nombre de quanta qui se rapprochent le plus de la valeur désirée. On remarquera que la précision de la quantification varie avec l'amplitude du signal d'entrée : si l'amplitude est grande, l'erreur est faible :  $\pm q/2$  devant 300 quanta, cela est négligeable ; par contre, pour les faibles amplitudes, l'erreur est beaucoup plus grande. Pour contrer le défaut de cette quantification dite linéaire, on préfère souvent utiliser une quantification logarithmique :  $q_i = \alpha \log i$ . On peut ainsi obtenir une bonne précision dans la quantification.

### Les codes utilisés :

La dernière étape d'une conversion analogique-numérique consiste à établir une correspondance bi-univoque entre le nombre de quanta et son expression dans une base déterminée. Les codes couramment utilisés sont les codes binaires. On travaille donc avec des 1 et des 0 mais on peut coder de plusieurs manières différentes.

Le code binaire naturel est certainement le plus connu. Pour écrire un nombre (base 10) en binaire naturel, il suffit de le décomposer suivant les puissances décroissantes de 2. Ainsi :

Il est habituel de poser le mot constitué de n zéros, comme correspondant à une valeur nulle à l'entrée, et le mot

$$52 = 1 \times 2^5 + 1 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0$$

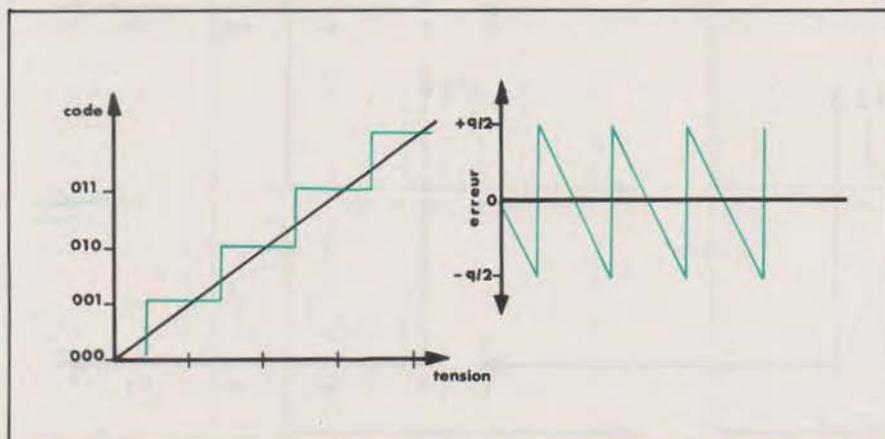


Figure 4

dont tous les bits sont à zéro sauf le dernier à droite valant 1, comme l'équivalent numérique du quantum.

Dans le code BCD, chaque chiffre de 0 à 9 est représenté par les combinaisons sur 4 bits de 0000 à 1001. Pour un nombre composé de plusieurs chiffres, chaque chiffre est codé de cette manière sur 4 bits. Ainsi, 15 s'écrira : 0001 0101 ; de même, 24 s'écrira : 0010 0100.

Il est très souvent utile d'avoir une indication sur le signe, la grandeur analogique pouvant être positive ou négative. On peut pour cela simplement rajouter un bit réservé à cet usage valant 1 pour les signaux positifs et 0 pour les signaux négatifs. On peut également compter en binaire naturel, le nombre 0 correspondant à la tension la plus négative. Si le code utilise n bits, le nombre correspondant à  $2^{n-1}$  s'obtient pour une tension nulle. En fin, on utilise souvent en liaison avec un calculateur, le code complément à 2. Dans ce code, un nombre positif s'exprime par son équivalent binaire, tandis qu'un nombre négatif s'obtient en prenant le complément de chaque bit du nombre positif correspondant et en ajoutant 1 au bit de plus faible poids.

### La restitution :

Nous avons passé en revue les différentes étapes servant à la conversion analogique/numérique. Voyons maintenant comment l'on peut restituer un signal analogique. On utilise cette fois un convertisseur numérique/analogique dont le fonctionnement de détail sera expliqué plus loin. Une fois les échantillons restitués, on obtient une fonction  $x^*(t)$ . Il faut ensuite reconstituer le signal initial  $x(t)$ . Cette opération s'effectue en faisant passer les échantillons dans un filtre passe-bas idéal de fréquence de coupure  $F_{max}$ . Malheureusement, un tel filtre n'existe

pas et l'on préfère utiliser un interpolateur (interpolation linéaire du premier ordre). Cette méthode permet d'obtenir une bonne restitution de la bande utile mais laisse subsister quelques déphasages.

### Le convertisseur analogique/numérique :

#### a) Fonction de transfert idéale d'un CAN :

La fonction de transfert idéale d'un CAN est définie par les deux équations suivantes :

$$E_{nom} = U_{réf} \left( \frac{B_1}{2} + \frac{B_2}{4} + \dots + \frac{B_n}{2^n} \right)$$

$$E_{nom} - \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{réf}}{2^n} < U < E_{nom} + \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{réf}}{2^n}$$

$E_{nom}$  désigne l'ensemble des tensions d'entrée pour lesquelles l'erreur est nulle, les différents  $B_i$  valant 0 ou 1.

$U_{réf}$  représente l'amplitude maximale de la tension à convertir (tension à pleine échelle).

$U$  représente la tension d'entrée.

On remarque que les transitions se produisent pour des tensions :

$$E_{nom} + \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{réf}}{2^n}$$

#### b) Résolution :

La résolution est fixée par le nombre de bits fournis par le convertisseur ; elle définit la plus petite valeur de tension que le convertisseur peut coder. On indique généralement la résolution par  $r = 1/2^n$ , n étant le nombre de bits.

#### c) Temps de conversion :

C'est le temps nécessaire au convertisseur pour stabiliser une information numérique en sortie lorsqu'une tension est appliquée en entrée et que le convertisseur est prêt. A ce temps de conversion, il convient d'ajouter le temps nécessaire pour la remise à zéro, le temps total permettant de connaître la fréquence maximale de conversion. Notons que le temps nécessaire à l'échantillonnage est généralement très faible durant le temps nécessaire à la conversion. C'est pour cette raison que l'on utilise presque exclusivement des échantillonneurs-bloqueurs, gardant en mémoire l'état de la sortie de l'échantillonnage jusqu'à la prochaine impulsion.

#### d) Précision :

Il s'agit de l'écart existant entre la tension  $E_{nom}$ , théoriquement suffisante pour former un certain code en sortie et la valeur réelle de  $U$  fournissant effectivement ce code. Cette

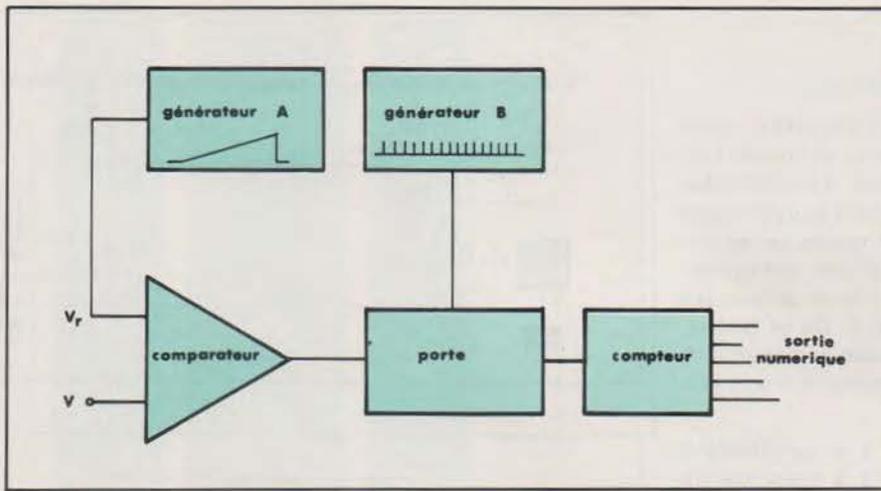


Figure 5

erreur absolue est due à la quantification, à la non-linéarité du système et au décalage du zéro.

**e) Le CAN à dent de scie :**

Ce système est représenté symboliquement sur la figure 5. Un générateur A délivre une dent de scie Vr. Le signal analogique en provenance de l'échantillonneur est appliqué à une entrée du comparateur tandis que l'autre entrée reçoit la dent de scie. Le comparateur délivre sur sa sortie la différence Vr - Vx. Lorsque Vr - Vx = 0, la porte est fermée et le compteur aura enregistré entre le début de la dent de scie (l'ouverture de la porte est synchronisée à ce moment) et la fermeture de la porte, un certain nombre d'impulsions en provenance du générateur B. Ce nombre est proportionnel à la fréquence F du générateur d'impulsions B et au temps d'ouverture de la porte. Pour F grand et fixe, le nombre contenu dans le compteur est seulement proportionnel à Vx. Il faut noter que le temps de conversion est proportionnel à Vx. Ce système appelé également convertisseur à rampe est le plus simple à mettre en œuvre.

**f) Le CAN à proposition de poids :**

Dans ce circuit, une suite de bascules délivrant l'information numérique codée sur les n bits voulus, est commandée par une horloge. A chaque nouvelle valeur numérique, un convertisseur numérique/analogique transforme cette information numérique en une tension Vr appliquée à la première entrée d'un comparateur. La deuxième entrée reçoit l'information analogique. Les bascules commencent à zéro et suivent une progression linéaire. Lorsque Vx et Vr sont suffisamment voisines, le comparateur délivre un ordre stoppant le comptage et l'information numérique est alors aiguillée en sortie (fig. 6).

Ces deux circuits ne sont que deux exemples de la très grande variété de montages que proposent les constructeurs.

**Le convertisseur numérique/analogique :**

Réciproque du CAN, ce convertisseur reçoit à l'entrée une information numérique et donne sur sa sortie une tension (ou un courant) variable par bond.

**a) Fonction de transfert idéale :**

La première caractéristique à laquelle on s'intéresse lorsqu'on veut choisir un CNA est la fonction de transfert idéale, c'est-à-dire sans erreur. Elle est donnée par :

$$U = U_{réf} \left[ \frac{C_1}{2} + \frac{C_2}{2^2} + \dots + \frac{C_n}{2^n} \right]$$

U<sub>réf</sub> représente la tension maximale à pleine échelle, C<sub>1</sub> à C<sub>n</sub> prenant les valeurs 1 ou 0. On remarquera que lorsque tous les bits sont à 1, U est inférieure à U<sub>réf</sub> d'un quantum.

$$U_{max} = U_{réf} \left( 1 - \frac{1}{2^n} \right)$$

pour un CNA unipolaire

**b) Amplitude de la tension de sortie :**

C'est l'écart enregistré lorsque tous les bits passent de l'état 0 à l'état 1. Notons que deux CNA ayant même amplitude de tension de sortie peuvent

avoir un nombre de bits différents : cela dépend de la valeur que l'on donne initialement au quantum.

Pour un nombre égal de bits, un CNA bipolaire (tenant compte du signe) donne une tension de sortie double comparativement à un CNA unipolaire (tension positive uniquement). Par contre, le quantum double. Si l'on veut garder le même quantum, il faut ajouter un bit au mot.

$$U_{max} = U_{réf} \left( 2 - \frac{1}{2^n} \right)$$

pour un CNA bipolaire

**c) Résolution du CNA :**

La résolution correspond au rapport de l'amplitude de la plus petite tension de sortie à la tension maximale que l'on peut obtenir :

$$r = \frac{q}{U_{max}}$$

Si l'on fait le rapprochement avec le nombre de bits, on a :

$$U_{max} = U_{réf} \cdot \left( 1 - \frac{1}{2^n} \right) \text{ et } q = \frac{U_{réf}}{2^n}$$

d'où :

$$r = \frac{U_{réf}}{2^n} \cdot \frac{1}{U_{réf} \left( 1 - \frac{1}{2^n} \right)} = \frac{1}{2^n - 1}$$

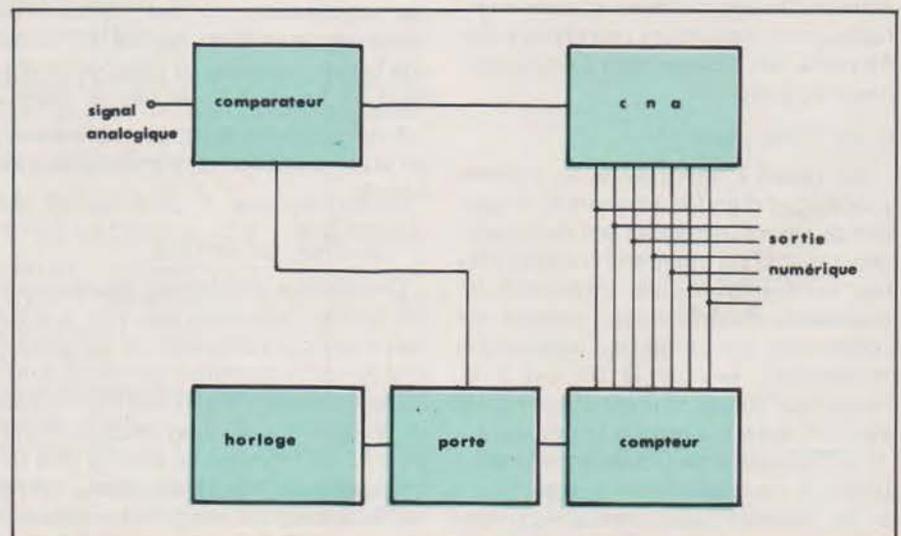


Figure 6

#### d) Temps de conversion :

C'est le temps s'écoulant entre l'entrée d'un mot binaire et l'instant où la tension de sortie se stabilise. Comme ce temps dépend souvent de la tension de sortie, on donne généralement le temps maximum correspondant au passage simultané de tous les bits de l'état 0 à l'état 1. De ce temps, on peut déduire la vitesse de conversion et la fréquence de conversion maximale possible.

Un des problèmes à la construction d'un CNA réside dans la présence de régimes transitoires en sortie. En effet, tous les interrupteurs électroniques composant un CNA ne travaillent pas exactement à la même vitesse et il s'ensuit la présence de tensions erratiques en sortie. Par exemple, s'il faut passer du mot 101 au mot 011, il se peut que l'on passe par l'état 111, ce qui créerait une surtension passagère en sortie. Pour lutter contre cela, on peut soit placer en sortie un filtre passe-bas, ce qui supprime les états transitoires de courtes durées ; soit valider la sortie un court instant après la conversion, suffisant pour stabiliser la tension.

#### e) Précision d'un CNA :

Il s'agit de l'écart existant entre la tension réelle de sortie et la tension prévue par la théorie. La précision est donnée par les constructeurs en % de la pleine échelle, plus rarement en mV ou en V. La précision prend donc en considération les erreurs de gain, de non-linéarité, de décalage de zéro.

Il faut remarquer que si le circuit se trompe quant à l'interprétation des bits du mot numérique, l'erreur, petite pour le bit de poids le plus faible, devient très grande pour le bit de poids le plus élevé, ce bit pouvant commander la moitié de la tension à pleine échelle. On conçoit donc que les interrupteurs et les circuits relatifs aux bits de poids fort doivent être particulièrement soignés.

#### f) Le CNA parallèle :

La figure 7 représente le schéma synoptique d'un CNA parallèle. A gauche se trouve un générateur de tension constante  $U_{ref}$  ; puis sont représentés les interrupteurs les interrupteurs-inverseurs électroniques : chacun est commandé par un bit de l'information numérique ; lorsque le bit est à 0, l'inverseur connecte la résistance qui le suit à la masse. Lorsque le bit passe à 1, la résistance se trouve connectée à  $U_{ref}$ , et un courant la traverse. Il y a à ce moment une conversion tension/courant. On remarque la progression géométrique de raison deux des

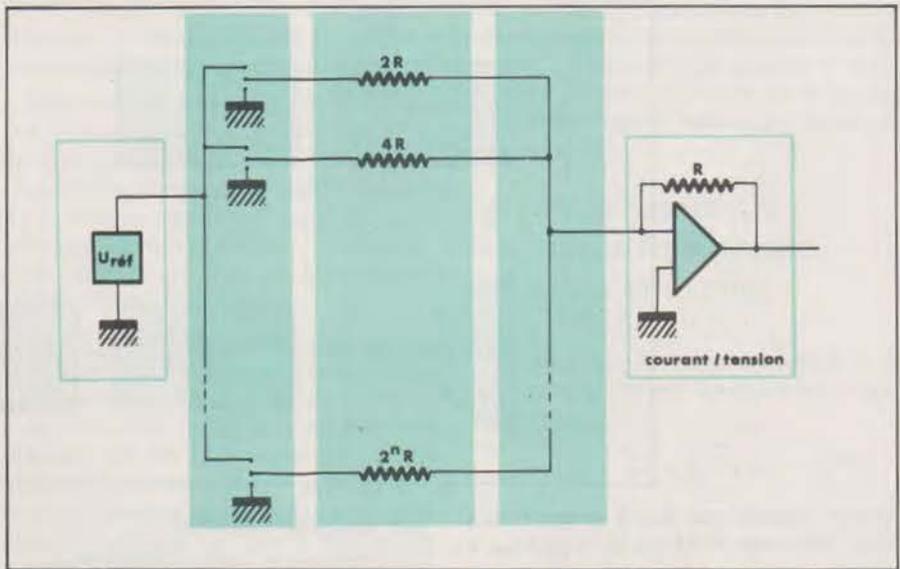


Figure 7

valeurs des résistances. Celle du haut, correspond au bit de poids le plus fort, tandis que celle du bas correspond au bit de poids le plus faible. Puis, on ajoute les tensions en provenance de chaque branche et la sortie du circuit sommateur attaque un éventuel transformateur courant/tension.

Ce circuit est simple et peut fonctionner à un rythme élevé. Cependant, il est délicat à mettre en œuvre. En effet, d'abord au niveau des commutateurs puis au niveau des résistances, les problèmes surgissent.

Lorsqu'un commutateur est à la masse, aucun courant ne passe dans la branche correspondante. Lorsque le commutateur passe à l'état 1, il s'ensuit une commutation de courant pouvant atteindre, selon le bit concerné, des valeurs importantes. Donc il faut que le commutateur puisse passer ce courant sans destruction et sans avoir un courant de fuite important. Enfin, ce commutateur aura fatalement une résistance série propre qui apportera une source d'erreur supplémentaire. Du côté des résistances de pondération, il est difficile de conserver le rapport de 1 à  $2^{n-1}$  avec une bonne précision et une bonne stabilité en fonction de la température.

Pour résoudre tous ces problèmes, on préfère utiliser un convertisseur en échelle.

#### g) Le CNA en échelle :

On dispose autrement les résistances et l'on remarque que l'on n'utilise plus que deux catégories de valeurs :  $R$  et  $2R$  ; cela constitue une nette amélioration. Dans la figure 8, l'interrupteur de poids le plus fort est celui de droite ; c'est lui qui introduit en effet la plus faible valeur de résistance. Alors, effectuons une légère modification du système et nous aboutissons au schéma de la figure 9 où cette fois l'interrupteur de

poids le plus fort est celui de gauche ; mais surtout, il faut remarquer que cette fois, les commutateurs travaillent à courant constant puisque les résistances sont toujours chargées, ce qui supprime une bonne quantité de problèmes au moment de la commutation. Remarquons encore que les courants passant dans les résistances  $2R$  ont tous le même sens, et cela, quelle que soit la position du commutateur ; ce qui n'était pas le cas dans la configuration précédente (fig. 8). Les transitoires parasites sont ainsi nettement diminués.

#### h) Le CNA indirect :

D'autres méthodes existent ; par exemple, on peut utiliser une opération intermédiaire (charge d'un condensateur) pour réaliser un CNA.

Dans ce type de circuit, le mot binaire arrive en parallèle dans un registre tampon (mémoire). Au début de chaque cycle de conversion, l'information passe (en parallèle) dans un décompteur de  $n$  bits recevant des impulsions d'une horloge. Simultanément, l'interrupteur se ferme et la tension  $U_{ref}$  est appliquée à la sortie. Lorsque le décompteur arrive à zéro, une impulsion ouvre l'interrupteur et la tension de sortie tombe à zéro. On a ainsi enregistré en sortie un « carré » d'amplitude  $U_{ref}$  et de durée proportionnelle au temps d'horloge, de décomptage, donc reflétant directement le mot numérique. En plaçant en sortie un filtre passe-bas ayant une constante de temps relativement longue, on récupère finalement une tension proportionnelle à l'expression numérique. Malheureusement, la nécessité de cette constante de temps limite la fréquence d'entrée des mots binaires et pour aller plus vite, il faut augmenter la fréquence de l'horloge et la vitesse du décompteur. (Cela pour un nombre de bits donnés). Pour une fréquence horloge de 500 MHz, on peut convertir à une fréquence de l'ordre de 5 000 Hz.

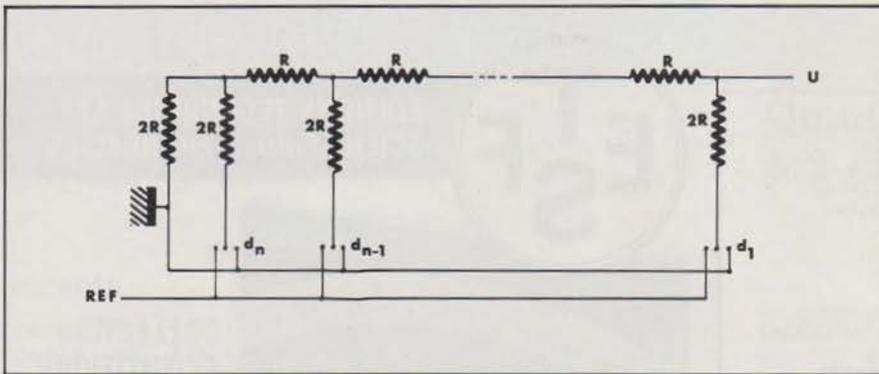


Figure 8

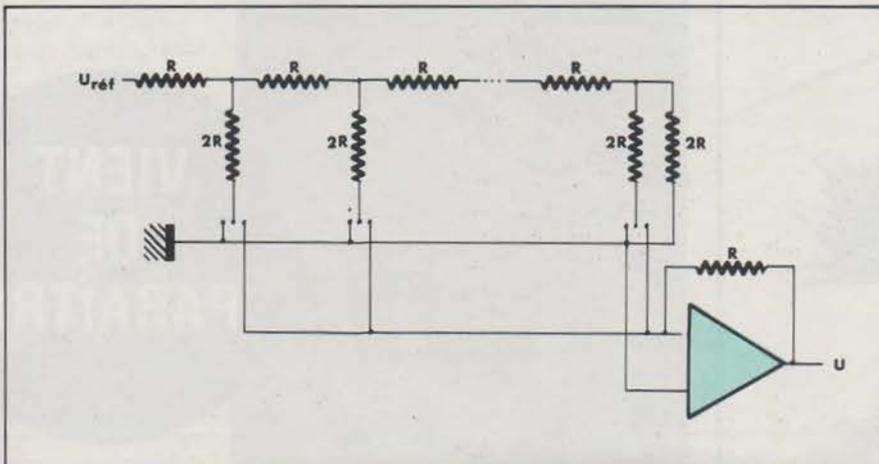


Figure 9

### Conclusion :

Vouloir traiter ce long sujet en quelques pages, cela ne peut se concevoir que si l'on se contente d'une description générale. Nous n'avons envisagé que certaines des configurations possibles ; nous n'avons pas approfondi les causes d'erreurs et leurs remèdes, de même que nous n'avons pas détaillé et analysé les schémas réels. Mais le lecteur intéressé pourra se reporter à la bibliographie ci-dessous s'il veut compléter son information. De même, nous donnons quelques adresses utiles concernant les fabricants de CAN, de CNA, ou de composants entrant dans la fabrication de ceux-ci.

F. Rutkowski

### Bibliographie :

- SHEINGOLD D. H. - Analog digital conversion handbook. Analog Devices  
 DUPRAZ J. - Théorie de la communication. Eyrolles. Paris. 1973.  
 MAX J. - Méthodes et techniques de traitement du signal. Masson  
 MARCUS J. - Echantillonnage et quantification. Gauthiers Villars  
 LORIFERNE B. - La conversion analogique/numérique et numérique/analogique 2<sup>e</sup> édition. Cepadues édition. Sup' aéro.  
 HOCHELLE D. F. - Techniques de conversion A/D et D/A. Masson.

### Fabricants et notes d'applications :

**Analog Devices S.A.** Centre d'affaires Silic 3, rue le Corbusier, bâtiment Berne 94533 Rungis Tél. : 686.77.60/78.02.

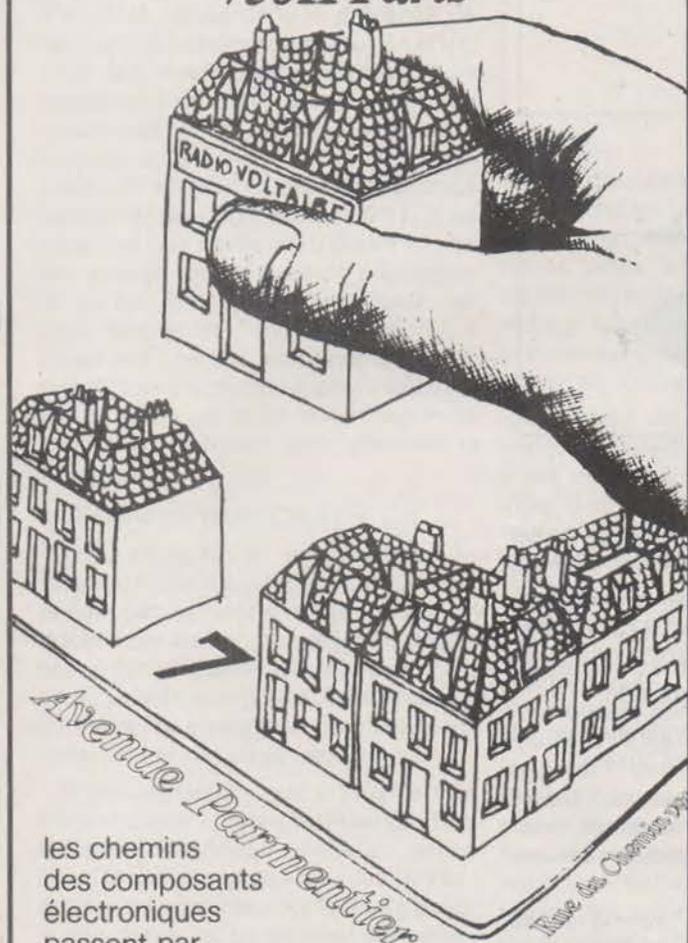
**Burr Brown S.A.** : 9, avenue Dutatre, 78150 Le Chesnay. Tél. : 954.35.58

**Intersil** : mandataire : Tranchant Import Professionnel S.A. Z.I. de Courtabœuf 91401 Orsay. Tél. : 907.78.44.

**Fairchild Semiconducteurs S.A.** : 121, avenue d'Italie, 75013 Paris. Tél. : 580.55.66

**Hybrid Systems Corp.** mandataire : Comsatec, 16, rue Baudin 92300 Levallois Perret. Tél. : 270.87.01 et 757.59.81.

*Début septembre,  
nous aurons le plaisir  
de vous accueillir  
dans nos nouveaux locaux  
7, avenue Parmentier.  
75011 Paris*



les chemins  
des composants  
électroniques  
passent par

## **RADIO VOLTAIRE**

et toujours notre  
**STOCK PERMANENT**

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

Division Electronique Industrielle  
7, avenue Parmentier - 75011 Paris  
Tél. : (1) 357.50.11 - Télex 680.952 F

RAPHY - 4

**ESF**

EDITIONS TECHNIQUES ET  
SCIENTIFIQUES FRANÇAISES



COLLECTION  
SCIENTIFIQUE  
CONTEMPORAINE

**VIENT  
DE  
PARAÎTRE**

**UN  
OUVRAGE  
par Charles FEVROT**

## **MESURES THERMOMÉTRIQUES**

Dans la Collection Scientifique contemporaine, le dernier né des ouvrages est consacré aux mesures thermométriques.

En 136 pages, l'auteur, bien connu dans les milieux « mesures » fait le tour des différents procédés relatifs à la mesure des températures.

Un sujet aussi vaste ne peut évidemment qu'être effleuré mais le technicien trouvera comme le néophyte toutes les données lui permettant de comprendre les difficultés de ces mesures, comment on les réalise et les meilleures façons pour pallier les difficultés qui se présentent.

C'est un ouvrage qui doit prendre place dans toutes les bibliothèques à côté des livres classiques consacrés aux industries et aux sciences.

Un volume de 136 pages, format 15 x 21, 65 figures, sous couverture quadrichromie pelliculée.

Prix : 36 F

En vente : chez votre libraire habituel ou à la

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

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F.)

## Circuits intégrés logiques C. MOS

## Quadruple NON-OU (NOR) à 2 entrées

### Fabricants

Sescosem : SFF 24 001.  
 SGS-ATES : HBF 4 001.  
 Motorola : MC 14 001.  
 RCA : CD 4 001.  
 Fairchild : F 4 001.  
 National Semic. : MM 74 C 02.

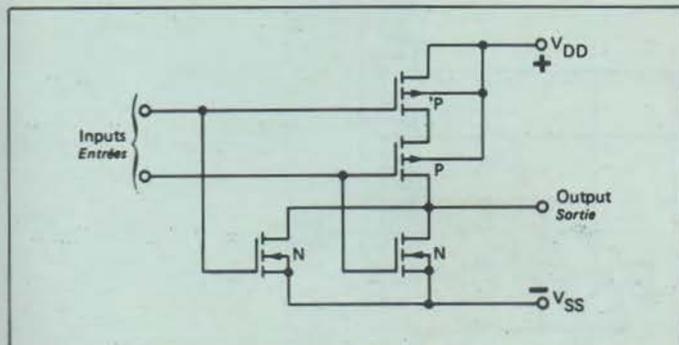
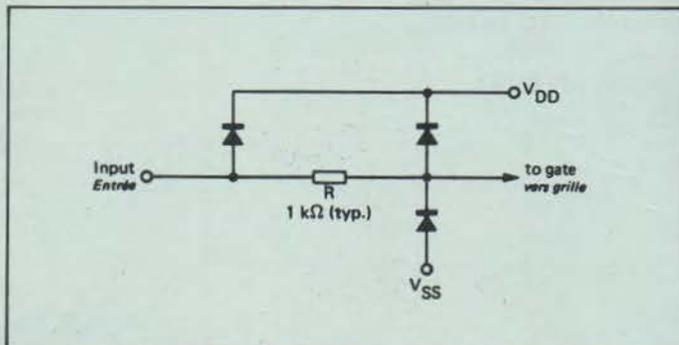


Schéma d'une des portes.



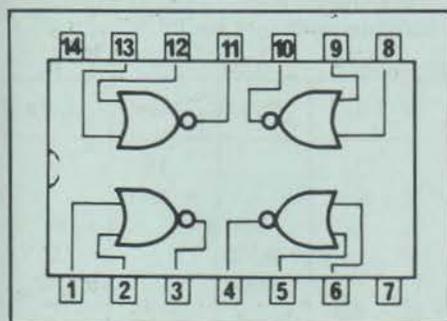
Circuit de protection équipant chaque entrée

### Référence : Sescosem

### Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

### Brochage



### Modèles

On peut distinguer deux principaux modèles : le premier, du type industriel, a une gamme de températures de fonctionnement allant de - 40 à + 85 °C.

Le second, du type professionnel, peut fonctionner, de - 55 à + 125° C.

La plupart des fabricants proposent plusieurs types de boîtiers (DIL plastique ou céramique et flat package).

Pour tous ces types, des suffixes sont à ajouter au bout de la référence mentionnée ci-dessus.

### Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau ci-dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à une température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		15	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		35		ns
Impédance de sortie à l'état haut		500		Ω
Impédance de sortie à l'état bas		200		Ω
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 55		+ 125	°C
Dissipation maximum par boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,005	0,5	μA
Puissance dissipée au repos		0,025	2,5	μW
Tension de sortie à l'état bas		0	0,01	V
Tension de sortie à l'état haut	4,99	5		V
Tension de seuil du canal N		1,5		V
Tension de seuil du canal P		- 1,5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1,5	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,3	1		mA
Courant de sortie canal P	- 0,3	- 2		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		65	300	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		65	200	ns
Capacité d'entrée		5		pF

## Circuits intégrés logiques C. MOS

## Double NON-OU (NOR) à 4 entrées

### Fabricants

Sescosem : SFF 24 002.  
 SGS-ATES : HBF 4 002.  
 Motorola : MC 14 002.  
 RCA : CD 4 002.  
 Fairchild : F 4 002.

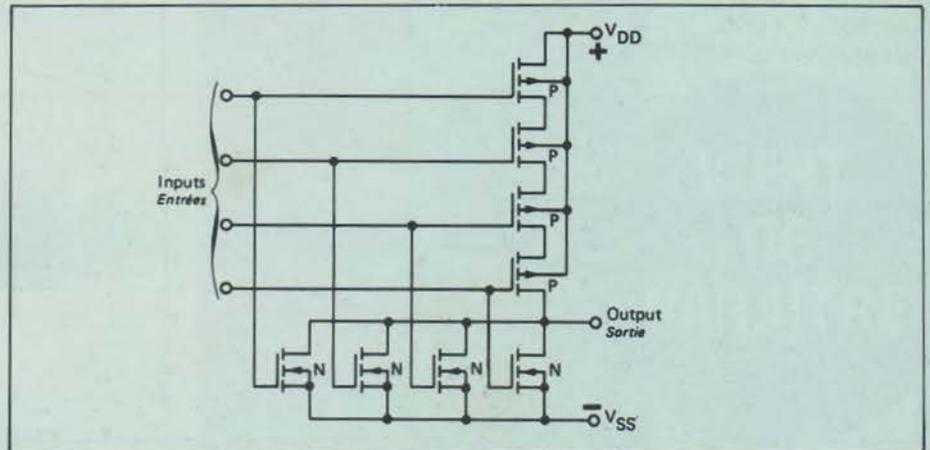


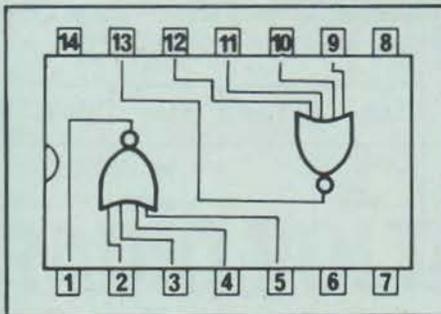
Schéma d'une des portes.

### Référence : Sescosem

### Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

### Brochage



### Modèles

Comme pour tous les autres circuits de la famille, deux modèles principaux sont à distinguer : type industriel et type professionnel. Signalons que chez Sescosem, le type industriel possède le suffixe AEV à la suite de sa référence et le type professionnel le suffixe AKM (pour tous les modèles de la série).

Plusieurs types de boîtiers (plastique ou céramique) sont généralement proposés.

### Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau ci-dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à une température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		15	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		35		ns
Impédance de sortie à l'état haut		500		$\Omega$
Impédance de sortie à l'état bas		200		$\Omega$
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 55		+ 125	°C
Dissipation maximum par boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,005	0,5	$\mu$ A
Puissance dissipée au repos		0,025	2,5	$\mu$ W
Tension de sortie à l'état bas		0	0,01	V
Tension de sortie à l'état haut	4,99	5		V
Tension de seuil du canal N		1,5		V
Tension de seuil du canal P		- 1,5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1,5	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,3	1		mA
Courant de sortie canal P	- 0,3	- 2		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		65	300	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		65	200	ns
Capacité d'entrée		5		pF

## Circuits intégrés logiques C. MOS

## Quadruple NON-ET (NAND) à 2 entrées

### Fabricants

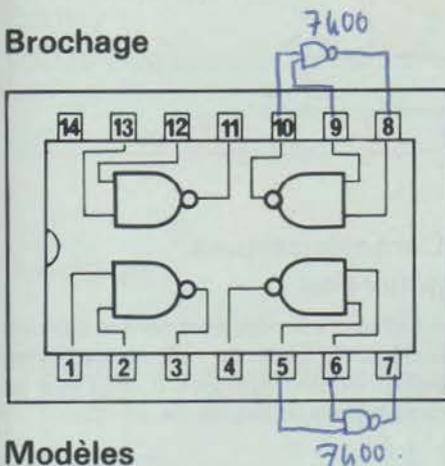
Sescosem : SFF 24 011.  
 SGS-ATES : HBF 4 011.  
 Motorola : MC 14 011.  
 RCA : CD 4 011.  
 Fairchild : F 4 011.  
 National Semic : MM 74 C 00.

### Référence : Sescosem

### Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

### Brochage



### Modèles

Les versions proposées par les fabricants sont les mêmes que pour les circuits 4 001 et 4 002 vus précédemment.

Complétons l'information en signalant que chez SGS-ATES, la version industrielle en boîtier plastique porte la référence HBF 4 011 AE ; la même version industrielle en boîtier céramique s'appelle HBF 4 011 AF. Chez ce fabricant, les versions professionnelles s'énoncent HBC 4 011 AF ou HBC 4 011 AD (boîtiers céramiques DIL) et HBC 4 011 AK (boîtier céramique flat package). Cette notation est valable pour tous les circuits de la série.

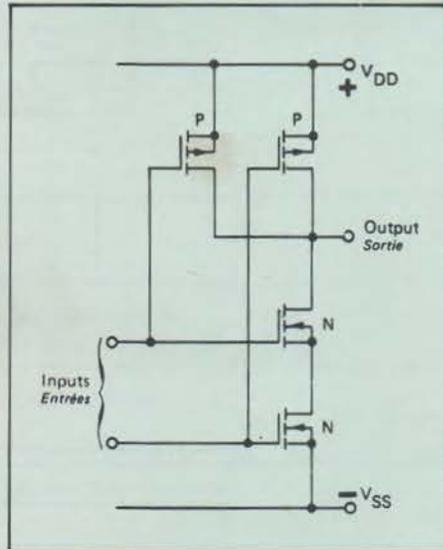
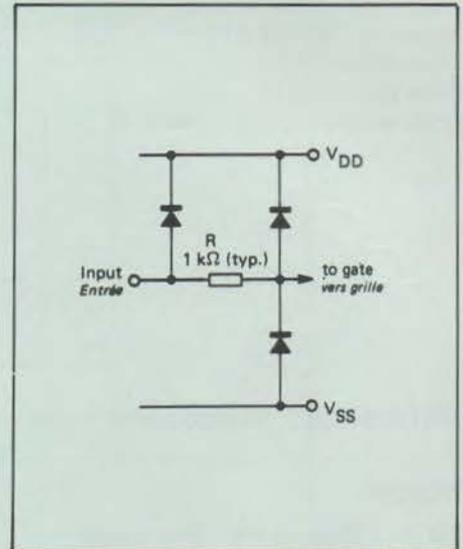


Schéma d'une des portes.



Circuit de protection équipant chaque entrée.

### Fonction

Ce circuit remplit les mêmes fonctions que le circuit 7 400 de la famille TTL bien connue. Toutefois, le brochage n'est pas identique.

### Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau ci-dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		15	V
Tension d'entrée - alim.			+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		35		ns
Impédance de sortie à l'état haut		400		$\Omega$
Impédance de sortie à l'état bas		800		$\Omega$
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 55		+ 125	°C
Dissipation maximum pour boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,005	0,5	$\mu$ A
Puissance dissipée au repos		0,025	2,5	$\mu$ W
Tension de sortie à l'état bas		0	0,01	V
Tension de sortie à l'état haut	4,99	5		V
Tension de seuil du canal N		1,5		V
Tension de seuil du canal P		- 1,5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1,5	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,12	0,5		mA
Courant de sortie canal P	- 0,12	- 0,5		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		75	125	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		75	150	ns
Capacité d'entrée		5		pF

## Circuits intégrés logiques C. MOS

## Double NON-ET (NAND) à 4 entrées

### Fabricants

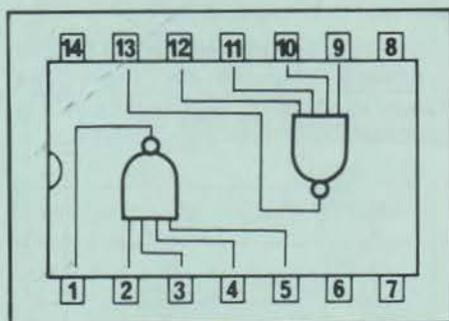
Sescosem : SFF 24 012.  
 SGS-ATES : HBF 4 012.  
 Motorola : MC 14 012.  
 RCA : CD 4 012.  
 Fairchild : F 4 012.  
 National Semic. : MM 74 C 20.

### Référence : Sescosem

### Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

### Brochage



### Modèles

Les versions proposées par les fabricants sont les mêmes que pour les circuits vus précédemment : industrielle et professionnelle.

Signalons que chez Motorola, il existe cinq types de boîtiers. Il faut ajouter des suffixes à la référence, comme suit :

- Suffixe A pour le type professionnel.
- Suffixe C pour le type industriel.

A la suite de ces suffixes on ajoutera ceux des boîtiers : L (boîtier céramique version 14, 16 ou 24 broches DIL) ; P

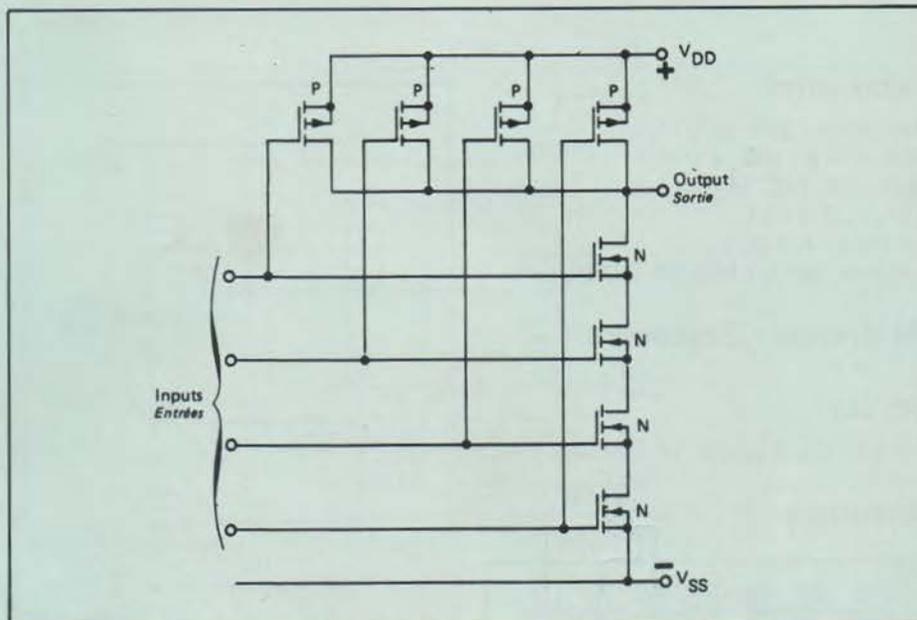


Schéma d'une des portes.

(boîtier plastique version 14 ou 16 broches DIL) ;

### Fonction

Ce circuit remplit les mêmes fonctions que le circuit TTL 7 420. Toutefois le brochage est différent.

### Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau ci-dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		15	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		35		ns
Impédance de sortie à l'état haut		400		$\Omega$
Impédance de sortie à l'état bas		800		$\Omega$
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 55		+ 125	°C
Dissipation maximum pour boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,005	0,5	$\mu$ A
Puissance dissipée au repos		0,025	2,5	$\mu$ W
Tension de sortie à l'état bas		0	0,01	V
Tension de sortie à l'état haut	4,99	5		V
Tension de seuil du canal N		1,5		V
Tension de seuil du canal P		- 1,5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1,5	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,06	0,25		mA
Courant de sortie canal P	- 0,12	- 0,5		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		75	125	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		75	150	ns
Capacité d'entrée		5		pF

## Circuits intégrés logiques C. MOS

## Triple NON-ET (NAND) à 3 entrées

### Fabricants

Sescosem : SFF 24 023.  
 SGS-ATES : HBF 4 023.  
 Motorola : MC 14 023.  
 RCA : CD 4 023.  
 Fairchild : F 4 023.  
 National Semic. : MM 74 C 10.

### Référence : Sescosem

### Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

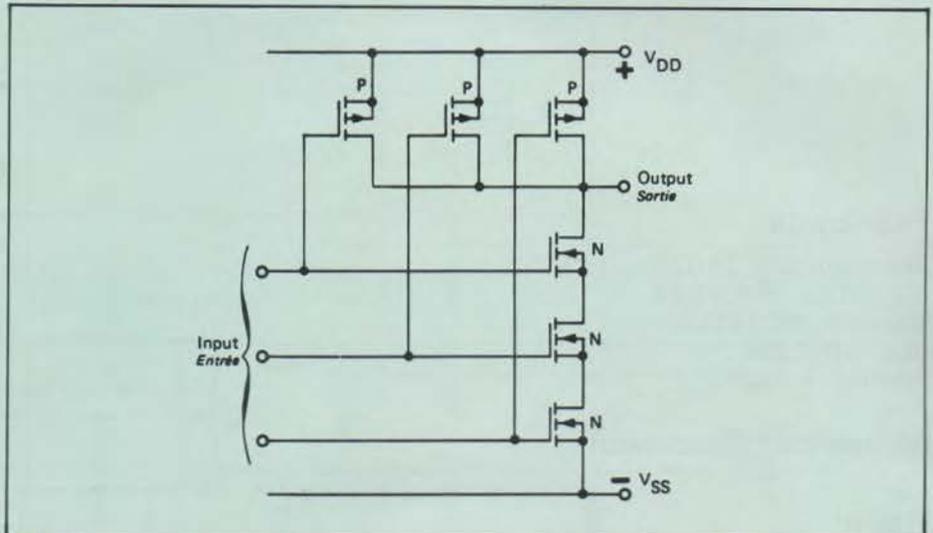
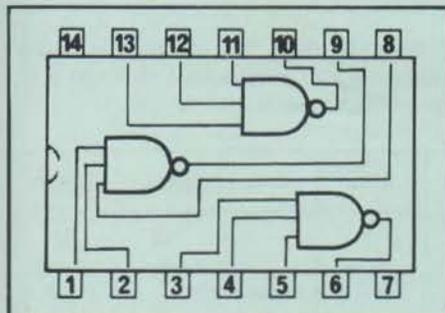


Schéma d'une des portes.

### Brochage



### Modèles

Les modèles proposés sont les mêmes que pour les circuits vus précédemment. Précisons que chez RCA, les suffixes suivant la référence sont énoncés comme suit :

- Suffixes D et F (type professionnel en boîtier céramique DIL 14 broches).
- Suffixe K (type professionnel en boîtier « flat package »).
- Suffixe H (type professionnel en chip).
- Suffixe E (type industriel en boîtier plastique DIL 14 broches).

- Suffixe Y (type industriel en boîtier céramique DIL 14 broches).

### Fonction

Ce circuit remplit la même fonction que le circuit TTL 7 410. Le brochage n'est toutefois pas identique.

### Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau ci-dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		15	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		35		ns
Impédance de sortie à l'état haut		400		$\Omega$
Impédance de sortie à l'état bas		800		$\Omega$
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 55		+ 125	°C
Dissipation maximum pour boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,005	0,5	$\mu$ A
Puissance dissipée au repos		0,025	2,5	$\mu$ W
Tension de sortie à l'état bas		0	0,01	V
Tension de sortie à l'état haut	4,99	5		V
Tension de seuil du canal N		1,5		V
Tension de seuil du canal P		- 1,5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1,5	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,12	0,5		mA
Courant de sortie canal P	- 0,12	- 0,5		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		75	125	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		75	150	ns
Capacité d'entrée		5		pF

Circuits intégrés  
logiques C. MOS

Triple NON-OU (NOR)  
à 3 entrées

### Fabricants

Sescosem : SFF 24 025.  
SGS-ATES : HBF 4 025.  
Motorola : MC 14 025.  
RCA : CD 4 025.  
Fairchild : F 4 025.

### Référence : Sescosem

### Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

### Brochage

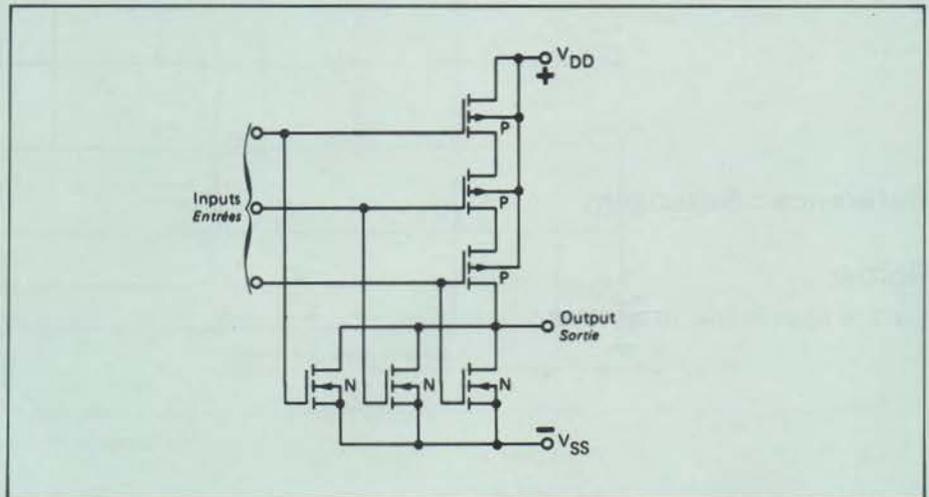
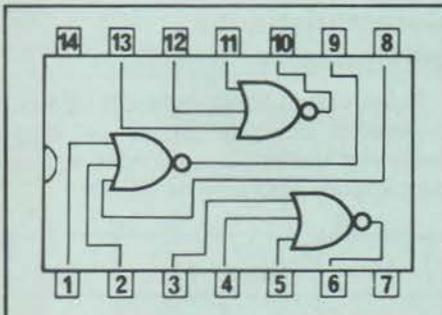


Schéma d'une des portes.

### Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau

ci-dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		15	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		35		ns
Impédance de sortie à l'état haut		500		$\Omega$
Impédance de sortie à l'état bas		200		$\Omega$
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 55		+ 125	°C
Dissipation maximum par boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,005	0,5	$\mu$ A
Puissance dissipée au repos		0,025	2,5	$\mu$ W
Tension de sortie à l'état bas		0	0,01	V
Tension de sortie à l'état haut	4,99	5		V
Tension de seuil du canal N		1,5		V
Tension de seuil du canal P		- 1,5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1,5	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,3	1		mA
Courant de sortie canal P	- 0,3	- 2		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		65	300	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		65	200	ns
Capacité d'entrée		5		pF

## Circuits intégrés logiques C. MOS

## Quadruple OU exclusif

### Fabricants

Sescosem : SFF 24 030.  
SGS-ATES : HBF 4 030.  
RCA : CD 4 030.  
Fairchild : F 4 030.

### Référence : Sescosem

### Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

### Brochage

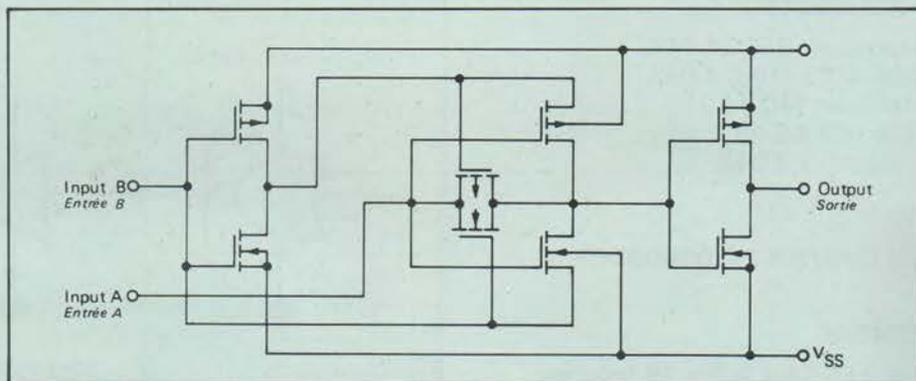
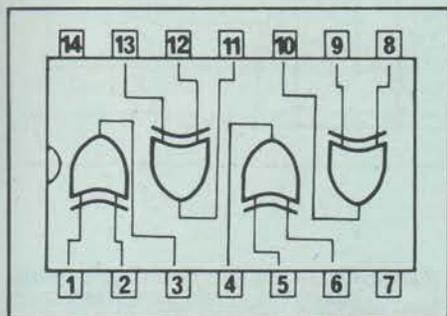
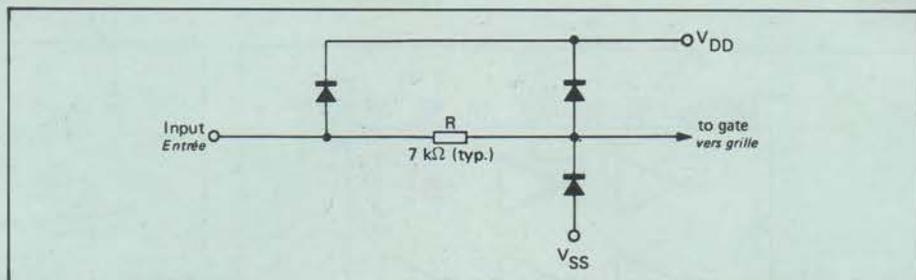


Schéma d'une des portes.



Circuit de protection équipant chaque entrée

### Vitesse

Précisons que pour tous les circuits intégrés de cette série, les vitesses de fonctionnement sont données pour 5 volts d'alimentation. Pour des tensions plus élevées, la vitesse augmente dans de fortes proportions.

### Caractéristiques générales

Elles sont données dans le tableau ci-dessous pour un circuit de **type industriel** alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

### Table de vérité

E1	E2	S
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		15	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		100		ns
Impédance de sortie		500		Ω
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 55		+ 125	°C
Dissipation maximum par boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,005	0,5	μA
Puissance dissipée au repos		0,025	2,5	μW
Tension de sortie à l'état bas		0	0,01	V
Tension de sortie à l'état haut	4,99	5		V
Tension de seuil du canal N		1,5		V
Tension de seuil du canal P		- 1,5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1,5	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,6	1,2		mA
Courant de sortie canal P	- 0,3	- 0,6		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		80	300	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		70	300	ns
Capacité d'entrée		5		pF

## Circuits intégrés logiques C. MOS

## Sextuple inverseur de puissance

### Fabricants

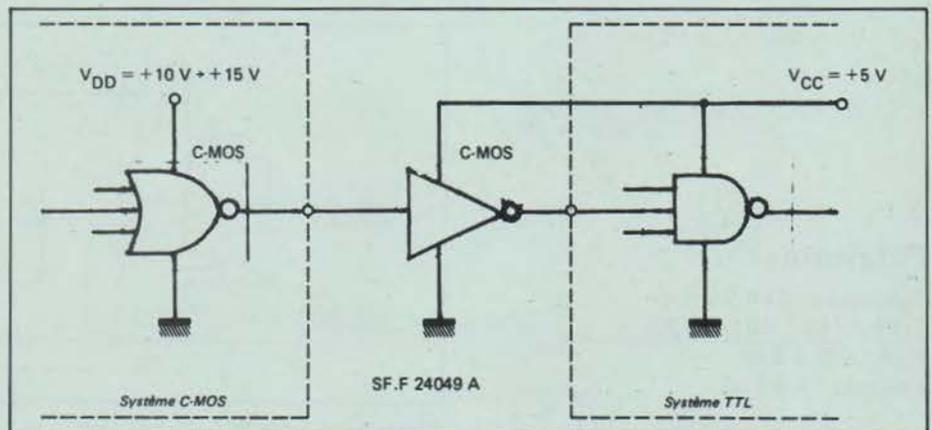
Sescosem : SFF 24 049.  
 SGS-ATES : HBC 4 049.  
 Motorola : MC 14 049.  
 RCA : CD 4 049.  
 Fairchild : F 4 049.

### Référence : Sescosem

### Boîtier

MP 117 (Dual in line 16 broches).

### Brochage



Application typique

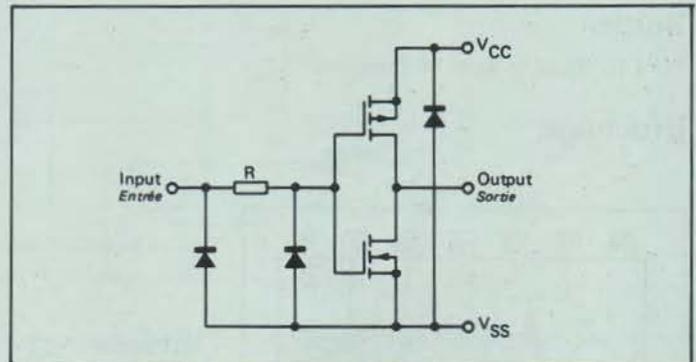
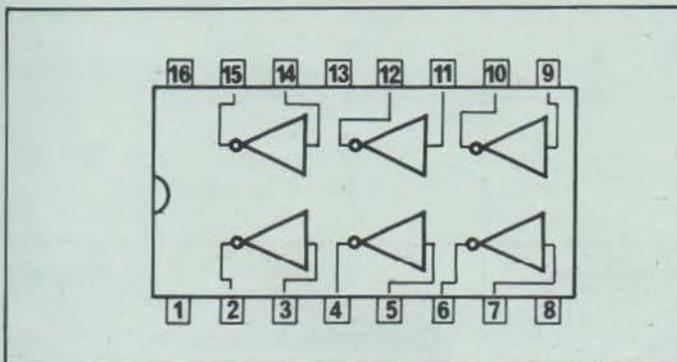


Schéma d'une des portes.

### Conversion de niveau

Les six inverseurs de puissance contenus dans le 4 049 peuvent être utilisés comme convertisseurs d'amplitude. En effet, le niveau haut applicable à l'entrée peut être supérieur à la tension d'alimentation du circuit, si bien que l'on peut se servir d'un inverseur comme interface entre une sortie de circuit C'MOS (alimentée sous 15 volts par exemple) et une entrée TTL (alimentée sous 5 volts).

### Caractéristiques générales

Elles sont données dans le tableau ci-

dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		15	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		90		ns
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 55		+ 125	°C
Dissipation maximum par boîtier			200	mW
Dissipation maximum par inverseur			100	mW
Courant d'alimentation au repos		0,03	3	μA
Puissance dissipée au repos		0,15	15	μW
Tension de sortie à l'état bas		0	0,01	V
Tension de sortie à l'état haut	4,99	5		V
Tension de seuil du canal N		1,5		V
Tension de seuil du canal P		- 1,5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	3	6		mA
Courant de sortie canal P	- 0,5	- 1		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		50	100	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		20	45	ns
Capacité d'entrée		15		pF

## Circuits intégrés logiques C. MOS

## Opérateur NON-ET (NAND) à 8 entrées

### Fabricants

Sescosem : SFF 24 068.  
 SGS-ATES : HCF 4 068.  
 Motorola : MC 14 068.  
 RCA : CD 4 068.  
 Fairchild : F 4 068.

### Référence : SGS-ATES

### Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

### Brochage

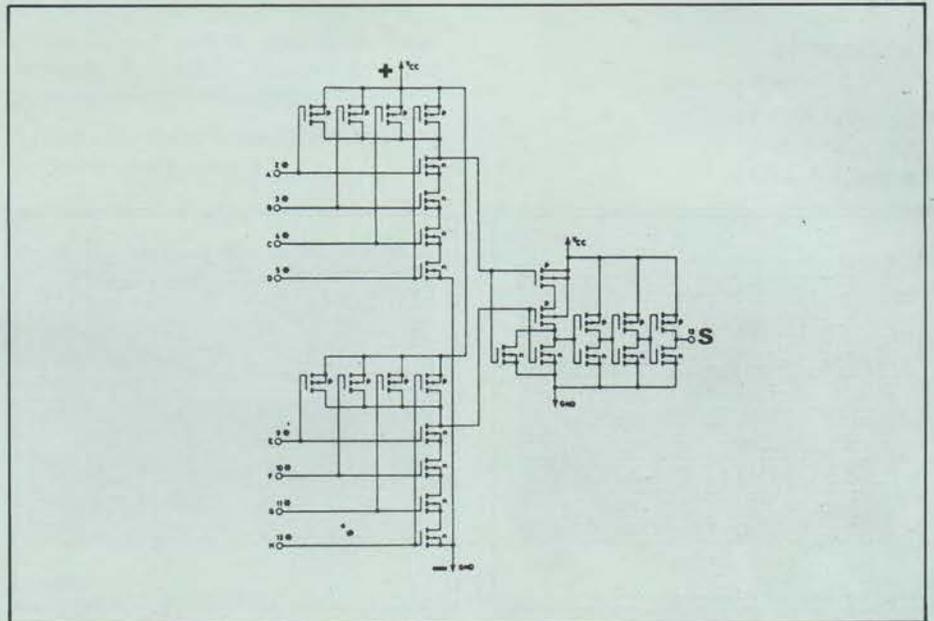
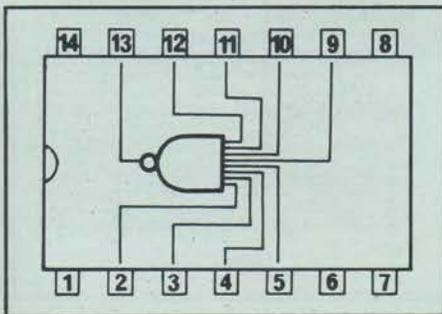


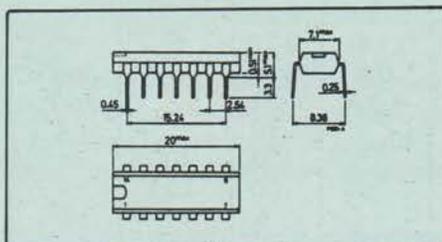
Schéma d'une des portes.

### Protection des entrées

Pour tous les circuits de la série et chez tous les fabricants, chacune des entrées de chaque opérateur est protégée par un circuit utilisant trois diodes et une résistance (1 k $\Omega$ ). En effet, les circuits C.MOS ont une impédance d'entrée très élevée (10<sup>15</sup>  $\Omega$ ) et durant leur manipulation, une charge statique de faible énergie peut suffire à créer une haute tension capable de détruire l'étage d'entrée.

### Fonction

Le circuit 4 068 remplit les mêmes fonctions que le circuit TTL 7 430. Le brochage n'est toutefois pas identique.



### Caractéristiques générales

Elles sont données dans le tableau ci-

dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

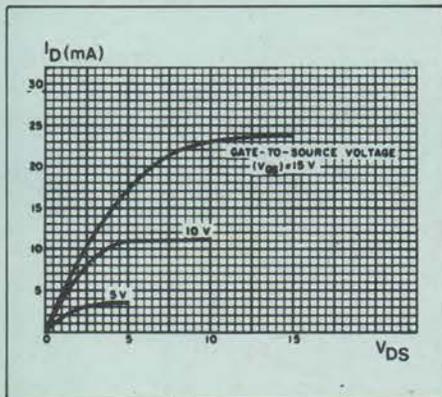
CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		18	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		325		ns
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 65		+ 150	°C
Courant d'alimentation au repos		0,01	0,5	$\mu$ A
Tension de sortie à l'état bas		0	0,05	V
Tension de sortie à l'état haut	4,95	5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1,5	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,4	0,8		mA
Courant de sortie canal P	- 0,4	- 0,8		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		100	200	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		100	200	ns
Capacité d'entrée		5		pF

## Circuits intégrés logiques C. MOS

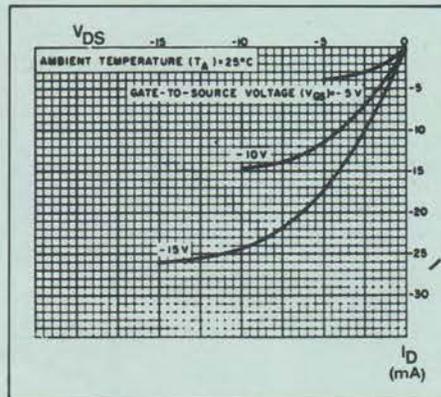
## Quadruple OU (OR) à 2 entrées

### Fabricants

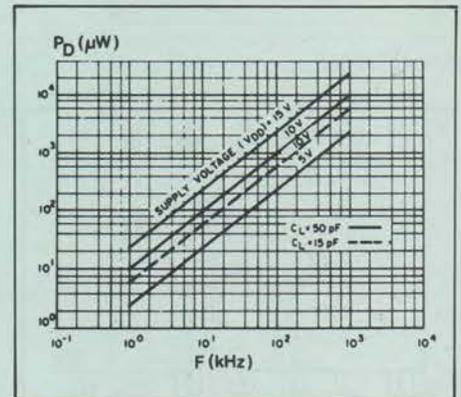
Sescosem : SFF 24 071.  
 Motorola : MC 14 071.  
 RCA : CD 4 071.  
 Fairchild : F 4 071.



Caractéristiques typiques de sortie canal N (à température ambiante de 25°C).



Caractéristiques typiques de sortie canal P.



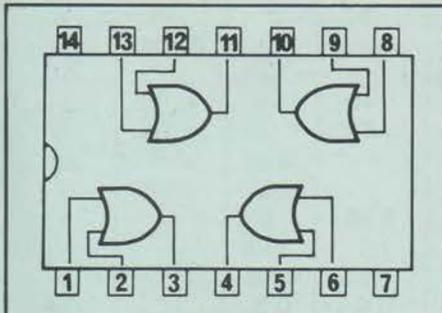
Puissance dissipée en fonction de la fréquence.

### Référence : RCA

### Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

### Brochage



### Entrées inutilisées

Quel que soit le type de circuit de la série, les entrées inutilisées doivent être réunies à un potentiel fixe (- ou + alimentation) ou à une autre entrée utilisée.

Si des entrées se trouvent à un certain moment « en l'air » (cas où le circuit imprimé est enfichable et sorti de son connecteur par exemple), on réunira ces entrées à la masse par une résistance d'environ 200 kΩ afin d'éviter une détérioration par charge électrostatique.

### Caractéristiques générales

Elles sont données dans le tableau ci-dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		18	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		210		ns
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 65		+ 150	°C
Dissipation maximum par boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,01	0,5	µA
Tension de sortie à l'état bas		0	0,05	V
Tension de sortie à l'état haut	4,95	5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,4	0,8		mA
Courant de sortie canal P	- 0,4	- 0,8		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		100	200	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		100	200	ns
Capacité d'entrée		5		pF

## Circuits intégrés logiques C. MOS

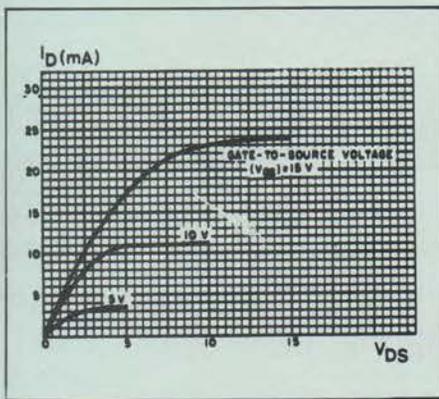
## Double OU (OR) à 4 entrées

### Fabricants

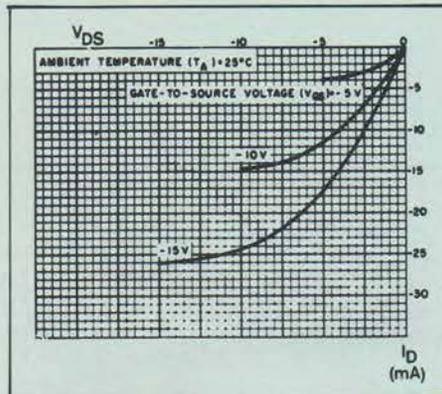
Sesocsem : SFF 24 072.  
 Motorola : MC 14 072.  
 RCA : CD 4 072.  
 Fairchild : F 4 072.

alimentés en basse tension et les équipements de mesure doivent être mis soigneusement à la masse.

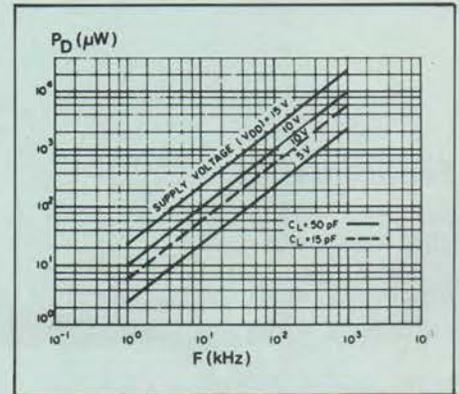
– Les manipulateurs ne doivent pas porter de blouse en nylon.



Caractéristiques typiques de sortie canal N à température ambiante de 25°C.



Caractéristiques typiques de sortie canal P.



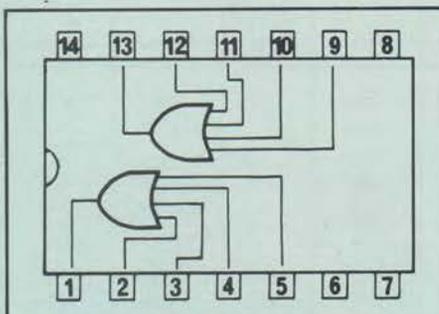
Puissance dissipée en fonction de la fréquence.

### Référence : RCA

### Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

### Brochage



### Précautions

Celles-ci sont valables pour tous les circuits de la série qui, bien qu'équipés d'un réseau de protection interne (diodes + résistance), nécessitent quelques soins particuliers :

– Les fers à souder seront si possible

– Les circuits ne doivent pas être branchés ou déconnectés d'un montage sous tension.

– Eviter de poser ou d'enficher les circuits dans un matériau isolant tel que la mousse plastique.

### Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau ci-dessous pour un circuit de **type industriel** alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25°C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		18	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		210		ns
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 65		+ 150	°C
Dissipation maximum par boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,01	0,5	µA
Tension de sortie à l'état bas		0	0,05	V
Tension de sortie à l'état haut	4,95	5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,4	0,8		mA
Courant de sortie canal P	- 0,4	- 0,8		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		100	200	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		100	200	ns
Capacité d'entrée		5		pF

Circuits intégrés  
logiques C. MOS

Triple ET (AND)  
à 3 entrées

## Fabricants

Sesosem : SFF 24 073.  
SGS-ATES : HCF 4 073.  
Motorola : MC 14 073.  
RCA : CD 4 073.  
Fairchild : F 4 073.

Référence : SGS-ATES

## Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

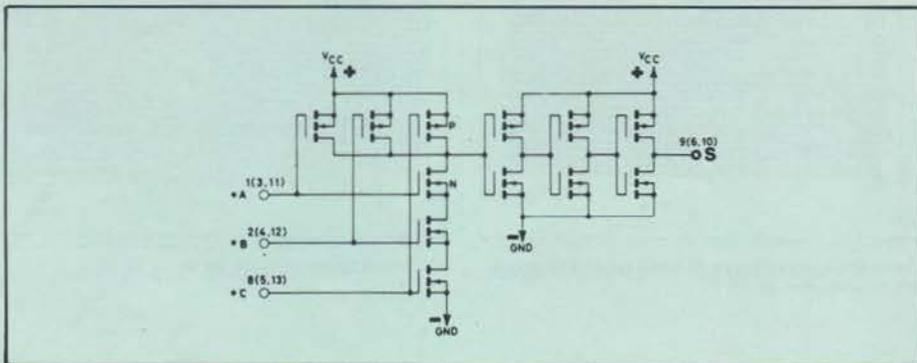
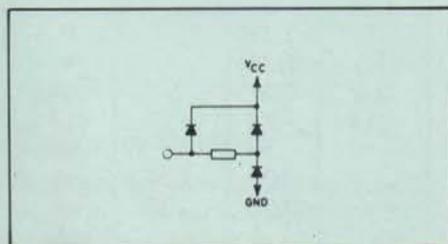
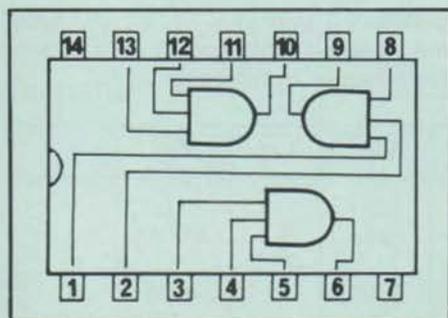


Schéma d'une des portes.

## Brochage



Circuit de protection équipant chaque entrée.

## Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau

ci-dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		18	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		210		ns
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 65		+ 150	°C
Dissipation maximum par boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,01	0,5	µA
Tension de sortie à l'état bas		0	0,05	V
Tension de sortie à l'état haut	4,95	5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,4	0,8		mA
Courant de sortie canal P	- 0,4	- 0,8		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		100	200	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		100	200	ns
Capacité d'entrée		5		pF

Circuits intégrés  
logiques C. MOS

Triple OU (OR)  
à 3 entrées

## Fabricants

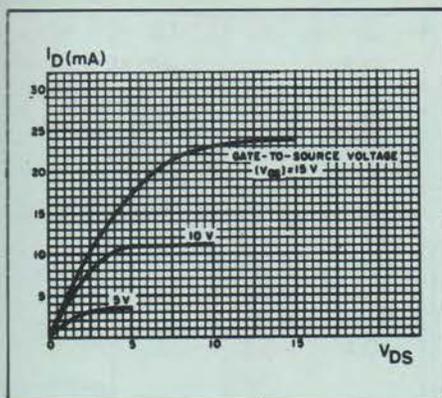
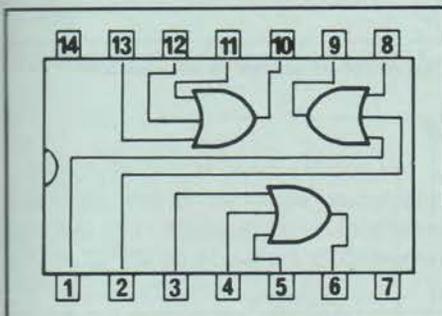
Sescosem : SFF 24 075.  
Motorola : MC 14 075.  
RCA : CD 4 075.  
Fairchild : F 4 075.

Référence : RCA

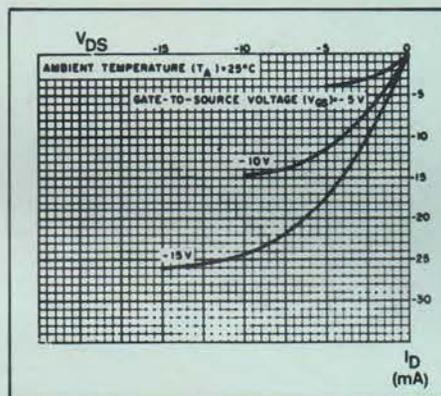
## Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

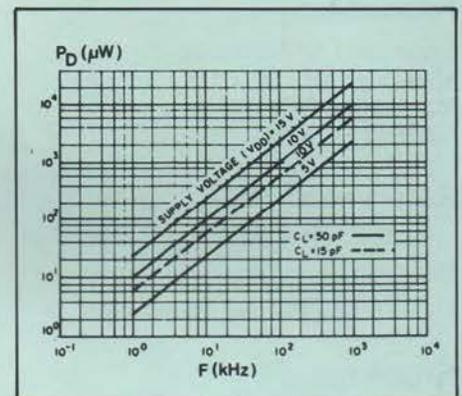
## Brochage



Caractéristiques typiques de sortie canal N (à température ambiante de 25°C).



Caractéristiques typiques de sortie canal P.



Puissance dissipée en fonction de la fréquence.

## Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau

ci-dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		18	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		250		ns
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 65		+ 150	°C
Courant d'alimentation au repos		0,01	0,5	μA
Tension de sortie à l'état bas		0	0,05	V
Tension de sortie à l'état haut	4,95	5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1,5	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,4	0,8		mA
Courant de sortie canal P	- 0,4	- 0,8		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		100	200	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		100	200	ns
Capacité d'entrée		5		pF

Circuits intégrés  
logiques C. MOS

Opérateur NON-OU (NOR)  
à 8 entrées

## Fabricants

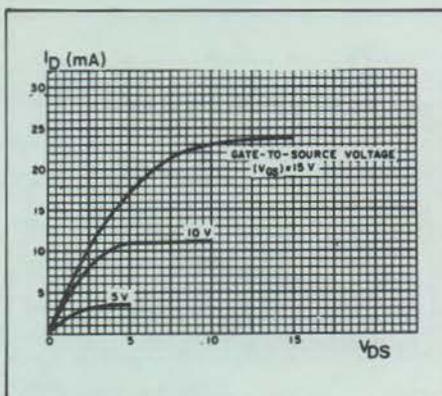
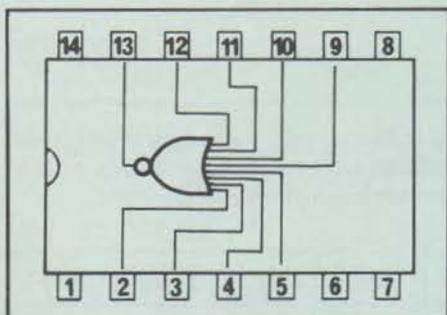
Sescosem : SFF 24 078.  
Motorola : MC 14 078.  
RCA : CD 4 078.  
Fairchild : F 4 078.

Référence : RCA

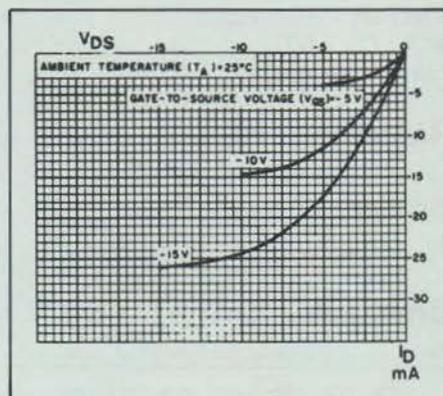
## Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

## Brochage



Caractéristiques typiques de sortie canal N.



Caractéristiques typiques de sortie canal P.

## Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau

ci-dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à une température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		18	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		425		ns
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 65		+ 150	°C
Courant d'alimentation au repos		0,01	0,5	µA
Tension de sortie à l'état bas		0	0,05	V
Tension de sortie à l'état haut	4,95	5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1,5	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,4	0,8		mA
Courant de sortie canal P	- 0,4	- 0,8		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		100	200	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		100	200	ns
Capacité d'entrée		5		pF

Circuits intégrés  
logiques C. MOS

Quadruple ET (AND)  
à 2 entrées

## Fabricants

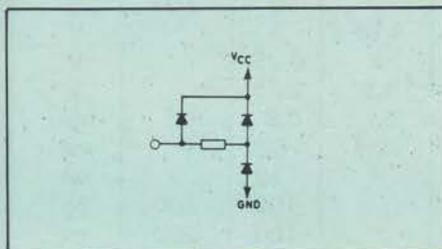
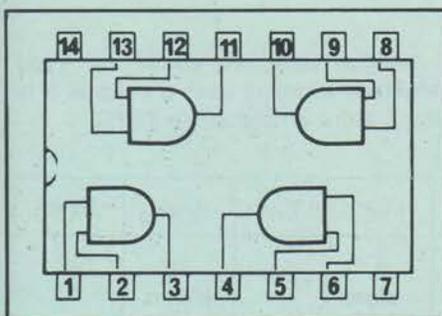
Sescosem : SFF 24 081.  
SGS-ATES : HCF 4 081.  
Motorola : MC 14 081.  
RCA : CD 4 081.  
Fairchild : F 4 081.

Référence : **SGS-ATES**

## Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

## Brochage



Circuit de protection équipant chaque entrée

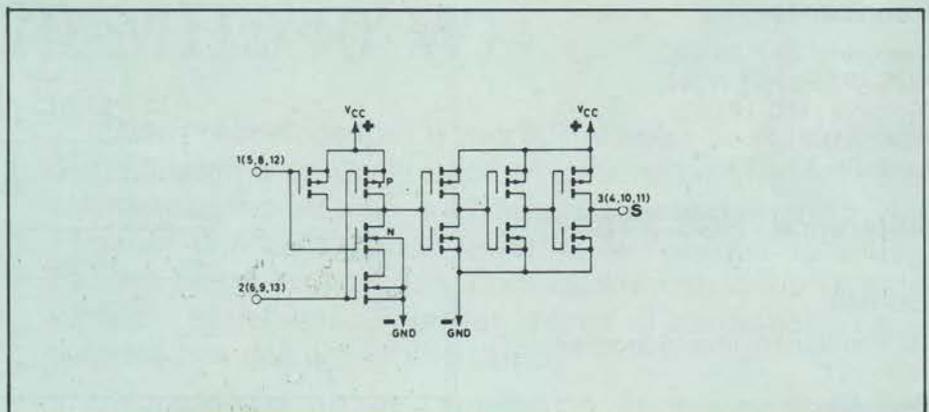


Schéma d'une des portes.

## Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau

ci-dessous pour un circuit de **type industriel** alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		18	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		210		ns
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 65		+ 150	°C
Dissipation maximum par boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,01	0,5	µA
Tension de sortie à l'état bas		0	0,05	V
Tension de sortie à l'état haut	4,95	5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,4	0,8		mA
Courant de sortie canal P	- 0,4	- 0,8		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		100	200	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		100	200	ns
Capacité d'entrée		5		pF

## Circuits intégrés logiques C. MOS

## Double ET (AND) à 4 entrées

### Fabricants

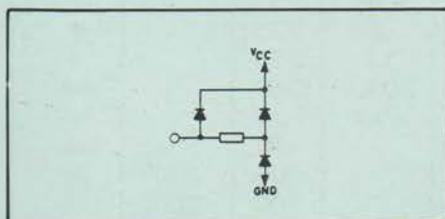
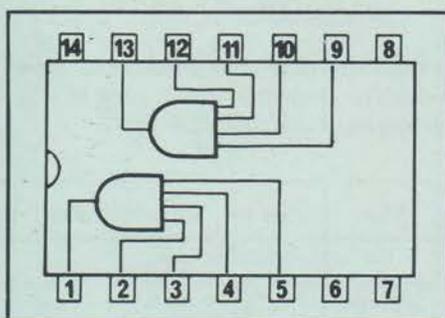
Sesosem : SFF 24 082.  
 SGS-ATES : HCF 4082.  
 Motorola : MC 14 082.  
 RCA : CD 4 082.  
 Fairchild : F 4 082.

### Référence : SGS-ATES

### Boîtier

TO 116 (Dual in line 14 broches).

### Brochage



Circuit de protection équipant chaque entrée.

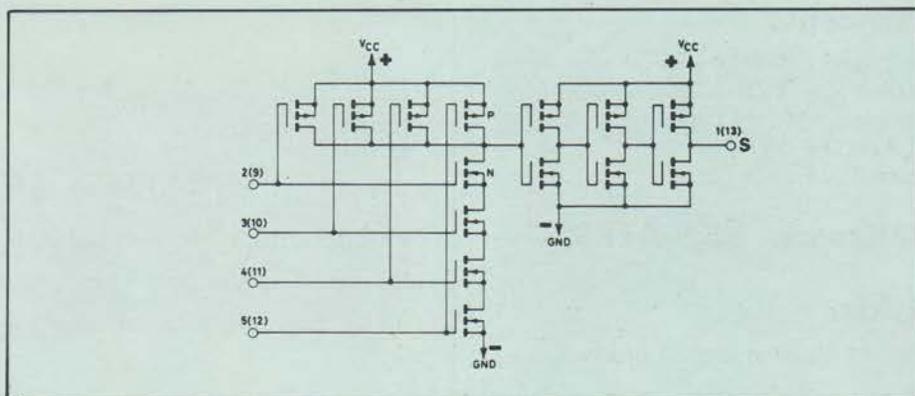


Schéma d'une des portes.

### Caractéristiques générales

Celles-ci sont données dans le tableau

ci-dessous pour un circuit de type industriel alimenté sous 5 volts et à la température ambiante de 25 °C.

CARACTERISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		18	V
Tension d'entrée	- alim.		+ alim.	
Vitesse de fonctionnement moyenne		210		ns
Températures de fonctionnement	- 40		+ 85	°C
Températures de stockage	- 65		+ 150	°C
Dissipation maximum par boîtier			200	mW
Courant d'alimentation au repos		0,01	0,5	µA
Tension de sortie à l'état bas		0	0,05	V
Tension de sortie à l'état haut	4,95	5		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 0)	1	2,25		V
Immunité au bruit (entrée à niveau 1)	1,5	2,25		V
Courant de sortie canal N	0,4	0,8		mA
Courant de sortie canal P	- 0,4	- 0,8		mA
Courant d'entrée		10		pA
Temps de montée (80 %) à la sortie		100	200	ns
Temps de descente (80 %) à la sortie		100	200	ns
Capacité d'entrée		5		pF

La multiplicité des sous-bandes de la gamme UHF, la diversité des applications de ces bandes permettent aux équipements UHF un essor dans des domaines diversifiés : militaires (faisceaux hertziens, radars bande L), civils (télécommunications, télévision), privés (radio-téléphone), amateurs (radio-amateurs).

L'utilisation de certaines méthodes de calculs, l'emploi de technologies appropriées, procurent aux montages à transistors des performances appréciables, ceci pour une fiabilité excellente, un encombrement réduit et un prix concurrentiel par rapport aux anciens systèmes à tubes.

## Application de la technologie Microstrip et de l'Abaque de Smith à la réalisation d'un amplificateur UHF (430-470 MHz/40 W)

Nous rappelons tout d'abord le principe de l'adaptation d'une charge à un générateur en déterminant les relations existantes entre les deux impédances. Puis nous mettrons en évidence la constitution et la forme de l'abaque de Smith. Par des exemples concrets, nous illustrerons la manière de l'utiliser facilement. Pour les filtres d'adaptation, nous emploierons des lignes microstrip.

Nous allons décrire l'application de ces méthodes et technologie dans l'étude et la réalisation d'un amplificateur à transistors, fonctionnant dans les bandes 430 - 440/440 - 470 MHz et délivrant une puissance de sortie de l'ordre de 40 W sur une impédance de 50  $\Omega$ .

### Choix des spécifications et des éléments

Nous avons retenu le créneau 435-480 car il présente l'avantage d'être accessible aux utilisateurs privés (radio-amateurs, radio-téléphones). Ceci leur permettra de trouver un intérêt supplémentaire à l'étude de la maquette exposée en leur offrant la possibilité de tester, de manière utile, leur réalisation dans des conditions réelles de fonctionnement. La limitation de la puissance de sortie à 40 W a été dictée par deux considérations : technique et économique. 40 W est une puissance de sortie respectable qui permet des liaisons efficaces et peut être atteinte par un montage de structure conventionnelle ne compor-

tant que 3 ou 4 transistors. De ce fait, la mise en œuvre devient abordable par tous.

Il est toutefois à noter qu'en utilisant des transistors plus puissants et des coupleurs directifs évolués, nous aurions pu atteindre une puissance de sortie de quelques centaines de watts ! Mais tel n'est pas notre propos.

La tension d'alimentation de 12 V permet l'usage en « mobile » ; le choix des éléments se résume principalement aux éléments semi-conducteurs. Après expériences personnelles et conseils de radio-amateurs, nous nous sommes fixés des transistors CTC (Communications Transistor Corporation), modèles CD 1559, CM 2512, CM 4012. Nous approfondirons les motifs de ce choix dans l'étude du schéma synoptique.

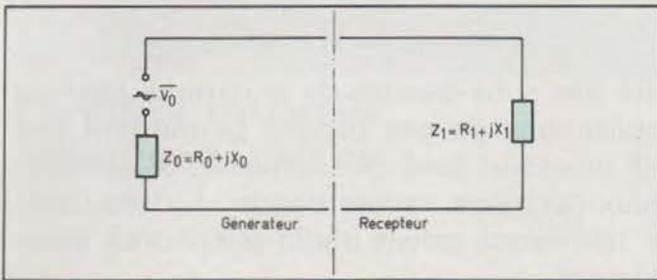


Fig. 1. -  $X_1$  et  $X_0$  sont positifs ou négatifs.  $\bar{V}_0$  est la tension efficace.

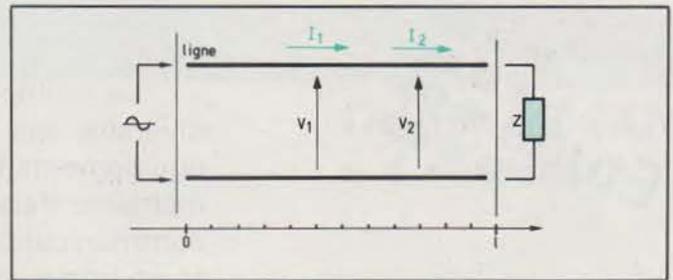


Fig. 2. -  $l$  est la longueur géométrique de la ligne.

## Etudes préliminaires

### Principe de l'adaptation

Un générateur de tension, par exemple, ne peut transmettre toute l'énergie dont il dispose. Une partie de celle-ci est dissipée inutilement dans son impédance interne. Il est donc intéressant de trouver une relation entre les impédances du récepteur et du générateur permettant de minimiser cette puissance perdue (voir fig. 1).

Nous appelons  $P$  la puissance efficace consommée par l'impédance  $Z_1$  :

$$P = \frac{R_1 \cdot \bar{V}_0^2}{(R_1 + R_0)^2 + (X_1 + X_0)^2}$$

Pour que  $P$  soit maximale, nous devons minimiser le dénominateur de l'équation précédente. Tout d'abord en annulant  $(X_1 + X_0)^2$ , ce qui nous donne la première condition  $X_1 = -X_0$ .  $P$  devient :

$$\frac{R_1 \bar{V}_0^2}{(R_1 + R_0)^2} = \frac{\bar{V}_0^2 (R_1/R_0^2)}{(1 + R_1/R_0)^2}$$

Posons  $A^2 = \frac{R_1}{R_0}$

$$P = \frac{\bar{V}_0^2}{R_0} \frac{1}{(1/A + A)^2}$$

La somme des deux termes  $1/A$ ,  $A$ , dont le produit est constant ( $P = 1/A \cdot A = 1$ ) est minimale lorsque les deux termes sont égaux :  $1/A = A$  ;  $A$  ne pouvant être négatif est donc égal à 1. La deuxième condition est alors  $R_1 = R_0$ .

$$P \text{ max.} = \frac{\bar{V}_0^2}{4 R_0}$$

En résumé, pour qu'un générateur d'impédance interne  $Z_0 = R_0 + jX_0$  délivre le maximum de puissance à une charge d'impédance  $Z_1 = R_1 + jX_1$ , les deux résistances  $R_1$  et  $R_0$  doivent être égales, et les deux réactances  $X_1$  et  $X_0$  opposées :  $X_1 = -X_0$ .

Pour le bon rendement de notre montage, il est important d'adapter correctement chaque étage en considérant son impédance d'entrée

comme étant l'impédance de charge de l'étage précédent, son impédance de sortie l'impédance de source de l'étage suivant. Il est à noter que le bon fonctionnement de l'adaptation est primordial car une mauvaise adaptation en UHF entraîne une puissance réfléchiée proportionnelle à la puissance incidente qui retourne vers les transistors et peut provoquer leur destruction.

### Moyens de calculs

Pour éviter les calculs longs et fastidieux des cellules d'adaptation, nous utilisons une des méthodes graphiques les plus répandues dans les bureaux d'études : l'utilisation de l'abaque de Smith.

Les lignes hyperfréquences à constantes non localisées (bifilaires, coaxiales, à rubans parallèles, microstrip, stripline) servent à guider les signaux.

Pour une ligne fermée sur une charge d'impédance  $Z$ , excitée à son

autre extrémité à l'instant 0 par un signal de pulsation  $\omega$ , telle que celle de la figure 2, les courants et les tensions, pour un mode de propagation TE<sub>10</sub>, vont satisfaire les équations suivantes en fonction du temps  $t$  :

$$V_1 = V_{10} \cdot e^{j(\omega t - \beta l)}$$

$$I_1 = I_{10} \cdot e^{j(\omega t - \beta l)}$$

(Propagation vers les « l » positifs).

Une partie de l'énergie va être absorbée par la charge  $Z$ , l'autre sera réfléchiée sous forme d'une onde se propageant en sens inverse de la précédente :

$$V_2 = V_{20} \cdot e^{j(\omega t + \beta l)}$$

$$I_2 = I_{20} \cdot e^{j(\omega t + \beta l)}$$

(Propagation vers les « l » négatifs).

En chaque point de la ligne, nous avons une tension totale et un courant :

$$V = V_1 + V_2$$

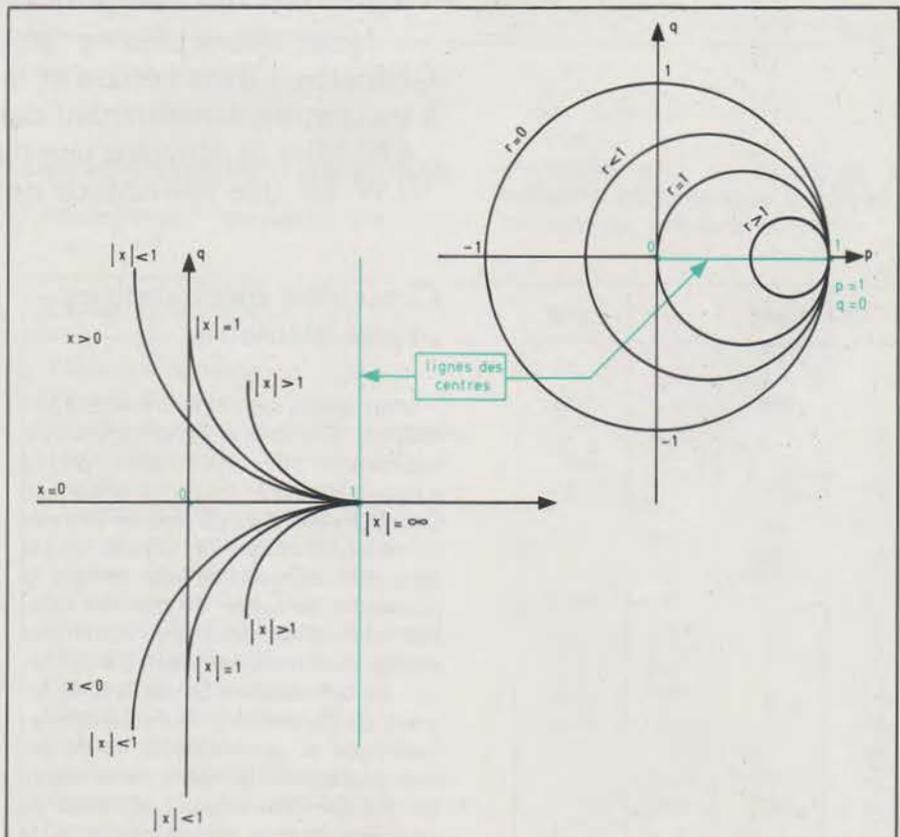


Fig. 3. - Le plan de Smith.

$$I = I_1 + I_2$$

Si nous considérons l'instant d'observation comme temps de référence :

$$V = V_{10} \cdot e^{j\beta l} + V_{20} \cdot e^{-j\beta l}$$

$Z_c$  étant l'impédance caractéristique de la ligne, et  $Z_l (= V/I)$  l'impédance en chaque point, nous pouvons écrire :

$$\frac{Z_l}{Z_c} = r + jX \text{ (impédance réduite)}$$

$$= \frac{1 + R \cdot e^{-2j\beta l}}{1 - R \cdot e^{-2j\beta l}}$$

Le plan de Smith est celui de la variable complexe :

$$\Gamma = R \cdot e^{-2j\beta l} = p + jq$$

Dans ce plan, les lieux à  $r = \text{cte}$  sont des circonférences centrées sur l'axe des  $p$  et passant par le point  $p = 1, q = 0$ .

Les lieux à  $X = \text{cte}$  sont des cercles de rayons  $1/X$  et de centres situés à  $p = 1$  et  $q = 1/X$ .

Le diagramme contenant l'ensemble de ces circonférences est connu sous le nom de diagramme de Smith. A chaque point correspond une seule valeur de l'impédance réduite.

Lorsque nous nous déplaçons le long d'une ligne de transmission en partant de la charge, le point représentatif de l'impédance réduite  $Z$  se déplace sur une circonférence de rayon  $|R|$  et de centre  $p = 0, q = 0$ . Il tourne d'un angle  $\varphi = -4\pi \cdot l/\lambda$  où  $\lambda$  est la longueur d'onde ; en clair, le sens de rotation est celui des aiguilles d'une montre si l'on s'éloigne de la charge. La circonférence entière est parcourue pour un déplacement du point de mesure sur la ligne de  $\Delta l = \lambda/2$ .

Les admittances réduites sont de la forme

$$\frac{1}{Z} = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}$$

qui est identique à celle des impédances ; le diagramme de Smith est donc directement utilisable pour les admittances réduites.

Le point représentatif de l'admittance en un point d'une ligne est le symétrique par rapport au centre du diagramme du point représentatif de l'impédance (il suffit, en effet, de chan-

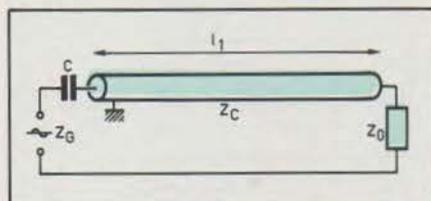


Fig. 4

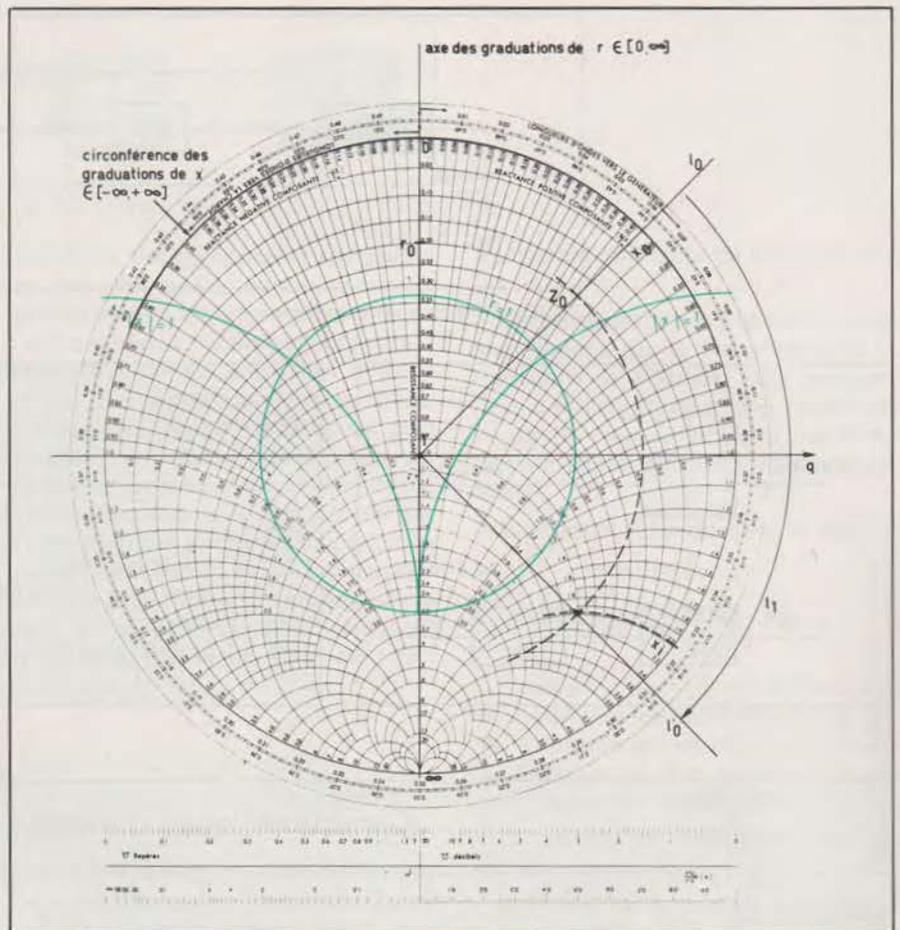


Fig. 5. - Le tracé de l'abaque dans le cas de l'exemple cité.

ger  $\Gamma$  en  $-\Gamma$  pour passer de l'expression de l'impédance réduite à celle de l'admittance réduite).

La mise en parallèle des admittances obéit à la même loi que la mise en série des impédances.

### Exemple d'utilisation

Adaptation par des circuits « série » réactifs purs (voir fig. 4).

L'impédance réduite de la charge est représentée par  $r_0 + jX_0$  ( $x > 0$ , réactance inductive ;  $x < 0$ , réactance capacitive) que nous positionnons dans l'abaque. Nous ajoutons une longueur de ligne  $l_1$  (déterminée par différence de deux simples lectures :  $[(l'_0 - l_0) \times \lambda = l_1]$  pour obtenir  $r = 1$  ; pour l'instant l'impédance ramenée par l'ensemble ligne/charge est  $1 + jX_i$  ; l'impédance interne du générateur étant égale à l'impédance caractéristique de la ligne, l'adaptation idéale sera réalisée lorsque l'impédance, au bout de notre réseau d'adaptation, sera la conjuguée de celle du générateur soit  $1 - 0j$ . Pour ce faire, nous ajoutons un élément capacitif  $C$  dans notre cas :

$$C = \frac{1}{X_i \cdot \omega \cdot Z_c}$$

Le tracé de l'abaque est donné à la figure 5.

## Synoptique de l'amplificateur

Celui-ci est montré à la figure 6.

### Critère de choix des transistors

Deux des considérations importantes sont le rendement collecteur et le gain au même titre que la puissance de sortie et la fréquence de coupure ; prenons un exemple concret illustré par la figure 7.

Le premier montage a un rendement collecteur de 50 % pour un gain de 10 dB alors que pour un gain identique, le deuxième a un rendement collecteur total de 23 % et, par conséquent, une consommation continue deux fois plus importante que la précédente avec une dissipation du deuxième transistor beaucoup plus importante. Donc, pour effectuer le choix d'un synoptique, il faut aussi tenir compte de ces éléments.

Un autre paramètre non négligeable est le choix judicieux du type de boîtiers ; ceux-ci doivent avoir de bonnes propriétés thermiques, des réactances parasites et des pertes résistives faibles car celles-ci sont déterminantes pour la bande passante et la stabilité (voir tableau).

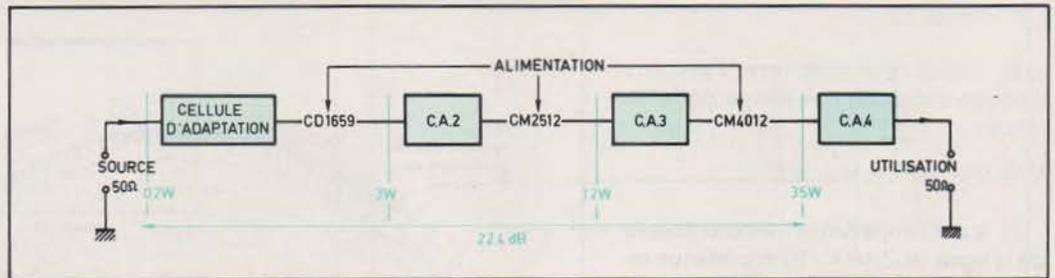


Fig. 6. - Synoptique de l'amplificateur.

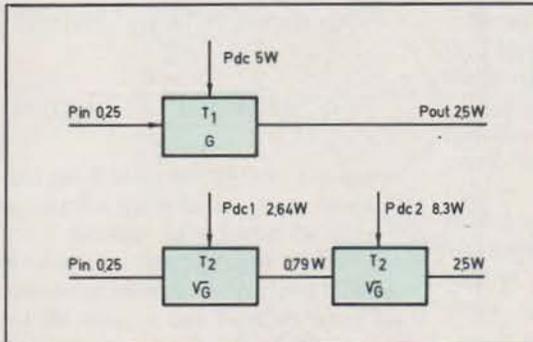


Fig. 7

Boîtiers	Inductance émetteur (nH)	Inductance base (nH)
TO 39	3	3
TO 60 (émetteur isolé)	3	3
TO 60 (émetteur ou boîtier)	0,6	2
HF 19 (strip)	0,6	2
HF 11 (boîtier coaxial)	0,1	0,1

Caractéristiques maxima			
CARACTÉRISTIQUE	CD 1659	CM 25-12	CM 40-12
Températures de stockage	- 65 à + 200 °C	- 65 à + 200 °C	- 65 à + 200 °C
Température de jonction max.	200 °C	200 °C	200 °C
Température des connexions à 0,1 mm du boîtier (temps de soudure max. = 8 s)	260 °C	260 °C	260 °C
Dissipation totale à 25 °C de température du boîtier	25 W	75 W	100 W
Courant collecteur max.	2 A	5 A	7 A

Caractéristiques électriques à 25 °C						
Caractéristique	CD 1659	CM 25-12	CM 40-12	Unité	Limite	Conditions de test
Puissance de sorties	3	25	40	watts	min.	f=470 MHz, Vcc=12,5 V
Puissance d'entrée (puissance sortie nominale)	0,25	6	15	watts	max.	f=470 MHz, Vcc=12,5 V
Rendement collecteur (à puissance sortie nominale)	60	60	60	%	min.	f=470 MHz, Vcc=12,5 V
Impédance d'entrée	4+j6	1,3+j4,2	1,3+j4,2	ohms	typ.	Puissance de sortie et fréquence nominale
Impédance de sortie	18+j12	1,2-j3	1,0-j3,3	ohms	typ.	
Capacité base collecteur (f = 1 MHz)		55	80	pF	max.	V <sub>CB</sub> =12 V, I <sub>E</sub> =0
Tension émetteur-collecteur	16	16	16	volts	min.	I <sub>C</sub> =50 mA, I <sub>E</sub> =0
Tension émetteur-base	4,0	4,0	4,0	volts	min.	I <sub>C</sub> =0, I <sub>E</sub> =5 mA
Tension de breakdown collecteur-émetteur	36	36	36	volts	min.	I <sub>C</sub> =5 mA, I <sub>E</sub> =0
				volts	min.	I <sub>C</sub> =10 mA, I <sub>E</sub> =0
				volts	min.	I <sub>C</sub> =20 mA, I <sub>E</sub> =0

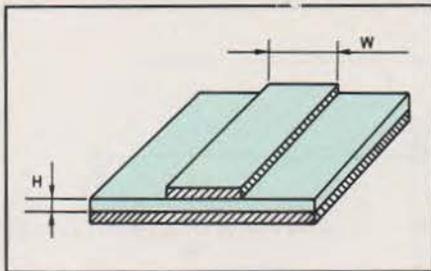


Fig. 8

Nous optons pour le type HF 19 qui offre la particularité d'être utilisable facilement sur des circuits imprimés comportant, comme nous le verrons par ailleurs, des lignes « microstrip ». Les transistors CTC ont été retenus pour leurs performances et leurs prix compétitifs.

### Cellules d'adaptation

Pour la maquette décrite ci-après, nous avons conçu des réseaux d'adaptation ne comportant aucun réglage. Ce qui présente l'avantage de n'avoir aucun élément ajustable (prix, encombrement), de ne pas prévoir dans la réalisation un accès à ces réglages, d'éviter l'utilisation d'appareils de mesures évolués pour la mise au point. Technologiquement, les cellules ont été réalisées avec des lignes « microstrip ».

### Constitution et avantages des lignes microstrip

La ligne à rubans parallèles dissymétriques (microstrip) se compose d'un ruban métallique et d'une plaque métallique parallèles, séparés par un diélectrique. Le ruban peut être obtenu par photogravure ce qui permet un dimensionnement facile et l'introduction aisée de constantes localisées (voir fig. 8).

Les éléments « conventionnels » présentent pour les fréquences UHF des réactances parasites et il faut leur

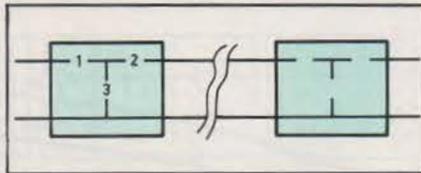


Fig. 9

substituer des composants spécialisés de prix élevés. Les lignes microstrip permettent de diminuer le nombre de ces composants ; de plus, leurs caractéristiques ne s'altèrent pas avec le temps. Par rapport aux autres lignes, l'emploi des lignes microstrip est plus simple, plus adapté à l'utilisation sur circuit imprimé et leur impédance caractéristique peut être choisie par l'utilisateur par simple modification de ses dimensions ! Pour des fabrications en série, la rapidité et la reproductibilité sont d'autres facteurs de contentement, ainsi que le prix de revient fort avantageux.

### Calculs concernant les réseaux d'adaptation

En UHF, les impédances d'entrée et de sortie des transistors sont de faibles valeurs ohmiques et, de manière courante, les adaptations entrée/premier étage du montage ou inter étages se résument à une même structure de cellule d'adaptation ; celle-ci peut être doublée dans certains cas.

1, 2, 3 sont des éléments capacitifs ou des lignes microstrip ; 1 ou 2 est toujours un élément capacitif. Cette configuration en T permet d'adapter des impédances variées pour des variations non prohibitives des valeurs des éléments, et l'élément capacitif en série assure le blocage de la composante continue (voir fig. 9).

Nous allons expliciter le calcul d'un réseau d'adaptation car l'étude des quatre serait fastidieuse. Remarquons que ces explications ajoutées à la définition succincte de l'abaque de Smith permettent de calculer des filtres d'adaptation de forme plus élaborée ou de créer un amplificateur avec des

transistors différents de ceux présentés ici.

– Les paramètres des transistors nous sont fournis par le constructeur à la fréquence de 470 MHz pour une tension d'alimentation et une puissance de sortie nominales. Leur variation dans la bande qui nous intéresse est faible.

– La longueur d'onde dans le vide

$$\lambda_0 = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{470 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 64 \text{ cm.}$$

– L'épaisseur de la plaque d'époxy est de 1,544 mm (de nombreux constructeurs considèrent en effet que l'usage du Téflon n'est pas nécessaire pour des fréquences < 500 MHz.

– La constante diélectrique de ce matériau est 5.

En fixant la largeur de nos lignes, nous déterminons la valeur de l'impédance caractéristique  $Z_m$  de la ligne et la « longueur d'onde microstrip » par lecture d'abaques (annexe 1).

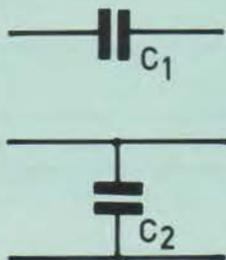
Pour une largeur de ligne de 2,8 mm, nous avons un  $W/H$  de 1,8 ce qui nous donne une impédance caractéristique  $Z_m = 50 \Omega$  et une longueur d'onde microstrip  $\lambda_m = 1/2 \lambda_0 = 32 \text{ cm}$ .

Calculons l'adaptation entre le générateur et le premier étage par exemple : CD 1659 ;  $Z_n = 4 \Omega + j6 \Omega$  ;  $Z_{in}$  normalisée =  $0,08 + j 0,12$ .

### Schéma électrique de la cellule d'adaptation

Considéré comme le générateur par le CD 1659, la cellule d'adaptation doit présenter une impédance de sortie la plus proche de l'impédance d'entrée

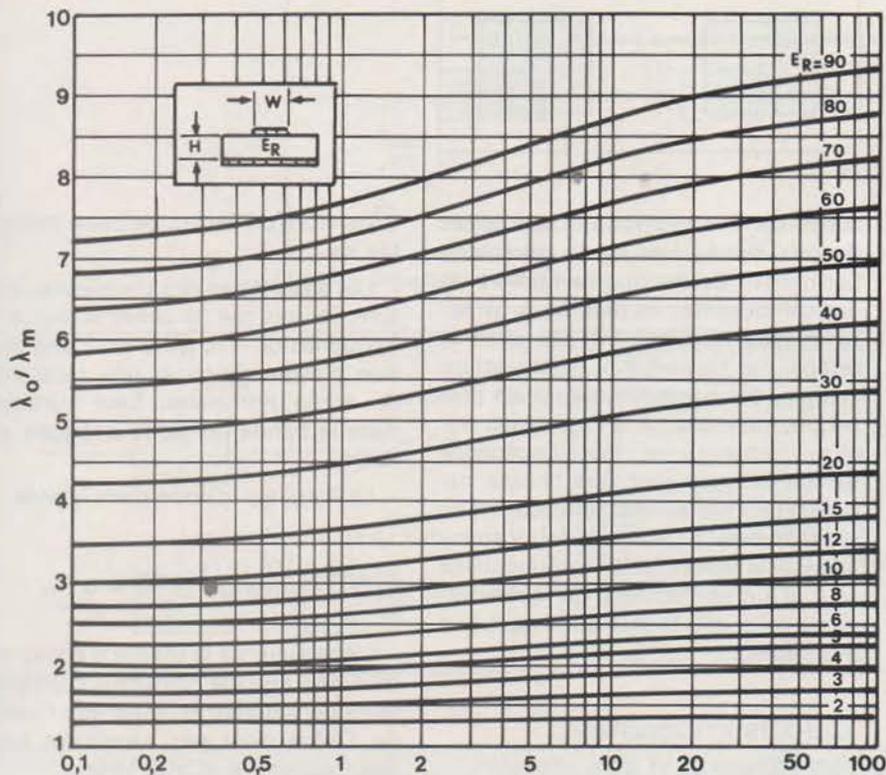
#### Rappel des notations



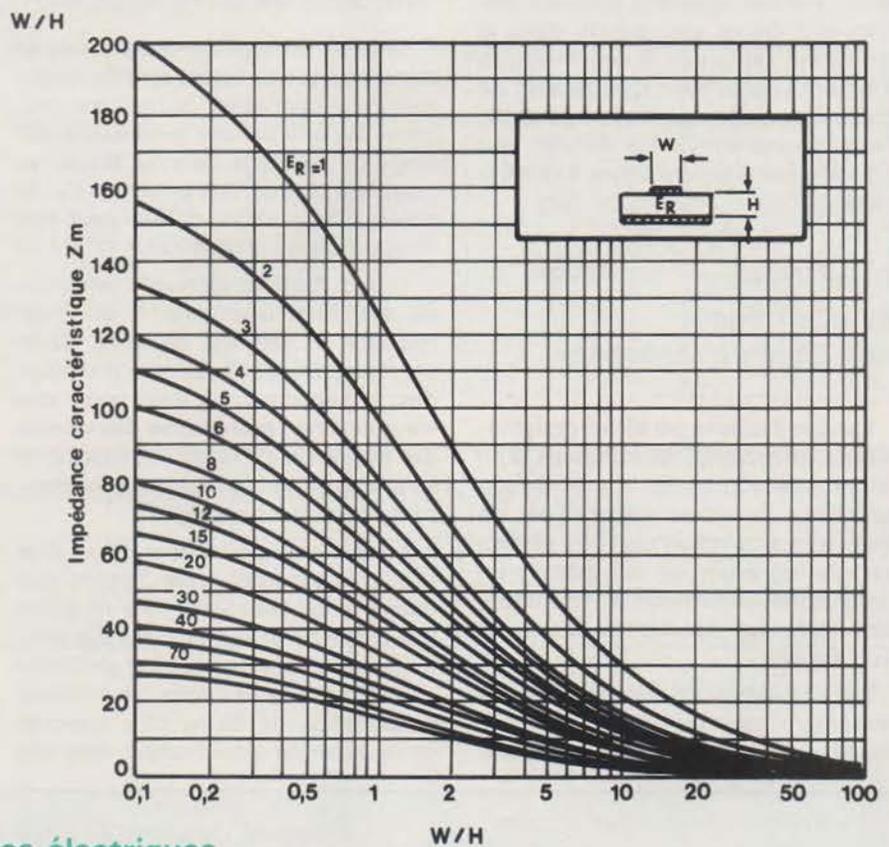
Paramètres : admittance  $Y = G \pm jB$  ; normalisée  $y = g \pm jb$   
 impédance  $Z = R \pm jX$  ; normalisée  $z = r \pm jx$   
 $-j X_{C1} = -j \frac{1}{C_1 \cdot \omega \cdot Z_m}$      $C_1 = \frac{1}{X_{C1} \cdot \omega \cdot Z_m}$   
 $j b_{C2} = j \cdot C_2 \cdot \omega \cdot Z_m$      $C_2 = \frac{b_{C2}}{\omega \cdot Z_m}$

$$\omega = 2\pi F = 2 \cdot 3,14 \cdot 470 \cdot 10^6 = 2,951 \cdot 10^9$$

$$\omega \cdot Z_m = 2,951 \cdot 10^9 \cdot 50 = 147,58 \cdot 10^9 \approx 0,148 \cdot 10^{12}$$



1



2

### Annexe 1 : Caractéristiques électriques des lignes microstrip en fonction de leurs dimensions

① Rapport entre la longueur d'onde dans le vide ( $\lambda_0$ ) et la longueur d'onde réelle à l'intérieur de la ligne microstrip ( $\lambda_m$ ) en fonction du rapport existant entre la largeur de la ligne ( $W$ ) et l'épaisseur du diélectrique ( $H$ ). Plusieurs courbes sont données en fonction de la constante diélectrique du substrat  $\epsilon_R$ . Signalons que, pour le verre époxy, la constante diélectrique est  $\epsilon_R = 5$ .

② Impédance caractéristique de la ligne microstrip ( $Z_m$ ) en fonction du rapport existant entre la largeur de la ligne ( $W$ ) et l'épaisseur du diélectrique ( $H$ ).

Plusieurs courbes sont données en fonction de la constante diélectrique du substrat ( $\epsilon_R$ ).

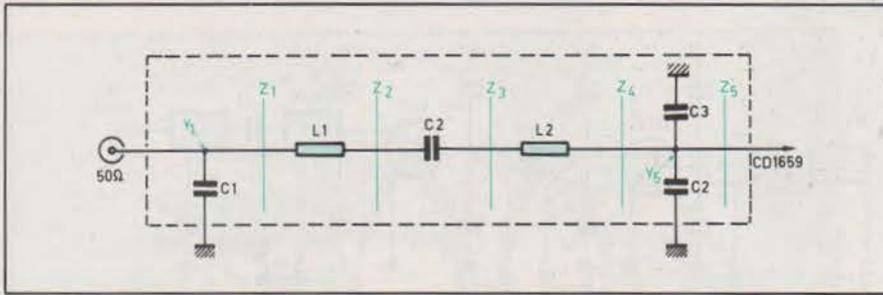


Fig. 10. - Schéma électrique de la ligne d'adaptation.

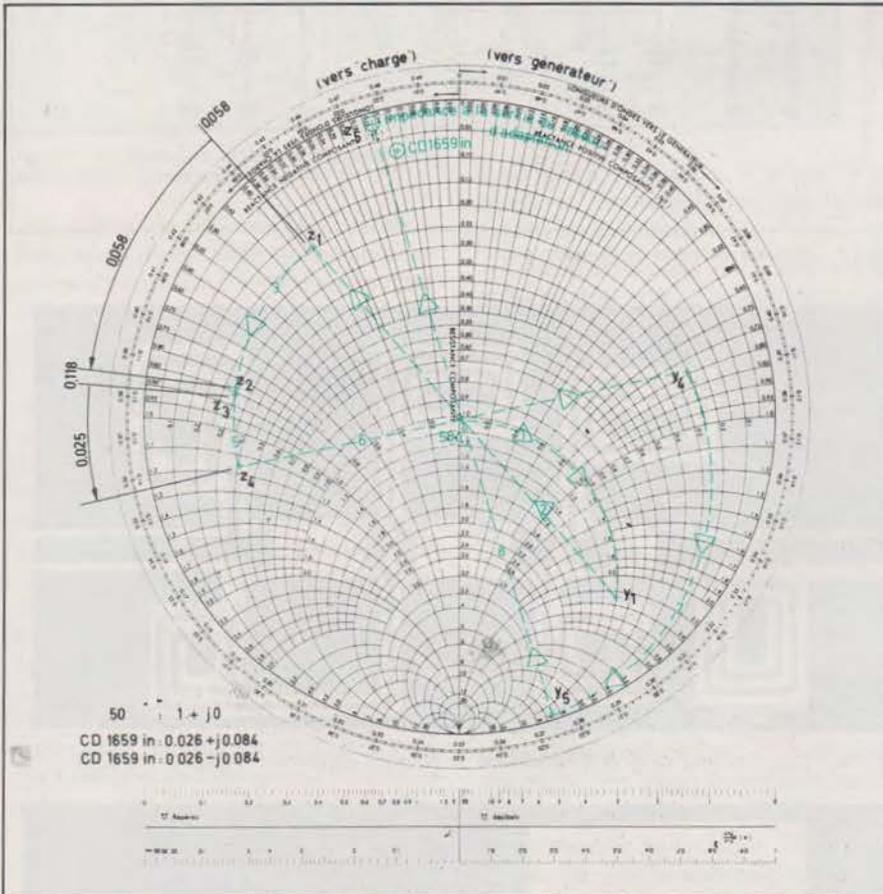


Fig. 11. - L'abaque servant à effectuer le calcul.

conjugée du CD 1659 (voir fig. 10).

Nous partons de  $50 \Omega$  représenté en impédance réduite par  $1 + j 10$  (même forme pour son admittance réduite) et nous allons suivre le calcul sur l'abaque donné à la figure 11.

### Opération 1

Nous mettons en parallèle un élément capacitif  $C_1$  de 15 pF.

$$b_{C1} = C_1 \cdot \omega \cdot Z_m$$

$$= 15 \cdot 10^{-12} \cdot 0,148 \cdot 10^{12} = 2,22$$

L'admittance  $y_1$  est égale à  $y_1 = 1 + j 2,22$ .

Les éléments suivants sont sous forme « série » ; nous transformons donc  $y_1$  en  $z_1$ , par symétrie par rapport à  $1 + j 0$  :  $z_1 = 0,170 - j 0,37$ .

### Opération 2

La longueur physique de la ligne  $L_1$  est de 1,85 cm. Sa « longueur électri-

que » est de  $1,85 \text{ cm} / 32 \text{ cm} = 0,058$  ; pour  $z_1$  nous avons sur le repère circulaire représentant les « longueurs électriques » : 0,058. Nous y ajoutons 0,058 en tournant à l'inverse du sens des aiguilles d'une montre puisque nous allons vers la charge. Nous obtenons 0,116. L'intersection entre le rayon passant par 0,116 et le cercle à rayon constant passant par  $z_1$  nous donne  $z_2$  dont nous lisons directement la valeur sur l'abaque :

$$z_2 = 0,25 - j 0,86$$

### Opération 3

La capacité  $C_2$  en série avec la ligne a une valeur de 220 pF.

$$X_{C2} = 1 / 220 \cdot 0,148 = 0,0307$$

$$z_3 = z_2 - j X_{C2} = 0,25 - j 0,89$$

### Opération 4

La longueur de la ligne  $L_3$  est de 0,8 cm et provoque une rotation de

$0,8 / 32 = 0,025$  « vers la charge ». Nous étions situés à 0,118 pour  $z_3$ . Nous sommes à 0,143 pour  $z_4$ .

$$z_4 = 0,35 - j 1,18$$

$$y_4 = 0,230 + j 0,78$$

### Opération 5

En parallèle sur  $y_4$ , nous avons  $C_3$  et  $C_4$  ( $2 \times 18 \text{ pF}$ ) ; leur susceptance (partie imaginaire d'une admittance) s'ajoute à celle de  $y_4$ .

$$b_{C4} = 36 \cdot 10^{-12} \cdot 0,148 \cdot 10^{12} = 5,32$$

$$y_5 = y_4 + j 5,32 = 0,230 + j 6,1$$

L'impédance en sortie du filtre d'adaptation est  $z_5 = 0,02 - j 0,15$ .

L'adaptation réalisée par ces éléments fixes est de bonne qualité ; nous pouvons le constater graphiquement sur l'abaque en remarquant que  $z_5$  est très peu différente de l'impédance d'entrée conjuguée du CD 1659.

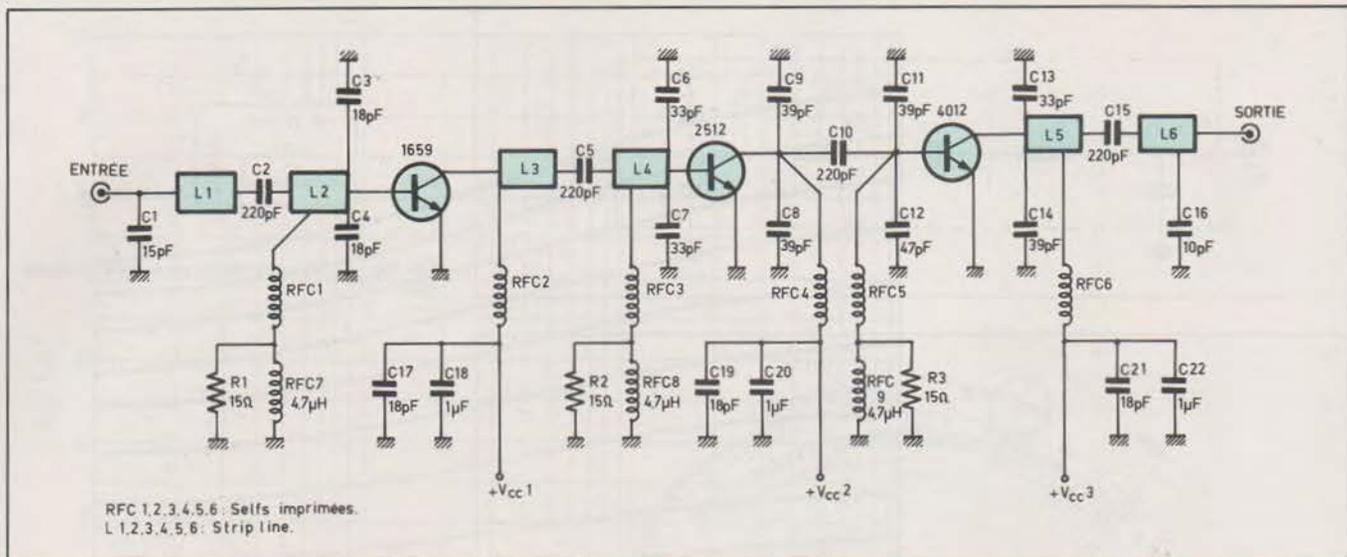


Fig. 12. - Schéma électrique de l'amplificateur.

## Schéma électrique

On peut le voir à la figure 12. RFC 1, 2, 3, 4, 5 et 6 sont des selfs imprimées sur le circuit alors que RFC 7, 8 et 9 sont des selfs moulées.

## Réalisation / mesures

L'utilisation des lignes microstrip et des transistors permet d'obtenir un amplificateur d'encombrement réduit comme le montre les figures 13 et 14 représentant respectivement le circuit imprimé vu du côté composant (échelle 1) et du côté refroidisseur.

Il convient tout d'abord de couper le substrat diélectrique aux dimensions désirées puis de percer les trous nécessaires. Ensuite, il faut installer des strappes de masse en feuillard de cuivre reliant les deux faces du circuit sur le pourtour de la plaquette et autour des trous, aux emplacements correspondant aux émetteurs des transistors, comme on peut le voir sur la figure 15.

La plaquette est fixée sur un radiateur, selon le plan de montage de la figure 16.

Certains transistors présentent des connexions argentées qui sont ternies. Il est préférable de les nettoyer car la présence de cet oxyde peut retarder la soudure de celles-ci sur le circuit. Quant au corps céramique des transistors, il ne doit jamais être limé ou écrasé car il contient généralement de l'oxyde de beryllium dont l'inhalation peut être dangereuse.

## Choix des composants

Les capacités parcourues par les tensions UHF doivent être en cérami-

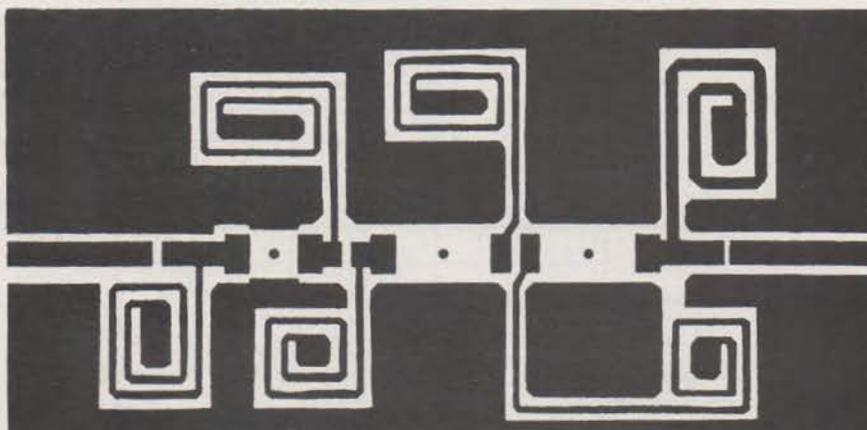


Fig. 13. - Circuit imprimé vu du côté composant à l'échelle 1. (Document RADIO-REF. fév. 75).

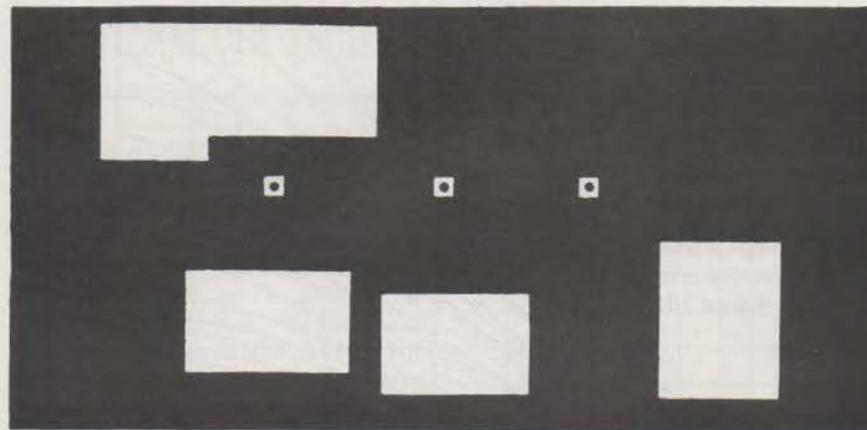


Fig. 14. - Circuit imprimé vu du côté refroidisseur à l'échelle 1. (Document RADIO-REF. fév. 75).

que et de type « chip » ou en « uncased mica » (pavé de mica sans enrobage). Il en est de même pour les capacités « by pass » de collecteur. Les condensateurs en disque céramique ou mica argenté sont inacceptables car elles présentent des inductances de connexion trop élevées.

Les selfs d'arrêt ne doivent pas résonner pour nos fréquences d'utilisation et doivent être dimensionnées de façon à permettre l'alimentation continue des transistors. Elles sont en partie

réalisées en microstrip et ont les caractéristiques définies dans la référence (1) de la bibliographie.

## Mesures

Ces mesures sont très simples puisque nous avons réalisé un montage ne comportant pas de réglages ; il convient tout d'abord de vérifier la bonne polarisation continue. Nous relevons principalement la puissance de sortie de notre montage chargé par

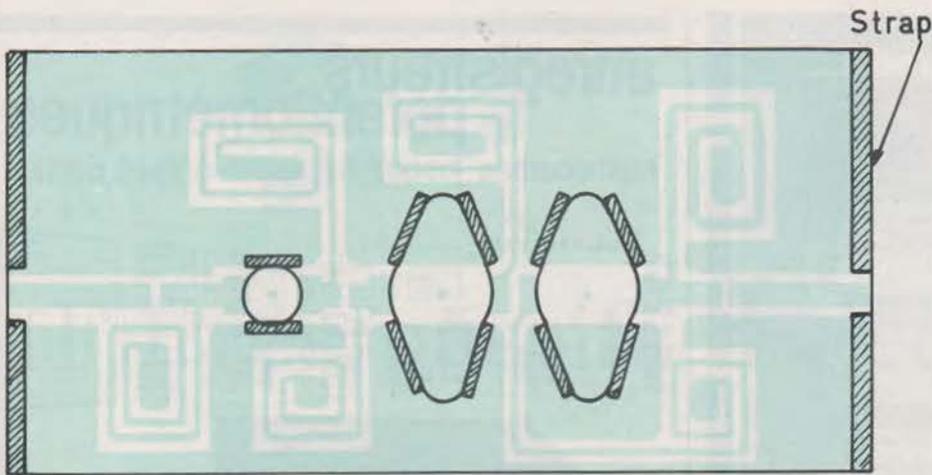


Fig. 15. - En couleur, les strappes de masse en feuillard de cuivre. (Document RADIO-RÉF. fév. 75)

une charge de  $50 \Omega$  en fonction de la fréquence d'excitation pour une puissance d'excitation donnée (ces courbes nous ont été fournies par les ingénieurs de chez CTC).

Par mesure protective, il est nécessaire de tracer  $P_S = f(P_E)$  pour des valeurs de tension d'alimentation  $V_{CC}$  faibles, puis de plus en plus élevées jusqu'à  $V_{CC}$  nominal. Toute non-linéarité devra être étudiée avec attention car elle peut être représentative d'un régime oscillatoire (destructif) du transistor à une fréquence différente de celle de l'excitation, régime non décelable à la sortie car localisé dans le transistor et à sa proximité. Nous vérifierons son établissement par une augmentation du courant de polarisation de base  $I_B$  et sa fréquence à l'aide d'un analyseur de spectre. Une petite modification géométrique du circuit ou une meilleure disposition des éléments doivent annuler ce phénomène.

Il est évidemment sous-entendu que, pendant toutes ces manipulations, on veillera à ne jamais dépasser le courant maximum autorisé par le constructeur.

A titre indicatif, nous donnons à la figure 17 deux courbes de puissance de sortie en fonction de la fréquence

(pour deux puissances d'entrée données) ne dépassant pas ces limites maximum de courant.

Il est à noter que pour une « attaque » de 300 mW, la puissance de sortie n'est que légèrement supérieure à celle obtenue pour une excitation de 200 mW. Simplement, parce que l'adaptation a été réalisée en tenant compte des paramètres des transistors fournis pour une puissance nominale d'entrée de 200 mW. Ces paramètres fluctuent légèrement avec cette puissance et, de ce fait, l'adaptation devient moins performante.

## Conclusion

La réalisation de cet amplificateur UHF a mis en évidence la compétitivité des montages à transistors et la facilité d'emploi des lignes microstrip.

L'utilisation de l'abaque de Smith a permis de calculer aisément les valeurs des éléments des filtres d'adaptation et son explicitation permet maintenant de déterminer des réseaux d'adaptation de formes quelconques, de connaître l'impédance équivalente d'un ensemble en UHF ou encore de déterminer le coefficient de réflexion (donc le taux d'onde stationnaire) théorique d'un montage.

Beaucoup d'autres possibilités sont encore offertes par l'abaque de Smith et par l'utilisation des « éléments microstrip » :

- Dans le domaine UHF/VHF des amplificateurs à transistors il est primordial que le montage n'ait pas tendance à osciller car ceci peut entraîner rapidement sa destruction dès la mise sous tension. Il est donc important de pouvoir déterminer à l'avance la stabilité du montage. La mise en œuvre de la théorie de Linvill avec l'abaque de Smith le permet. Les calculs sont plus ou moins fastidieux suivant la formulation des paramètres du transistor fournis par le constructeur, mais toujours accessibles aux possesseurs d'une règle à calcul ou d'une petite calculatrice scientifique. Nous reviendrons dans un prochain article sur l'application de cette théorie.

- Les emplois des « éléments microstrip » sont nombreux et variés. A titre d'exemple : coupleurs directifs, selfs, filtres, lignes d'adaptation. Nous nous intéresserons aux applications pour des fréquences de 100 à 1000 MHz en illustrant par la réalisation simple d'un T.O.S. mètre, maillon essentiel d'une chaîne de mesure UHF.

Alain Leszla

## Références bibliographiques

- [1] Royal Aircraft Establishment/Technical Report 71037.
- [2] Microwave Engineers' Handbook.
- [3] C.T.C. Application Note 2.1.B.6D/« Broadband UHF Land Mobile Applications ».
- [4] Motorola Application Note AN 548 / « Microstrip Design Techniques for UHF Amplifiers ».
- [5] Handbook of Microwave Measurements (Polytechnic Institute of Brooklyn).
- [6] RCA R.F. / Microwave Devices.
- [7] Radio REF, février 1975, article de M. Chamley (F3YX)

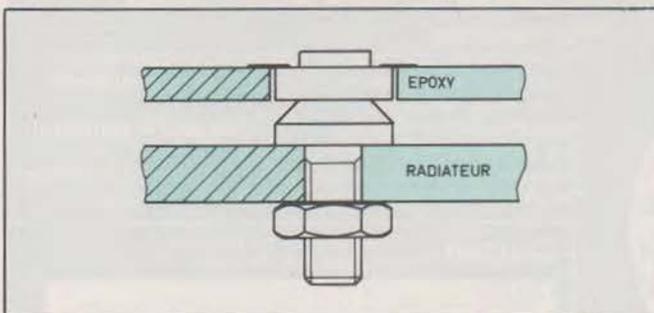


Fig. 16. - Fixation du circuit au radiateur.

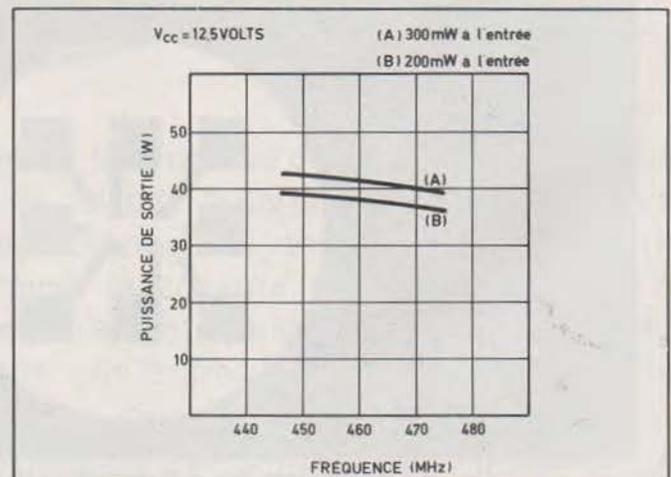
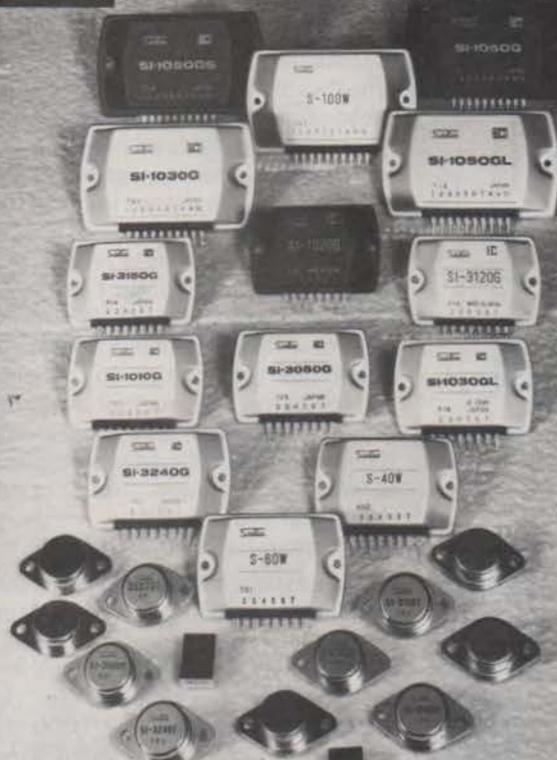


Fig. 17

**SanKen****la famille s'agrandit...**

- AMPLIS : de 10 W. à nx100 W RMS
- REGULATEURS : de 5 V. à 40 V. 1, 2, 3, 4 A.
- AFFICHEURS TRANSISTORS DE PUISSANCE au Silicium

Documentation

**tradelec**12, rue St-Merri, 75004 PARIS  
Tél. : 887.40.90 — 272.03.87

## enregistreurs potentiométriques

multicourbes jusqu'à 6 courbes à tracé continu

**ANPICO**Rue du Pont Rouge  
59236 FRELINGHIEN Tél. : (20) 77.80.80

# Productronica 77

Munich - du 22 au 26 novembre 1977

Procédés et équipements pour la fabrication des semi-conducteurs, composants, sous-ensembles et appareils de l'électronique

Salon International avec  
Démonstrations et Conférences

**Salon — démonstrations**

Zone jaune: Réalisation des dessins de base et photoreproduction

Zone brune: Equipements de mesure et de contrôle

Zone rouge: Technique des semi-conducteurs

Zone verte: Equipements et méthodes de fabrication

des circuits imprimés, technique de montage

Zone bleue: Technique de montage et de connexion,

implantation du poste de travail, y compris

technique des circuits hybrides

Zone violette: Autres installations, appareils et moyens

de fabrication du domaine de la Productronica

**Conférences**

Assurance de qualité et de fiabilité en électronique

Opérations programmées de mesure et de contrôle au

cours de la fabrication

Equipements et méthodes de contrôle pour la fabrication

des composants semi-conducteurs

Nouvelles méthodes de fabrication des circuits imprimés

Galvanoplastie fonctionnelle pour l'électronique

**Coupon** Veuillez me faire parvenir des informations plus détaillées.

Nom \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

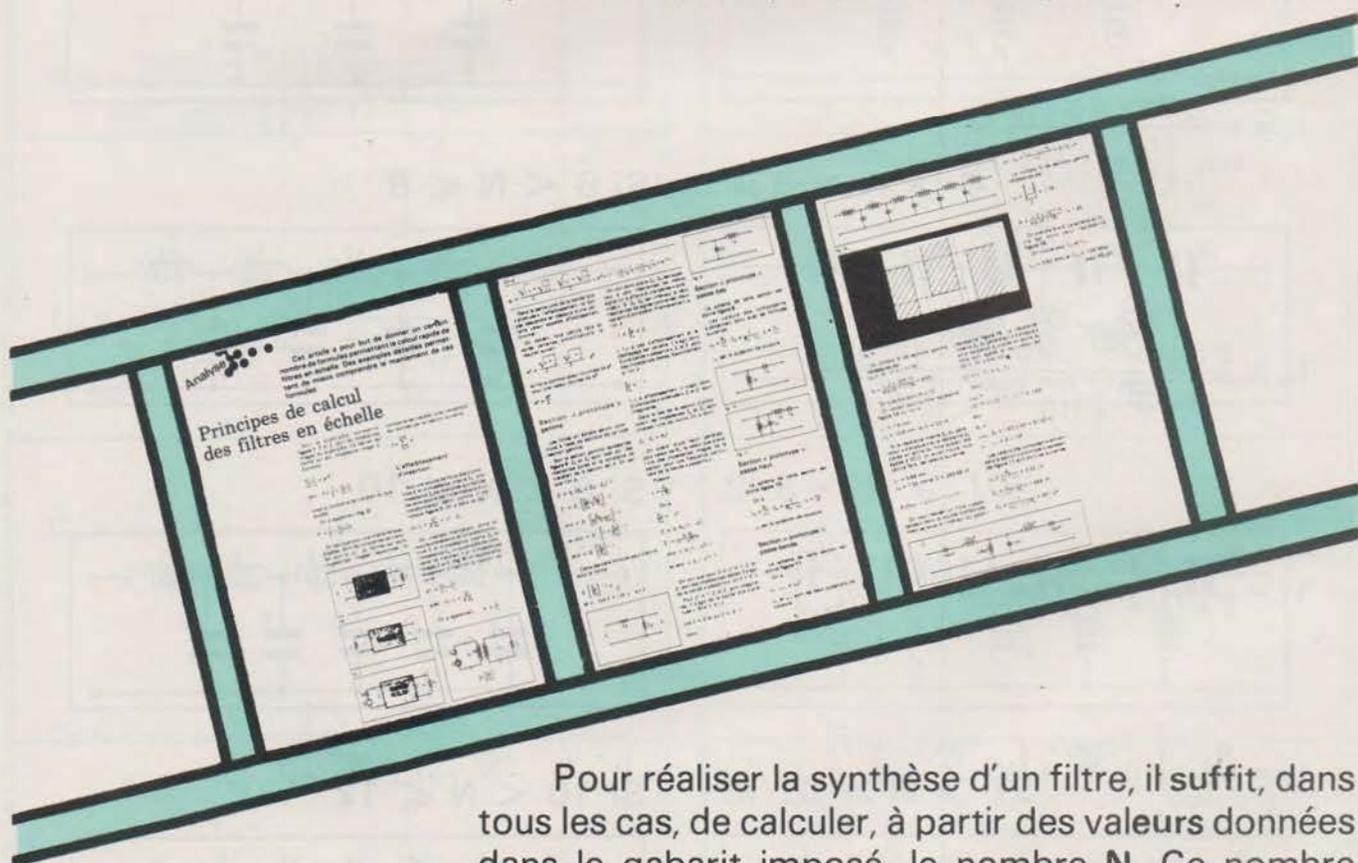
Münchener Messe- und Ausstellungsgesellschaft mbH  
Postfach 12 10 09, D-8000 München 12, R.F.A.

ou : CHAMBRE DE COMMERCE FRANCO-ALLEMANDE - SERVICE EXPOSITIONS  
48, rue de la Bienfaisance - 75008 PARIS - Tél. : 522.14.18/01.46 TELEX COFACI 280341.

# Filtres passifs en échelle

Dans un premier article (voir « Electronique Applications » N° 2, Eté 1977), nous avons présenté une étude concernant le calcul et la réalisation de filtres passifs en échelle.

Dans le présent article et en complément du premier, nous donnons un certain nombre de formules permettant le calcul immédiat à l'aide d'une calculatrice électronique de filtres « passe-bas », « passe-haut », « passe-bande », passifs en échelle.

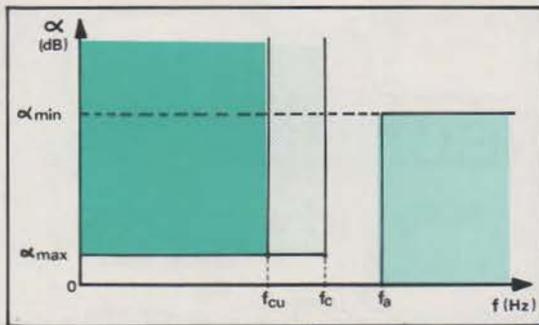


Pour réaliser la synthèse d'un filtre, il suffit, dans tous les cas, de calculer, à partir des valeurs données dans le gabarit imposé, le nombre  $N$ . Ce nombre étant déterminé, le schéma théorique du filtre à construire est immédiatement donné dans le tableau correspondant. Les autres formules permettent le calcul des valeurs des composants.

Tous ces calculs s'effectuent très rapidement à l'aide d'une petite calculatrice électronique.

# Filtres « passe-bas »

## Gabarit



## Montage



$$N = \frac{0,693 + 0,115 \alpha_{\min}}{\log_e \left[ \frac{f_a}{f_c} + \left( \frac{f_a^2}{f_c^2} - 1 \right)^{1/2} \right]}$$

$$f_{cu} = \frac{2 f_c \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} \cdot \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]^{1/2}}{10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2}}$$

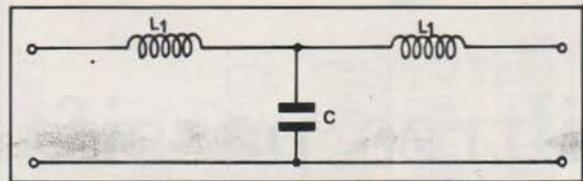
$$L_1 = \frac{R_g}{2 \pi f_c} \cdot \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]$$

$$L_2 = \frac{R_g}{\pi f_c} \cdot \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]$$

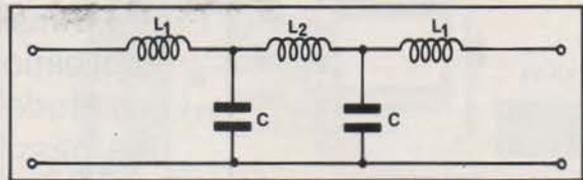
$$C = \frac{1}{\pi \cdot f_c \cdot R_g \cdot \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]}$$

## Tableau N° 1

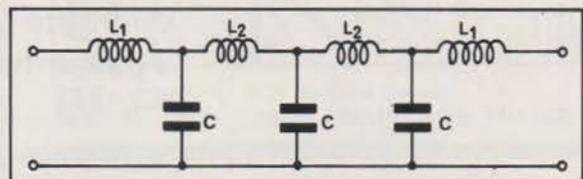
## Si $N \leq 2$



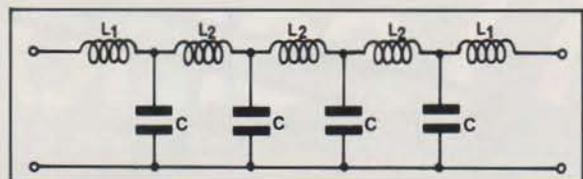
## Si $2 < N \leq 4$



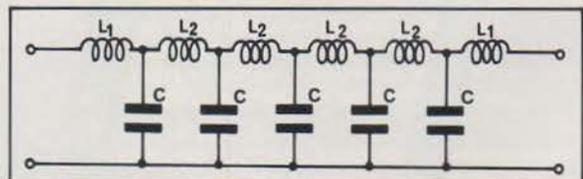
## Si $4 < N \leq 6$



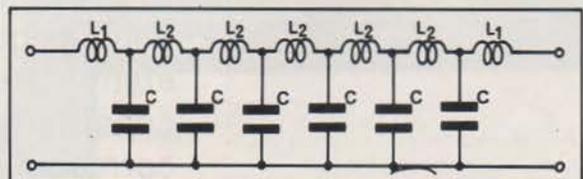
## Si $6 < N \leq 8$



## Si $8 < N \leq 10$



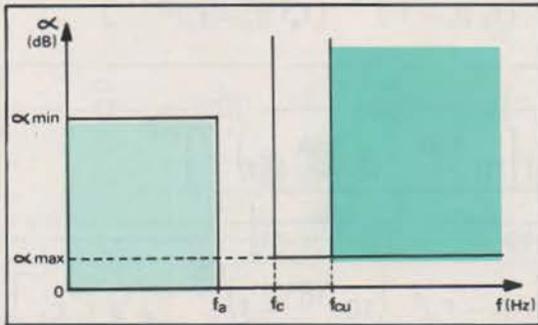
## Si $10 < N \leq 12$



## Tableau N° 2

# Filtres « passe-haut »

## Gabarit



## Montage



$$N = \frac{0,693 + 0,115 \alpha_{\min}}{\log_e \left[ \frac{f_c}{f_a} + \left( \frac{f_c^2}{f_a^2} - 1 \right)^{1/2} \right]}$$

$$f_{cu} = \frac{f_c \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]}{2 \cdot \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} \cdot \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]^{1/2}}$$

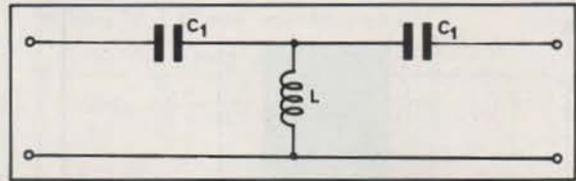
$$C_1 = \frac{1}{2 \pi f_c \cdot R_g \cdot \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]}$$

$$C_2 = \frac{1}{4 \pi f_c \cdot R_g \cdot \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]}$$

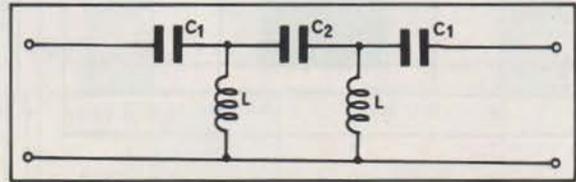
$$L = \frac{R_g}{4 \pi f_c} \cdot \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]$$

Tableau N° 3

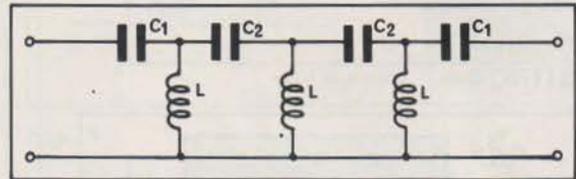
## Si $N \leq 2$



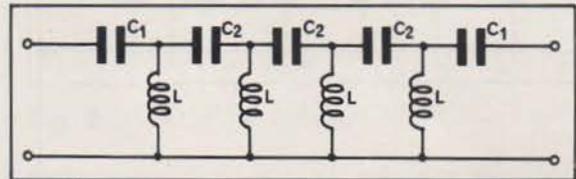
## Si $2 < N \leq 4$



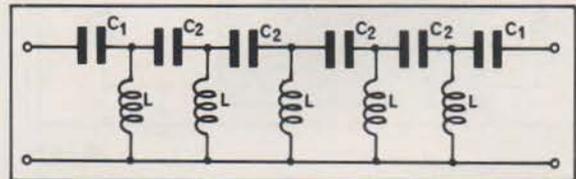
## Si $4 < N \leq 6$



## Si $6 < N \leq 8$



## Si $8 < N \leq 10$



## Si $10 < N \leq 12$

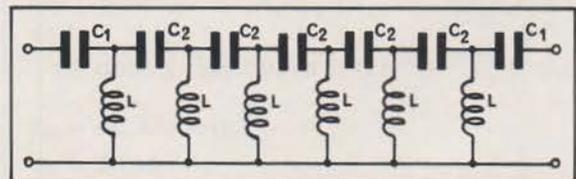
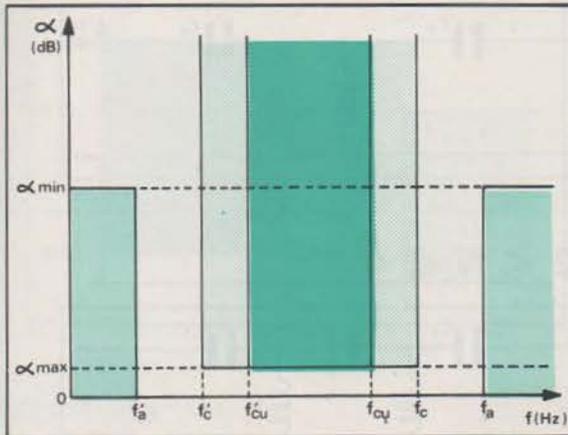


Tableau N° 4

# Filtres « passe-bande »

## Gabarit



$$f_c \cdot f'_c = f_a \cdot f'_a$$

## Montage



$$N = \frac{0,693 + 0,115 \alpha_{\min}}{\log_e \left[ \frac{f_a^2 - f_c f'_c}{f_a (f_c - f'_c)} + \left[ \frac{(f_a^2 - f_c f'_c)^2}{f_a^2 (f_c - f'_c)^2} - 1 \right]^{1/2} \right]}$$

$$f_{cu} = \frac{(f_c - f'_c) \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} \cdot \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]^{1/2}}{10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right]^{1/2}}$$

$$\left[ \frac{4 \cdot 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} \cdot (f_c - f'_c)^2 \cdot \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2}}{\left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]^2} + 4 f_c f'_c \right]^{1/2}$$

$$C_1 = \frac{f_c - f'_c}{2 \pi f_c f'_c R_g \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]}$$

$$L_1 = \frac{R_g \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]}{2 \pi (f_c - f'_c)}$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi (f_c - f'_c) R_g \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]}$$

$$L_2 = \frac{R_g (f_c - f'_c) \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]}{4 \pi f_c f'_c}$$

$$C_3 = \frac{f_c - f'_c}{4 \pi f_c f'_c R_g \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]}$$

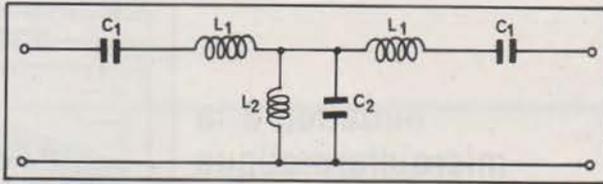
$$L_3 = \frac{R_g \left[ 10^{\frac{\alpha_{\max}}{20}} + \left( 10^{\frac{\alpha_{\max}}{10}} - 1 \right)^{1/2} \right]}{\pi (f_c - f'_c)}$$

## Tableau N° 5

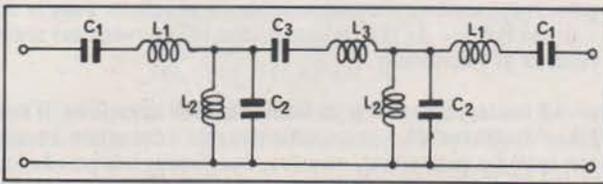
# Filtres « passe-bande »

# Exemple

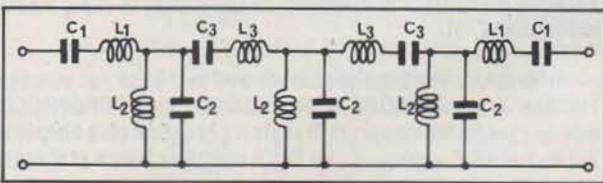
Si  $N \leq 2$



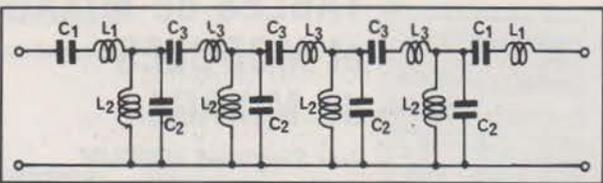
Si  $2 < N \leq 4$



Si  $4 < N \leq 6$



Si  $6 < N \leq 8$



Si  $8 < N \leq 10$

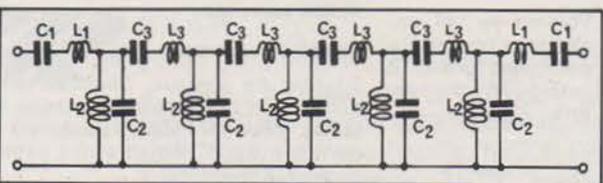


Tableau N° 6

On désire réaliser un filtre dont la courbe d'affaiblissement se situe à l'intérieur du gabarit représenté **figure 1**. Comme il s'agit d'un filtre « passe-bas », le tableau N° 1 donne immédiatement :

$$N = \frac{0,693 + 0,115 \times 20}{\log_e \left[ \frac{6 \times 10^4}{5 \times 10^4} + \left[ \left( \frac{6 \times 10^4}{5 \times 10^4} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} \right]}$$

$$= 11,073$$

On doit donc réaliser le filtre donné dans le tableau N° 2 et correspondant à  $10 < N \leq 12$  représenté **figure 2**.

## Gabarit

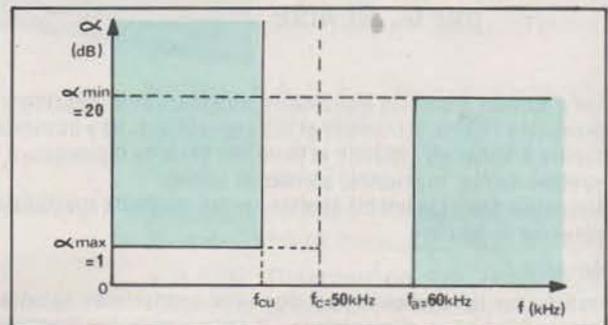


Fig. 1

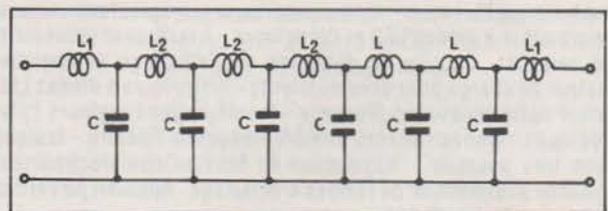


Fig. 2

## Montage



Fig. 3

Ce filtre devant être utilisé dans les conditions de fonctionnement indiquées **figure 3**, les autres formules données dans le tableau N° 1 permettent de calculer très rapidement les valeurs des composants et la valeur de  $f_{cu}$ .

On obtient tous calculs faits :

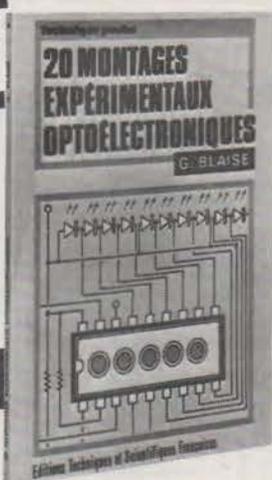
- $f_{cu} = 46,331 \text{ kHz}$
- $L_1 = 3,114 \text{ mH}$
- $L_2 = 6,228 \text{ mH}$
- $C = 6,506 \text{ nF}$

Alain PELAT

**NOUVEAUTÉS : Collection  
Technique Poche**

## 20 montages expérimentaux optoélectroniques

par G. BLAISE



Ce livre s'adresse à tous les techniciens, amateurs ou professionnels s'intéressant à l'optoélectronique et ses applications. Ils y trouveront un chapitre d'initiation générale et toute une série de montages, à la fois spectaculaires, instructifs, sérieux et utiles. Les dispositifs analysés ont été étudiés par les meilleurs spécialistes mondiaux en la matière.

### Sommaire :

Généralités sur le fonctionnement des semi-conducteurs optoélectroniques - Générateur d'impulsions - Discrimination des tensions - Un oscilloscope sans tube cathodique - Affichage linéaire avec des LED - Appareil pour la vérification des connexions par CI logiques - Luxmètre logarithmique - Opérateurs logiques optoélectroniques - Discriminateur à diodes LED et CI logiques - Avertisseur optoélectronique sélectif - Circuits de détection et d'affichage analogique - Indicateur de charge pour accumulateurs - Indicateurs à diodes LED - Isolateur optique pour oscilloscope - Isolation par coupleurs optoélectroniques - Convertisseurs lumière/fréquence linéaire - Isolation optique très poussée - Régulateur de tension optoélectronique - Commande automatique de lampes d'éclairage - Appareil de vérification et ohmmètre à CI 555.

Un ouvrage de 112 pages, format 11,7 × 16,5, couverture pelliculée - 59 figures. Prix : 19 F.

## 30 MONTAGES ELECTRONIQUES D'ALARME par F. Juster



Un ouvrage qui intéressera tous ceux qui désirent se protéger contre les vols, les incendies, les gaz et les eaux, c'est-à-dire... tout le monde.

Cet ouvrage technique et pratique, est de lecture facile. Il s'adresse aux amateurs et aux professionnels de l'électronique désirant s'initier et, éventuellement, construire eux-mêmes des appareils électroniques d'alarme, pour la prévention contre toutes les nuisances dont le nombre augmente constamment.

Ce livre décrit avec tous les détails, des appareils électroniques basés sur divers principes : optiques, thermiques, mécaniques, chimiques. Tous les appareils sont du type miniature et utilisent des transistors et des circuits intégrés de technique ultra-moderne.

D'autre part, les utilisateurs non techniciens, pourront, grâce à ce livre, se faire une idée précise sur le choix des appareils commerciaux qu'ils désireraient faire installer chez eux.

Un volume de 120 pages, format 12 × 16,5 - Couverture pelliculée - 102 schémas. Prix : 19 F.

## Initiation à la microinformatique LE MICROPROCESSEUR

par P. MELUSSON



Grâce au développement des technologies « LSI » des circuits intégrés, il apparaît maintenant possible de bénéficier dans le domaine « Grand Public » de réalisations jusque là réservées aux ordinateurs coûteux et volumineux.

— Le microprocesseur a pu ainsi faire son apparition. Il devient la pièce maîtresse d'un microordinateur de conception économique, son système comportant, en outre, des circuits intégrés de fonctions complexes (mémoires et circuits d'interface) sous un faible volume.

— Ce principe même de réalisation conduit à des possibilités d'applications rentables dans tous les domaines autres que ceux jusqu'à présent réservés à l'informatique. Citons à titre d'exemple : « Les télécommunications, le radar, les transmissions HF, les automatismes industriels, l'optoélectronique et la signalisation électrique, l'électro-ménager, l'automobile, la télévision, la radio médicale, la radiophonie, etc.

— Il devenait alors indispensable que soit édité cet ouvrage d'INITIATION A LA MICROINFORMATIQUE ET AU MICROPROCESSEUR afin que les techniciens, les ingénieurs et même plus simplement les curieux scientifiques puissent être à même de suivre et d'acquérir les bases de cette nouvelle technique.

Un volume broché de 136 pages, format 11,7 × 16,5, sous couverture pelliculée - 80 figures. Prix : 27 F.



## TABLES de MIXAGE et MODULES de MIXAGE

par Siegfried WIRSUM

Traduit de l'allemand par A. CORDAY

Ce petit livre contient l'essentiel de tous les problèmes concernant les appareils de mixage. Grâce aux descriptions claires et détaillées de l'auteur, les amateurs pourront réaliser eux-mêmes, et à bon compte, des appareils analogues aux prestigieux appareils professionnels, objets de leur convoitise.

### Extrait du sommaire :

Sources de signaux. Connexions. Fonctionnement des tables de mixage. Petites tables. Modules. Eléments spéciaux des tables de mixage. Alimentations batteries et secteur. Stéréophonie.

Volume de 144 pages, sous couverture pelliculée, format 12 × 16,5 - 78 schémas. Prix : 27 F.

En vente à la **LIBRAIRIE PARISIENNE de la RADIO**  
43, rue de Dunkerque - 75010 Paris

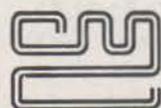
Conditions de vente par correspondance : jusqu'à 100 F : 15 % de la commande + 3 F Rdc facultatif ; au-dessus de 100 F : taxe fixe : 18 F Rdc obligatoire.

# Réseaux de distribution des semi-conducteurs



## A.E.G. TELEFUNKEN

- **Generim** : ZA de Courtabœuf, avenue des Andes, BP 88, 91403 Orsay. Tél. : 907.78.78.
- **Application Electronique** : 2-14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. - 10, rue du Chapeau Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (15.61) 42.64.28.
- **Sterc-Maissiat S.A.** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.
- **Debelle** : 13, rue Baptiste-Marcet, ZI Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (15.76) 21.50.27.
- **Facen Electronique** : ZI d'Heillecourt-Houdemont, 944 X, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (16.28) 51.00.05. - 110, avenue des Flandres, 59110 Wasquehal. Tél. : (16.20) 72.06.80. - 6, rue Emile-Rouze, 59000 Lille. Tél. : (16.20) 96.93.07. - ZI de Mundolsheim, rue Vauban, 67450 Strasbourg Mundolsheim. Tél. : (16.88) 20.20.80.
- **Actel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 657.81.50.
- **Tekimex** : 13, boulevard Voltaire, 75011 Paris. Tél. : 355.63.00.



## CML

- **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.



## DELCO

- **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.



## EXAR

- **Tekelec Airtronic** : BP 2, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. - 69, rue Bataille, 69008 Lyon. - 281, route d'Espagne, 31076 Toulouse Cedex. - 12, rue Gabriel-Fauré, 35000 Rennes. - Beau-Manoir VII, Allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. - 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg.

## FAIRCHILD FAIRCHILD

SEMICONDUCTORS

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony Cedex. Tél. : 666.21.12.
- **Feutrier** : avenue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33
- **Gros S.A.** : 13, avenue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. - 14, avenue du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : (28) 24.24.22.
- **Scientech S.A.** : 11, avenue Ferdinand-Buisson, 75016 Paris. Tél. : 609.91.36.
- **R.E.A. Distribution** : 9, rue Ernest-Cognacq, 92300 Levallois. Tél. : 758.11.11.
- **Dimex** : 12, rue du Séminaire, 94150 Rungis. Tél. : 686.52.10.
- **Sté Toutelectric** : 15-17, boulevard Bon-Repos, BP 406, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62-47-84.
- **S.R.D.** : 88, rue du Commandant-Magès, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.33.55/64.23.79. et 78.



## FERRANTI

- **Ceram** : 31, rue du Dr-Finlay, 78015 Paris. Tél. : 577.42.50.



## GENERAL ELECTRIC

- **Comptoir Commercial d'Importation** : 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 2. Tél. : 261.55.49.

### Dépositaires :

- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 09.69.81.
- **Autelec** : 3, rue du Lieu de Santé, 76000 Rouen.
- **Dime** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Dimel** : « Le Marino », avenue Claude-Farère, 83100 Toulon.

- **Radio MJ** : 19, rue Claude-Bernard, 75005 Paris.
- **R.I.D.** : Parc d'Entremont, 6, rue des Oeillets, 68170 Rixheim.



## GENERAL INSTRUMENT

- **Sterc Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.
- **Sorhodis** : 39, rue Dedieu, 69100 Villeurbanne.
- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Cogie** : 3, bd Anatole-France, 93304 Aubervilliers.
- **Idem** : 168, chemin de Lanusse, 31000 Toulouse.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge.



## I.T.T. INTERMETALL

- **Cogie-Cetronic** : 5, bd Anatole-France, 93304 Aubervilliers. Tél. : 834.91.07. - 8, rue Yves-Toudic, BP 112, 69634 Venissieux. Tél. : (78) 70.12.03.
- **Dime** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Disserel** : 32/36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **R.T.F.** : 73, avenue du Général de Gaulle, 92202 Neuilly. Tél. : 747.11.01.
- **Sefar** : 7/15, rue de Bezons, 92400 Courbevoie. Tél. : 333.59.21.
- **Fachot-Electronique** : 5, bd Robert Sérot, 57007 Metz Cedex. Tél. : (87) 30.28.63.
- **Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.
- **Caron** : 19, rue de Tournai, BP 93, 59230 St-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **Sertronique** : 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans Cedex 43. Tél. : (43) 84.24.60. - 2 bis, rue de la Paix, 76300 Sotteville-Les-Rouen. Tél. : (35) 72.78.86. - 42, quai Magellan, 44016 Nantes. Tél. : (40) 47.02.48. - 59, rue Alexandre Duval, 35000 Rennes. Tél. : (99) 30.78.78. - ZUP bd d'Armor, 22300 Lannion. Tél. : (96) 38.40.67.
- **Euromail** : ZI rue Frédéric-Joliot, BP 145, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (91) 26.58.11. - 8, rue du Port, 92100 Boulogne. Tél. : 605.60.97.
- **Electronique du Centre** : ZI BP 14, 63800 Cournon. Tél. : (73) 84.60.08. - 10, avenue du Général de Gaulle, 03000 Moulins. Tél. : (70) 44.37.23.

## Comptoirs de vente :

- **Adime** : 89, avenue P. Brossolette, 92120 Montrouge. Tél. : 655.89.89.
- **Ciel** : 4/6, rue Victor-Hugo, 94190 Ville-neuve-St-Georges. Tél. : 389.59.24.
- **Radio-Douane** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.
- **Radialex** : 74, rue de Vendôme, 69457 Lyon Cedex 3. Tél. : (78) 89.45.45. - 3, rue Moyrand, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 87.81.12.



## KERTRON

- **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604-52-75.

## MOSTEK

- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Cedex 137, 94150 Rungis Silic. Tél. : 687.23.13/31.36. ● **Martec** : 36, rue Louis-Pasteur, 92100 Boulogne. Tél. : 603.99.88.



## MOTOROLA SEMI-CONDUCTEURS

- **Sté Commerciale Toutelectric** : 15, bd Bonrepos, 31008 Toulouse. Tél. : (61) 62.47.84./62.40.42.
- **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Gros A.A.** : 13, rue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-Les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. - 14, avenue du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : (28) 24.24.22/32.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13/31.36.
- **Ets F. Feutrier Ile de France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.
- **Sté Celdis S.A.** : 53, rue Charles-Frérrot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.00.20.
- **Bellion Electronique** : 40, quai de l'Ouest, 29271 Brest Cedex. Tél. : (98) 80.38.00. - 3, rue Malakoff, 35100 Rennes. Tél. : (99) 79.26.33.



## NATIONAL SEMI-CONDUCTOR

- **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue des Andes, BP 88, 91403 Orsay. Tél. : 907.78.78.

- **Facen** : 2/6, rue Emile-Rouzé, 59000 Lille. Tél. : (20) 96.93.07. – 110, avenue de Flandre, BP 99, 59290 Wasquehal. Tél. : (20) 72.06.80. – Z.I. Heillecourt, 944 X, 54044 Nancy. Tél. : (28) 51.00.05. – Z.I. Vauban, 6, rue Vauban, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.20.80. – Centre de Gros, bd Lénine, 76800 St-Etienne des Rouvray. Tél. : (35) 65.35.73.
- **Sterc Maissiat** : 2, rue de Sévigné, 44010 Nantes Cédex. Tél. : (40) 71.45.75.
- **Application Electronique** : 14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.64.28.
- **S.C.A.I.B./Disten** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.
- **R.T.F./Distronique** : 73, avenue Ch. de Gaulle, 92202 Neuilly, Tél. : 747.11.01.
- **C.E.I.M.** : 2 B, rue de la Paix, 76300 Sotteville-les-Rouen. Tél. : (35) 72.78.86.
- **Ets Debelle** : 13, rue Baptiste Marcet, ZI Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 21.50.27.
- **Fime** : ZA La Cerisaie, 3, rue de Chevilly, 94262 Fresnes. Tél. : 666.95.01.
- **Central Automatismes** : 271, bd Pinel, 69200 Vénissieux. Tél. : (78) 74.06.28.



## PLESSEY

- **Plessey France** : 16 à 20, rue Pétrarque, 75016 Paris. Tél. : 727.43.49.
- **Sté Scientech** : 11, avenue Ferdinand-Buisson, 75007 Paris. Tél. : 609.91.36.

## RCA R.C.A.

- **Radio Equipements Antares** : 14/16, rue Baudin, 92301 Levallois-Perret. Tél. : 758.11.11.
- **Almex** : ZI, 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Tekelec** : Cité des Bruyères, rue Carle-Ver-net, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.



## RADIOTECHNIQUE COMPELEC (R.T.C.)

- **Hohl et Danner** : ZI BP 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. – Succursales : 59, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.11.86. – Nancy. Tél. : (28) 51.42.30.
- **Cedso** : 31, avenue du 18<sup>e</sup> R.I., 64000 Pau. Tél. : (59) 27.03.56. – 14, avenue Tolosane, 31520 Ramonville-Saint-Agne. Tél. : (61) 81.34.55. – Gradignan. Tél. : (56) 89.04.56.

- **Sté Electronique du Centre** : ZI, 63008 Cournon et BP 262, 63007 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 84.60.08.
- **Morin Industrie** : 15, place de la Grange, 37300 Tours. Tél. : (47) 55.13.46. – 52, avenue Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle-Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.
- **Sanelec** : 236, rue du Fg-d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 97.93.21.
- **Sertronique (C.E.I.M.)** : 2 bis, rue de la Paix, 76300 Sotteville-les-Rouen. Tél. : (35) 72.78.86. – 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans. Tél. : (43) 84.24.60. – ZUP 22300 Lannion. Tél. : (96) 38.40.67. – 42, quai Magellan, 44016 Nantes. Tél. : (40) 47.77.01. – 59, rue Alexandre-Duval, 35000 Rennes. Tél. : (99) 30.78.78.
- **Omnitech** : 15/21, rue Camille-Flammariion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.
- **R.T.F. Diffusion** : 59-63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. : 533.69.43.
- **S.M.D. Promo Electronique** : 49, rue Dabray, 06000 Noce. Tél. : (93) 84.60.28.
- **Disserel** : 32 à 36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Rhonalco/Isolants du Rhône** : 45, rue des Eaux-Claire, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 96.75.63. – 4, rue Roger-Bréchan, 69003 Lyon. Tél. : (78) 53.00.25.
- **Ets Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.
- **Vedeché Electronique** : 45, rue Saint-Basile, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.01.82.
- **Omni-Tech boutique** : 82, rue de Clichy, 75009 Paris. Tél. : 874.18.88./280.04.86.

## SEMIKRON SEMIKRON

- **Serreau Electronique** : 24, rue des Tilleuls, 35510 Cesson-Sévigné. Tél. : (99) 00.12.51.
- **Fachot Electronique** : 5, bd Robert-Sérot, BP 321, 57007 Metz Cédex. Tél. : (87) 30.28.63/33.67.
- **Sodimep** : 8, avenue Léon-Viala, 31400 Toulouse. Tél. : (61) 52.01.21.
- **Banelec** : 12, rue Louis-Rolland, 92120 Montrouge. Tél. : 655.43.43.
- **Radio-Voltaire** : 150 et 155, avenue Ledru-Rollin, 75011 Paris. Tél. : 357.50.11.
- **Goirand** : 1, rue des Résistants, 38400 Saint-Martin-d'Herès. Tél. : (76) 87.30.61.
- **Caron Frères** : rue de Tournai, BP 93, 59230 Saint-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **O.E.S.O.** : rue Saint-Léonard, 87000 Limoges. Tél. : (55) 77.18.71.
- **Sanelec** : 236/240, rue du Fg-d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 52.11.21.
- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert Rochereau, 33041 Talence. Tél. : (56) 91.13.92.

- **A.S.N.-Diffusion** : 86, avenue du Général-Leclerc, 94700 Maisons-Alfort. Tél. : 207.24.03/899.30.32.
- **Daban** : 3 bis, rue Pierre Loti, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.54.64.
- **D.E.E.** : 87 bis, rue Sainte, 13007 Marseille. Tél. : (91) 33.16.68/33.14.84.
- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **E.T.N.** : 8, rue de la Croix-d'Yonville, 76042 Rouen Cedex. Tél. : (35) 88.51.51.
- **Morin Industrie** : 52, avenue Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle-Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé des Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.
- **Tarbelec** : 45 bis, place du Foirail, 65003 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.
- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38041 Grenoble. Tél. : (78) 09.69.81.
- **Charlas** : 38, avenue Alsace-Lorraine, 38000 Grenoble. Tél. : (78) 44.29.02.
- **Isa Electronique** : 52, rue d'Achères, 78600 Maisons-Laffitte. Tél. : 962.90.61.
- **Dixel** : 17, bd Richelieu, 92500 Rueil. Tél. : 977.00.12.



## SESCOSEM

- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33401 Talence. Tél. : (56) 80.24.70. – « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.
- **Sodimep** : 8, avenue Léon-Viala, 31400 Toulouse. Tél. : (61) 52.01.21.
- **Cabus et Raulot** : 59, rue du Village, 13291 Marseille Cédex 2. Tél. : (91) 47.97.76.
- **Dimel** : Le Marino, avenue Claude-Farère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.
- **Sèdre** : 8, place Paul-Mistral, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.68.74. Points de vente : 5, bd des Diables-Bleus, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.90.12. – 27, rue Voltaire, 42100 Saint-Etienne. Tél. : (77) 32.80.57. – 10/12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.96.
- **Codirel (Codicom)** : 105, rue Sadi-Carnot, 93170 Bagnole. Tél. : 287-49-99. – Rue du Grand-Véon, 10000 Troyes. Tél. : (25) 72.24.12.
- **D.I.E.L. (Codicom)** : 73, avenue Pierre-Larousse, 92240 Malakoff. Tél. : 656.70.44.
- **G.E.D.I.S.** : 165/167, rue J.-P. Timbaud, 92400 Courbevoie. Tél. : 788.50.13. – 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. : 604.81.70. – 2, place Gustave-Eiffel, Silic 240 94528 Rungis Cédex. Tél. : 686.03.86/05.81.

- **S.I.D.E. (Codicom)** : 34, avenue Robert-Schuman, C2 Résidence de l'Europe, 59370 Mons-en-Barœul. Tél. : (20) 51.32.42. – Résidence Front de Seine, 41, quai du Havre, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.22.99.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.
- **Centre Electronique diffusion** : ZI 2, rue de l'Industrie, BP 2, 63800 Cournon d'Auvergne. Tél. : (73) 92.14.77.



## S.G.S. ATES

- **Auverlec** : 2, rue de l'Industrie, ZI Cournon, 63002 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 92.14.77.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.
- **D.E.L.** : 8, rue des Frères Bertrand, 69632 Vénissieux. Tél. : (78) 69.36.29. – Rue de l'Escaut, ZI de Saint-Apollinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45.
- **Delta Electronique** : ZI Rue Louis-Arman, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (91) 27.31.54.
- **Direct** : 151, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.
- **Irsutti** : 25/27, rue du Mont d'Arène, 51100 Reims. Tél. : (26) 88.31.29.
- **Malbec** : 17, rue du Luxembourg, ZI, 37100 Tours 02 (47) 54.43.96.
- **Sérime** : BP 501, ZI, 59113 Seclin. Tél. : (20) 96.93.30.
- **Spélec Composants** : 89, rue Riquet, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72/93.56. – 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98.
- **Auritronic** : 150, bd d'Alsace-Lorraine, 94170 Le Perreux. Tél. : 871.04.53.
- **Euromail** : 8, rue du Port, 92000 Boulogne. Tél. : 603.12.72. – ZI, rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (91) 26.58.11.
- **Gallec** : Centre des Fontenelles, 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre. Tél. : 774.76.86.
- **Nadis** : 91, rue de la Jonquière, 75017 Paris. Tél. : 229.55.82/48.



## SIEMENS

- **Asterlec** : 5 bis, rue S.-Gryphe, 69007 Lyon. Tél. : 72.88.65.
- **Baltzinger** : 18/26, route du Général-de-Gaulle, 67300 Strasbourg-Schiltigheim. Tél. : 33.18.52. – 11, avenue Foch, 57000 Metz. Tél. : 69.18.90. – 131, avenue d'Alt-kirch, 68200 Mulhouse. Tél. : 44.72.41. – 61/63, rue de la Justice, 54320 Nancy-Maxeville.

- **Cibot Radio** : 1 et 3 rue de Reuilly, 75580 Paris Cédex 12. Tél. : 307.23.07. – 136, bd Diderot, 75012 Paris. Tél. : 307.23.07.
- **Del** : 45, rue Gabriel-Péri, 78210 Saint-Cyr-l'Ecole. Tél. : 460.65.70.
- **Erel** : 6, rue Crozatier, 75012 Paris. Tél. : 345.80.80. – 158, bd Brandenburg, 33000 Bordeaux. Tél. : 50.84.06.
- **Euromail** : ZI, rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : 26.58.11.
- **Flagelectric** : 47, rue Jules-Verne, ZI du Brézet, 63100 Clermont-Ferrand. Tél. : 92.13.46. – 15, rue de la Gare, 15000 Aurillac. Tél. : 48.20.44. – Rue Benoît d'Azy, 03100 Montluçon. Tél. : 05.24.46. – 30, rue de Villars, 03000 Moulins. Tél. : 44.41.21. – 24, rue Ampère, ZI Cusset, 03200 Vichy. Tél. : 98.96.14.
- **Toute la Radio** : 25, rue Gabriel-Péri, 31000 Toulouse. Tél. : 62.31.68.
- **Brosse** : 7, rue de la Verrerie, 44000 Nantes. Tél. : 73.75.77.
- **O.E.S.O.** : 24, rue D. Papin, 16000 Angoulême. Tél. : 92.27.77. – ZI Périgny, 17000 La Rochelle. Tél. : 53.16.35. – 8, avenue de la Libération, 87000 Limoges. Tél. : 77.18.71. – 51, Grande Rue, 17100 Saintes. Tél. : 93.04.18.
- **O.R.T.A.M.** : 11, rue de Crouy, 59100 Roubaix. Tél. : 70.24.16.
- **R.T.D.** : 4, rue Y. Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.
- **Stockelec** : 16/18, rue d'Alger, 72000 Le Mans. Tél. : 28.11.54.
- **Fadico** : 20, rue Lazare-Carnot, 56100 Lorient. Tél. : (97) 21.49.96.



## SILEC

- **Comerel** : 15, rue du Colonel-Delorme, 93100 Montreuil. Tél. : 374.50.98.
- **Gallec Electronique** : Centre Commercial, 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre. Tél. : 774.76.86. – 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 566.92.89/734.25.65.
- **National Distribution** : 91, rue de la Jonquière, 75017 Paris. Tél. : 229.55.48/229.55.82.
- **Spelec Composants** : 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.16.96. – 89, rue Riquet, 31071 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72.
- **Auverlec, Pierre Gouteyron S.A.** : 2, rue de l'Industrie, 63800 Cournon BP 49. Tél. : (73) 92.14.77.
- **Pellet & Solignac** : rue de l'Escaut, ZI de Dijon, St-Apollinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45. – 10, avenue de Romans, BP 38, 38360 Sassemaing. Tél. : (76) 88.40.11.
- **Serime** : ZI A, BP 501, 59113 Seclin. Tél. : (20) 96.93.30.

- **Ets P. Gouteyron** : 17/21, rue Fulton, ZI Nord, 87100 Limoges. Tél. : (55) 37.42.81.
- **Docks Electroniques Lyonnais** : 8, rue des Frères L. & E. Bertrand, 69632 Venissieux. Tél. : (78) 69.36.29.
- **Sté de Représentation et de Distribution** : 88, rue du Cdt Mages, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.33.55/64.23.79.
- **Agence Silec de Metz** : 36, rue des Jardins, Ban St-Martin, BP 1, 57023 Longeville-les-Metz. Tél. : (87) 30.39.39.
- **Rime** : rue de la Butée, BP 38, 44800 St-Herblain. Tél. : (40) 46.12.00.
- **Remi** : 18, rue Simon, 51100 Reims. Tél. : (26) 40.10.14/40.06.61/40.15.72.
- **Direct** : 151/153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.
- **Monsieur Kinder, Agent** : 1, rue P. Ristelhuber, 67100 Strasbourg-Meinau. Tél. : (88) 39.29.29/39.18.02.
- **St Malbec & Cie** : 17, rue de Luxembourg, ZI, BP 78, 37002 Tours Cedex. Tél. : (47) 54.43.96.



## SILICONIX

- **Almex** : ZI d'Antony, 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél. : (56) 80.24.70 – 119, rue des Fontaines, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 42.78.82. – « Le Moulin Apparent », rte de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, ZI Silic, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.
- **Elic 38** : 8, rue du Grand-Sablon, 38700 La Tronche. Tél. : (76) 42.17.47. – 156, avenue Gabriel-Péri, 69120 Vaulx-en-Velin. Tél. : (78) 68.31.14.
- **Sodime** : 192, rue Gustave-Flaubert, 63007 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 93.06.21.
- **Alrodis** : 40, rue Villon, 69008 Lyon. Tél. : (78) 69.59.52.
- **Baltzinger** : 18/26, route du Général-de-Gaulle, 67300 Schiltigheim. Tél. : (88) 33.18.52.
- **Sanelec Electronique** : 236, rue du Fg d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (16.20) 97.93.21.



## TELEDYNE PHILBRICK

- **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 33.33.89. – 93, route des Fusillés de la Résistance, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.

- **Dimel** : avenue Claude-Farère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.
- **E.R.N.** : 20, rue des Acacias, 75017 Paris. Tél. : 755.88.40.
- **Léonard** : 236, rue Sadi-Carnot, 59320 Haubourdin. Tél. : (20) 50.43.00.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé des Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.
- **Sterc Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cédex. Tél. : (40) 71.45.75.



## TEXAS INSTRUMENT

- **Fachot Electronique** : 5, bd Robert-Sérot, BP 321, 57007 Metz Cedex. Tél. : 30.28.63/33.67.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.
- **Radio-Voltaire** : 7, avenue Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.
- **Radialex** : 74, rue Vendôme, 69457 Lyon Cédex 3. Tél. : 89.45.45.
- **Eltec** : 58, rue Dammartin, 59100 Roubaix. Tél. : (20) 70.56.19/70.34.43.
- **Tekelec Airtronic** : 12, rue Gabriel-Fauré, 35000 Rennes. Tél. (99) 50.62.35. - 281, route d'Espagne, 31300 Toulouse Cédex. Tél. : (61) 40.24.90/40.38.77. - Cité des Bruyères, rue Carle Vernet, BP 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. - 69, rue Bataille, 69008 Lyon. Tél. : (78) 74.37.40. - 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 61.06.43. - Beaumanoir 7, Allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. Tél. : (91) 27.66.45.
- **Tisco France** : 9, place de Bretagne, 35000 Rennes. Tél. : (99) 79.54.81. - L'autan, 100, Allée de Barcelone, 31500 Toulouse. Tél. : (61) 21.30.32. - La Boursièdière, bât. A, RN 186, 92350 Le Plessis Robinson. Tél. : 630.23.43. - 1, avenue de la Chartreuse, 38240 Meylan. Tél. : (76) 90.45.74/49.72 - Quartier Gavet, 83500 La Seyne-sur-Mer. Tél. : (94) 94.85.11. - BP 5, 06270 Villeneuve-Loubet. Tél. : (93) 20.01.01.
- **Electron** : 20, avenue Honoré-Serres, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.82.85.
- **Tarbelec** : 45 bis, place du Foirail. 65090 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.
- **Revimex** : 23, bd Victor-Hugo, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 47.89.05.
- **Parinor** : 104, rue de Maubeuge, 75010 Paris. Tél. : 878.65.55/526.50.24.
- **Electronique MS** : 89/93, rue des Alpes, 94533 Rungis Cedex L 180 Tél. : 687.25.16.
- **Industrielle Electronique** : 19, rue Louis Grobet, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.52.06.
- **Sofer** : Zi Est, 83130 La Garde. Tél. : (94) 24.12.79.

ESF

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

Collection « Technique Poche »  
UN SUCCÈS SANS PRÉCÉDENT !  
2 NOUVEAUX TITRES

## Montages électroniques divertissants et utiles

par H. Schreiber



N° 5

L'électronique de divertissement relève des applications plus ou moins inattendues, étonnantes et spectaculaires de l'électronique.

Pourtant, l'électronique est une science, plutôt sérieuse, imposante et respectable.

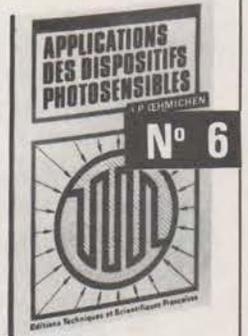
L'auteur de ce livre montre que l'un n'exclut pas l'autre, et qu'on peut très bien, tout en s'amusant, acquérir des connaissances précieuses et solides. Il décrit, avec ce talent pédagogique qui a déterminé le succès de ses nombreux ouvrages, des montages simples, divertissants et néanmoins utiles, qu'il a lui-même réalisés.

Et puisque l'auteur de ce livre est également renommé pour son souci du détail, vous n'aurez aucune difficulté à le suivre, dans la compréhension aussi bien que dans la réalisation des montages qu'il vous propose.

Un ouvrage de 120 pages, format 11,7 x 16,5, 75 schémas et illustrations, couverture couleur pelliculée. Prix : 19 F.

## APPLICATIONS DES DISPOSITIFS PHOTOSENSIBLES

par J.-P. Ehmichen



N° 6

Un livre réalisé pour faire connaître et utiliser tous les dispositifs sensibles à la lumière et les circuits électroniques qui les accompagnent.

Le présent ouvrage ne nécessite qu'une connaissance tout à fait sommaire des éléments de l'électronique : il est accessible à tous les techniciens et amateurs, même débutants, qui désirent réaliser ces appareils passionnants où la lumière joue un rôle (posemètres, photomètres, comptage d'objets, barrages, commandes invisibles, etc.).

Toutes les réalisations, employant les moyens les plus modernes de l'électronique, sont données avec de nombreux détails sur la mise au point (qui ne nécessite que quelques piles et un bon contrôleur universel). On peut augmenter le nombre d'appareils réalisables par associations de parties des différents exemples.

Des références pratiques et même des adresses de fournisseurs complètent ce livre, en faisant un outil de travail facile à utiliser.

Un volume de 120 pages, format 11,7 x 16,5, 76 schémas et illustrations, couverture pelliculée en couleur. Prix : 19 F.

En vente chez votre libraire habituel et à la

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

(Aucun envoi contre remboursement Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande En port recommandé + 3 F)

# NOUVEAUTÉS



## Nouvelles d'Australie

### Du soleil d'Australie pour l'exportation

Un groupe de physiciens de l'Université nationale australienne a réalisé, au stage expérimental, une centrale qui ouvre d'intéressantes perspectives sur les possibilités d'utilisation industrielle de la chaleur solaire.

Son principe est de capter les ondes solaires au moyen de miroirs paraboliques orientés par un ordinateur et d'utiliser la chaleur concentrée au foyer de ces miroirs pour décomposer de l'ammoniac. L'azote et l'hydrogène ainsi obtenus sont alors dirigés sur une centrale où, par synthèse, on reconstitue l'ammoniac en récupérant de la chaleur.

Selon le Dr Carden qui dirige ces recherches, cette méthode rationnelle permet l'exploitation économique de l'énergie solaire.

Ainsi, l'Australie qui dispose d'immenses espaces improductifs mais bien ensoleillés, pourrait, à long terme, produire, stocker et exporter une source énergétique comme l'hydrogène ou un produit de base comme les engrais azotés.

### Energie solaire : Un capteur de grand rendement

Une nouvelle méthode, plus économique et plus efficace permet de domestiquer l'énergie lumineuse du soleil en obtenant des températures dépassant 200 °C.

Le principe de l'installation élaborée par le Dr Harding et le Dr Window, de l'Université de Sydney, est d'utiliser une batterie de tubes en verre, enduits d'un revêtement métallique et placés sous vide. Grâce à cette pellicule métallique, on obtient un taux d'absorption de 83 % pour une déperdition de 3 % seulement.

Selon le directeur de la Fondation australienne des sciences physiques de l'énergie solaire, le professeur Messel, la commercialisation de ce procédé sera possible d'ici 3 à 5 ans. Il s'agirait d'une découverte scientifique de la plus haute importance grâce à laquelle, dans un avenir rapproché, 33 % de la consommation totale d'énergie dans le monde pourrait être assurée par le soleil.

### Première implantation d'une oreille électronique

C'est au Royal Victoria Eye and Ear Hospital qu'aura lieu la première implantation, en Australie, d'une oreille électronique. Il aura fallu sept années de recherches et d'études de la part de nombreux spécialistes, soit soixante années de travail humain, selon le professeur Graeme Clarck qui dirige le groupe, pour réaliser cet appareil.

Essentiellement, il s'agit d'un mini-ordinateur de 25 mm de long qui sera inséré sous la peau. Celui-ci est destiné à capter les impulsions électriques que lui transmet un petit appareil radio, porté extérieurement, qui transforme les ondes sonores en signaux. Ces derniers sont reçus par un faisceau de dix élec-

trodes dont l'épaisseur n'excède pas celle de trois cheveux et qui fera trois tours complets autour du limaçon. (Cette partie de l'oreille interne qui contient les terminaisons du nerf auditif).



Grâce à ce dispositif, les sourds auxquels les appareils auditifs n'avaient pu jusqu'ici apporter aucun soulagement, soit 1 % de la population, pourront enfin entendre et mener une vie plus normale.

### Diagnostics à l'ordinateur

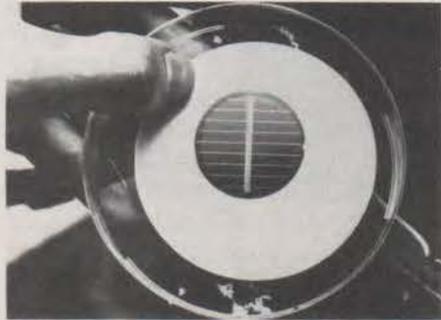
Pour diagnostiquer une bronchite ou un emphysème, un hôpital australien a innové un système d'enregistrement sur cassettes de diverses mensurations pulmonaires qui permet, en outre, de suivre l'évolution de la maladie. Pour cela, le malade est placé dans une chambre de diagnostic (pléthysmographe), reliée à un ordinateur qui fournit immédiatement des renseignements tels que : capacité pulmonaire, pression, volume d'air expiré, etc. Ceux-ci sont enregistrés sur cassettes et classés. Cette méthode est utilisée depuis janvier 1976 au Prince Henry Hospital de Sydney.



## Vers la conversion économique de l'énergie solaire en électricité

Une cellule solaire simplifiée qui a été mise au point par les chercheurs de l'Université de Nouvelle-Galles du Sud, permet d'obtenir un meilleur rendement pour un prix de revient moins élevé.

Cette cellule, appelée MIS (Métal-Iso-lant-Semi conducteur) est constituée par cinq épaisseurs comportant, au centre, une lamelle de silicium, oxydée superficiellement à haute température.



L'originalité du MIS est d'utiliser ce sandwich d'oxyde de silicium comme collecteur. Ainsi, le prix de revient a-t-il pu être réduit de 50 % et pourra, semble-t-il, être ramené à 10 % seulement du prix des cellules classiques qui est sensiblement élevé.

Avec le MIS, les Australiens ont réussi à obtenir 618 millivolts, alors que les cellules utilisées actuellement dépassent rarement 600 mV. Les Australiens ont bon espoir d'atteindre au moins 680 mV avec ce système.

## Thermistance CTP sans résistance auxiliaire pour la télévision

Avec la T 223, Siemens lance sur le marché une combinaison de deux thermistances CTP servant à la démagnétisation du tube image à masque. La T 223, et c'est là son originalité, ne comporte pas de résistance auxiliaire, indispensable jusqu'ici pour faire tomber le courant de démagnétisation à près de zéro, lors de l'arrêt de l'appareil. La conception thermique des nouvelles thermistances permet, sans résistance auxiliaire, d'amener le courant résiduel à près de zéro.

Pour obtenir des images en couleur de bonne qualité, il faut que le tube image soit démagnétisé à chaque mise sous tension du récepteur. Les modifications provoquées par un champ magnétique parasite peuvent apparaître dès qu'un appareil est changé de place. Il s'est en outre avéré que dans les foyers équipés

d'un grand nombre d'appareils électroménagers, il existe toute une série de sources magnétiques parasites, sources qui créent une induction rémanente dans le masque et modifient la trajectoire des électrons. Les thermistances CTP fonctionnant automatiquement et sans usure sont placées dans un bobinage entourant le verre et garantissent la bonne qualité des images.



Mais pour que la démagnétisation ne provoque pas, elle-même, de nouveaux parasites, il faut que l'influence du champ généré soit rapidement neutralisée. Les thermistances sont traversées par un flux de courant de travail et échauffées, le blocage du courant augmentant avec l'accroissement de la température.

Les thermistances CTP sont réunies par paire, l'une sert à l'échauffement de l'autre qui, elle, assure la régulation. Comme l'élément d'échauffement permet d'atteindre 170°C au lieu de 80°C, le blocage est atteint sans résistance supplémentaire. C'est le dopage spécial de la céramique de la thermistance CTP qui a permis de parvenir à une telle température.

Siemens, 39-47, bd Ornano, 93100 Saint-Denis.  
Tél. : 820.61.20.

## Tapis de sécurité pour protection des machines dangereuses

Le nouveau tapis de sécurité fabriqué par Herga Electric LTD, permet de protéger les aires de sécurité autour des machines lorsque les systèmes mécaniques classiques sont impraticables.

Le tapis est placé sur le sol dans la zone à protéger et coupera l'alimentation de la machine lorsque quelqu'un marchera dessus.

La machine ne peut pas redémarrer tant que la personne n'a pas quitté le tapis.

Les tapis de sécurité Hergair ne contiennent aucune commutation électrique et, par conséquent, sont utilisables en ambiance humide, poussiéreuse ou en présence de liquides corrosifs.

Tous les composants électriques sont contenus dans un boîtier de contrôle séparé contenant le générateur de circulation d'air. Cet air circule dans les canalisations souples solidaires du tapis. Toute variation dans le débit d'air, provenant lorsque l'on s'appuie sur le tapis et pince le tube, est détectée par le système de contrôle. Ce nouveau système breveté est à sécurité complète car il fonctionne si le tapis est endommagé.

Les tapis Hergair supportent l'impact de lourdes charges et ne demandent aucune maintenance. Les tapis peuvent être utilisés dans toutes les conditions ambiantes normales dans les usines aussi bien qu'à l'extérieur. L'usage de matériaux résistant à la corrosion les rendent aptes à l'utilisation dans l'industrie alimentaire.

Des versions antidéflagrantes existent également.

Les tapis Hergair sont économiques car ils ne demandent aucun assemblage ni de préparation particulière des sols.

Un système complet comprenant un tapis et sa boîte de contrôle peut être installé pour moins de 1 000 F.

Diode France, 1, allée des Platanes, 94260 Fresnes; tél. : 666.98.01.

## Sonde pour oscilloscope

Cette nouvelle sonde pour oscilloscope, référence 88000, a une bande passante s'étendant du continu à 70 MHz. Proposée à un prix extrêmement compétitif, ce type de sonde répond aux exigences de la plupart des utilisateurs.

Les caractéristiques principales de la sonde 88000 sont les suivantes :

- Bande passante : du continu à 70 MHz min.
- Temps de montée : inférieur à 5 ns
- Précision sur le signal : inférieur à 3 % (quelle que soit la valeur du signal d'entrée)
- Atténuation : 10 : 1  $\pm$  1 % pour des oscilloscopes ayant une impédance d'entrée de 1 M $\Omega$
- Capacité d'entrée : 12 pF nominal dépendant de la capacité d'entrée de l'oscilloscope
- Gamme de compensation : pour des oscilloscopes présentant une capacité d'entrée de 45 pF max.



- Tension de service max.: 500 V c.c. ou 350 V eff.

**Serme**, 24 rue Jacques Baudry  
75015 Paris ; tél. : 532.23.80.

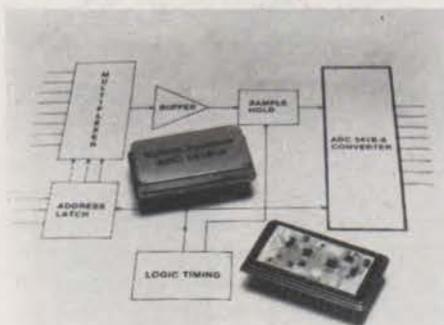
## C.A.N. rapide

Hybrid Systems annonce la commercialisation d'un nouveau convertisseur analogique numérique rapide, de faible coût, en construction hybride.

Référencée ADC 541, cette série offre une résolution de 8 bits, avec un temps de conversion de 10 microsecondes, pour une consommation maximum de 700 mW. Tous les modèles sont livrés en boîtiers métalliques, DIL 24 broches, hermétiquement scellés.

Les ADC 541-8 sont disponibles en trois gammes de température: 0 à +70°C, -25 à +85°C, et -55 à +125°C.

**Comsatec**, 14-16 rue Baudin 92300  
Levallois Perret ; tél. : 758.59.10



## Un nouveau wobulateur 2,5 GHz

Wavetek annonce un nouveau wobulateur, le modèle 2002 dont la gamme de fréquence s'étend de 1 MHz à 2,5 GHz en quatre bandes.

Grâce à son changement automatique de gamme disponible en option le modèle 2002 peut balayer toute sa gamme de fréquence, ou un nombre quelconque de bandes adjacentes, en une seule wobulation.



Le niveau de sortie est de +13 dBm (20 milliwatts) nivelé à mieux que  $\pm 0,5$  dB dans toute la gamme de fréquence. Un atténuateur étalonné par bond de 10 dB plus vernier continu donne une dynamique de +13 dBm à -77 dBm.

La linéarité du balayable est meilleure que 1%. La FM résiduelle est inférieure à 5 kHz crête et les produits non harmoniques sont pratiquement indétectables dans la plus grande partie de la gamme.

Un système de marqueurs à quartz de précision  $5 \cdot 10^{-5}$  couvre toute la gamme de fréquence en harmoniques de 1, 10, 50 et 100 MHz.

Un réglage de la pente en option permet de compenser les pertes fonction de la fréquence dans le montage d'essai et de présenter une courbe de réponse réelle.

**Elexo**, 8 rue Sainte-Lucie 75015 Paris ;  
tél. : 577.95.70

## Sélecteur de ligne de télévision

Ce nouvel appareil de faible coût produit par Matthey permet d'utiliser n'importe quel oscilloscope comme un contrôleur de forme d'onde. Il entraîne



l'affichage des formes d'ondes de télévision de toute ligne voulue et, par

conséquent, réduit la fatigue de la vue dont peuvent souffrir les techniciens de la télévision qui n'ont pas accès à un contrôleur de forme d'onde.

Le sélecteur de ligne de télévision Matthey 2506 affiche effectivement l'information de ligne de télévision stable, ce qui est particulièrement utile quand des enregistrements photographiques sont demandés.

Des versions pour 525 lignes (NTSC, PAL-M), 625 lignes (PAL, SECAM) et 819 lignes (SECAM) peuvent être fournies.

**Johnson Matthey & Cie**, 12, rue de la Cour des Noues, 75020 Paris.

## Un amplificateur HiFi 35 W avec des Darlington complémentaires

Une nouvelle note d'application de chez RCA Solid State concernant un amplificateur haute fidélité de 35 watts utilisant des Darlington complémentaires BDX 33 et BDX 34 (AN 6423) est sortie de presse.

Cette note donne la description de l'amplificateur et ses principales caractéristiques à savoir : puissance efficace de sortie sous charge de 4 ohms : 35 watts.

Fréquence de réponse pour une puissance de 15 W : 29 Hz à 140 kHz. Distorsion inférieure à 0,15 % pour 15 watts de sortie.

Ces performances ainsi que la grande stabilité et fiabilité de l'amplificateur ont été possible grâce à l'utilisation de transistor Darlington en boîtier plastique (TO 220).

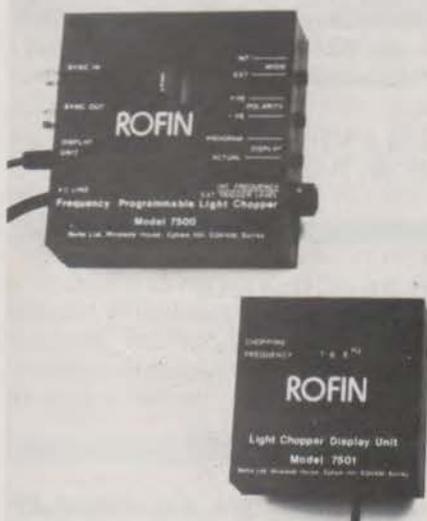
Ces Darlington BDX 33/34 sont spécifiés pour  $V_{ce0} = 45$  volts et  $I_c = 10$  amp.

Pour plus de détails voir feuille de spécification n° 683.

**RCA**, 32, rue Fessart, 92100 Boulogne.

## Hacheur optique compact programmable en fréquence de 10 Hz à 800 Hz

Le nouveau hacheur optique à fréquence variable modèle 7503 que présente Rofin Ltd., d'Egham (Angleterre) ne mesure que 101 x 101 x 30 mm, c'est-à-dire nettement moins que les autres appareils comparables. Il est fabriqué en série et proposé à prix modique pour servir d'éléments de base constitutif de divers appareils optiques (spectrophotomètres et densitomètres, par exemple) et dans des applications de laboratoires particulières telles que la détection sensible aux variations de phase, les mesures de fluorescence, de réflectance, d'absorption et les essais de stroboscopie.



Lorsque l'appareil est réglé sur le mode « programme », la fréquence de hachage peut être fixée sur une valeur quelconque entre 10 Hz et 800 Hz au moyen d'un potentiomètre incorporé, à 10 révolutions, la fréquence choisie étant directement affichée en Hertz sur l'organe d'affichage numérique. Lorsque l'appareil est commuté sur le mode « marche », la fréquence de hachage effective est affichée sur l'organe d'affichage.

Précision de réglage :  $\pm 0,5\%$  ou 1 unité sur la valeur affichée. Stabilité en fréquence :  $\pm 10^\circ$  de la phase. Alimentation sur secteur.

Par l'intermédiaire d'un raccord livré avec l'appareil, le hacheur peut être synchronisé sur le signal fourni par une logique transistor-transistor ou une source sinusoïdale externes. Dans ce mode de synchronisation par source extérieure, la phase du hacheur peut être réglée à volonté entre  $0^\circ$  et  $360^\circ$ .

Une prise de sortie permet de contrô-

ler la fréquence de hachage sur un compteur ou un oscilloscope ; cette fréquence peut, de même, servir à commander un appareil extérieur.

La fenêtre de l'appareil mesure 20 x 10 mm : elle présente un angle d'admission de  $28^\circ$  correspondant à une ouverture de  $f/2$ .

L'organe d'affichage à trois chiffres par diodes électroluminescentes est connecté par câble au hacheur proprement dit. Mesurant seulement 76 x 76 x 19 mm, il peut être monté sur le banc de travail ou sur panneau.

Optilas SA., La Petite Montagne, C.E. N° 1422, 91019 Evry Cedex.

## Nouveaux supports pour microprocesseurs et PROM

Deux nouveaux supports pour protéger les microprocesseurs et PROMS sont annoncés par Augat Interconnection Products.

Avec des supports conventionnels, les insertions et extractions multiples de ces circuits intégrés causent d'importants dégâts aux pattes qui sont très fragiles. Les microprocesseurs 40 contacts et les PROMS 24 contacts, sont enfichés sur le support, et l'ensemble est soit monté sur un autre support CI ou soudé sur le circuit imprimé. Ce support ressemble à la série 500 déjà bien connue sur le marché pour sa haute fiabilité. Ces nouveaux supports ont un diamètre de queue de contact plus petit (0,45 mm) en phosphore bronze doré, pour résister à un grand nombre d'insertions et d'extractions. Ils sont entièrement fermés au bout afin d'éliminer les remontées de soudure, l'espace entre contact est de 2,54 mm et entre les ran-

gées 15,24 mm. La matière isolante est en thermoplastique UL 94 V - 0. Ces supports répondent aux conditions sévères d'environnement prévues par les spécifications militaires. Ils sont compatibles avec les supports CI actuellement sur le marché.

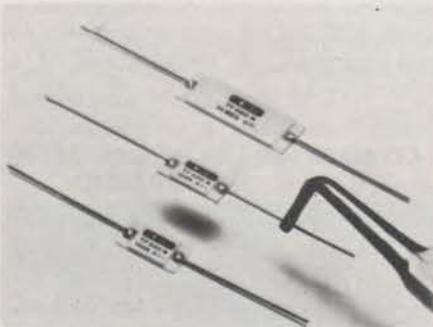
Le support pour microprocesseur est référencé 540 AG 70 D et le support pour PROM est 524 AG 70 D.

Augat Interconnection Products Division développe, fabrique et vend des panneaux, accessoires, supports, racks et des accessoires de connexion pour circuits IC intégrés et composants électroniques.

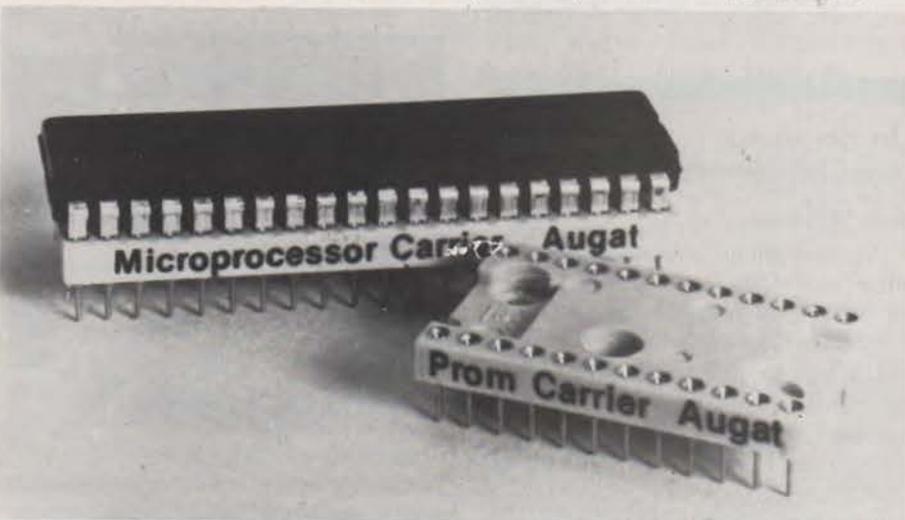
Augat, rue des Champs Lasniers, 91440 Bures sur Yvette ; tél. : 907.11.02

## Résistances de précision

La société Caddock, spécialisée dans la fabrication de résistances de très haute stabilité pour appareils de mesure, de contrôle, etc.... vient de sortir un nouveau modèle référencé « TF » plus par-



ticulièrement destiné à remplacer les résistances bobinées de précision car dans la gamme de valeur ohmique 1 kohm à 10 mégohms, elles permettent de réaliser une économie minimum par 100 pièces d'un rapport 1 à 2.



Les principales caractéristiques sont les suivantes :

- plaquette extra-plate à sorties axiales : 1,9 mm d'épaisseur pour 19 mm x 9,5 mm jusqu'à 2 mégohms et 38 mm x 12,7 mm jusqu'à 10 mégohms.
- Tolérance standard :  $\pm 0,1\%$  (jusqu'à  $\pm 0,01\%$ ) sur demande.
- Coefficient de température standard :  $\pm 15$  ppm (également  $\pm 10$  ou  $5$  ppm sur demande).
- Non-inductive.

Bicel, 35 bd de la libération, B.P. 63, 94300 Vincennes, tél. : 328.98.28

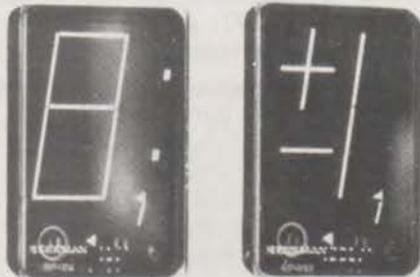
## Afficheur numérique 7 segments, 1 pouce, au néon.

Beckman, commercialise le module SP 101 dont les dimensions du caractère sont de 25,4 mm de hauteur, et de 13 mm de largeur.

Il offre un angle de vision de  $130^\circ$  et est aisément lisible, même en ambiance ensoleillée, à 18 m, avec une brillance de  $770 \text{ cd/m}^2$ .

Il offre une durée de vie minimum de 10 ans, un courant de segment de  $700 \mu\text{A}$  et une température ambiante de fonctionnement maximum de  $+70^\circ\text{C}$ .

Diode France, 1 allée des Platanes 94260 Fresnes Tél. : 666.98.01.



## Oscillateur « Horloge » compatible TTL

La Division Composants ITT, commercialise un oscillateur à faible coût en boîtier DIL, type 1 100 A pour application « Horloge », lorsqu'une fréquence précise et stable est nécessaire.

Les principales caractéristiques en sont :

Gamme de fréquence : 0,25 à 40 MHz ;



Stabilité globale :  $\pm 100$  ppm ;  
Gamme de température :  $0^\circ\text{C}$  à  $+70^\circ\text{C}$  ;  
Température de stockage :  $-55^\circ\text{C}$  à  $+125^\circ\text{C}$  ;  
Alimentation en tension :  $5 \text{ V} \pm 0,25 \text{ V}$  ;  
Alimentation en courant : 40 mA ;  
Sortance : 10 ;  
Temps de montée : environ 10 ns.

ITT, 1 avenue Louis Pasteur 92220 Bagneux Tél. : 253.31.39

## Calibrateur universel

La société Rotek annonce la sortie sur le marché français d'un calibrateur universel piloté par calculateur pour des opérations de contrôle totalement automatisées : le 600 IEEE.

Commercialisé depuis avril 77 aux USA et disponible maintenant en France, ce calibrateur universel divise par dix les temps de contrôle et les coûts.

D'autre part un software est disponible pour réaliser son check list de calibration en quelques minutes. Aucune expérience n'est nécessaire.

Tekelec Airtronic, cité des Bruyères, rue Carle Vernet B.P. 2 92310 Sèvres ; tél. : 027.75.35

## Console de visualisation ADM 3-A économique

Lear Siegler présente l'ADM 3-A une console de visualisation très économique avec curseur adressable, par l'ordinateur.

Sur un écran de 30 cm, l'ADM 3-A affiche 1 920 caractères en 24 rangées de 80 caractères.

Le clavier comporte 59 clés standard

plus un optionnel numérique de 10 touches.

La console, interfacée avec un ordinateur peut travailler soit en mode demi duplex, soit en plein duplex.

L'utilisation peut être ajustée à chaque système, standard, 9, 10, 11 bits par mot, un ou deux bits de stop, avec ou sans parité, pair, impair, et une gamme de vitesse de communication allant de 75 à 19 200 Bauds.



Il est immédiatement compatible avec tous les systèmes grâce à son interface boucle de courant 20 mA ou le standard EIA RS 232 C.

Technology Resources, 27-29, rue des Poissonniers, 92200, Neuilly sur Seine ; Tél. : 747.47.17.

## Un véritable amplificateur opérationnel de puissance

La Division circuits hybrides d'Intersil vient de mettre en production une véritable famille d'amplificateurs opérationnels de puissance.

Appelés ICH 8510, ICH 8520 et ICH 8530, ces circuits présentent des performances exceptionnelles en fournissant des courants de sortie allant jusqu'à 3 ampères sous des tensions de  $\pm 30$  volts.

Contrairement aux amplificateurs de puissance disponibles aujourd'hui ces

circuits sont de véritables amplificateurs opérationnels: leur gain (supérieur à 100 dB) est stable jusqu'à 0 dB.

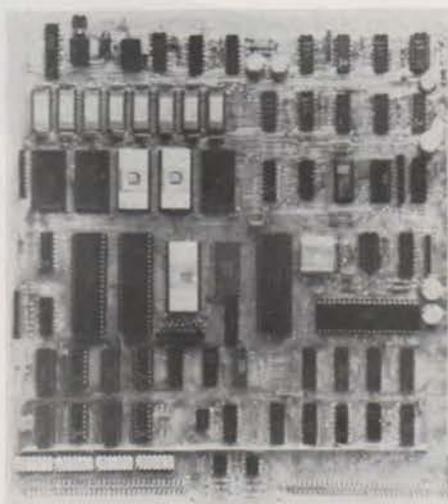
Ces ICH 8510/20/30 sont réalisés sur un substrat d'oxyde de béryllium pour un meilleur transfert de la chaleur au boîtier (T 03, 18 broches) tout en isolant électriquement le circuit du boîtier (ce qui est très rare dans ce type d'amplificateur).

A signaler aussi que ces amplificateurs sont protégés contre les court-circuits et qu'ils peuvent commander directement des charges inductives.

Ils sont proposés en version industrielle (-25°C, +85°C) et militaire (-55°C, +125°C).

Leur spécification ci-jointe est particulièrement détaillée (8 pages) et une note d'application est aussi disponible.

**Intersil**, 3 rue de Marly 78000 Versailles ; tél. : 953.47.08.



INTEL MDS 800, et ultérieurement, un PLM en ROM.

**Martec**, 36, rue Louis Pasteur, 92100 Boulogne sur Seine ; tél. : 605.12.02.

à 1 250 mm d'eau. Les systèmes de contrôle Herga utilisent des interrupteurs standards qui sont homologués dans le monde entier et sont facilement disponibles.

Les systèmes spéciaux, qui ont été développés et ont fait leur preuve pendant ces douze dernières années, permettent à Herga de proposer un nouveau modèle standard pour lequel la fiabilité est associée à l'économie. Cette expérience permet également à Herga de fabriquer des interrupteurs entièrement spéciaux pour les demandes particulières des utilisateurs de volume.

Les interrupteurs à pression et à vide Herga sont actuellement utilisés à de nombreuses applications où ce type de contrôle n'aurait pu auparavant être envisagé économiquement. **Diode France**, 1, allée des Platanes 94260 Fresnes ; tél. : 666.98.01.

## Cartes microprocesseurs Z 80 pour développement et applications temps réel

La carte SDB 80, développée par Mostek en format Europa double, peut être fournie en deux versions :

- une version développement comportant, sous forme de 5 ROM de 2K bytes, un operating system et un assembleur éditeur,
- une version application, dans laquelle les supports de ROM sont laissés libres pour le logiciel application en REPRM ou ROM.

La carte comprend : une unité centrale Z 80, deux P 10, quatre compteurs timers, un UART, 4 ou 16 K bytes en RAM et une mémoire « scratch pad ». Les sorties sont bufférisées.

De nombreux « accessoires » matériels et logiciel peuvent être fournis. Parmi les matériels, citons, un coffret avec alimentation et connecteurs pour 6 cartes, une carte extension 16 K RAM, une carte extension 16 K RAM extensible à 64 K, comportant 4 portes entièrement bufférisées, une carte 16 K PROM avec deux PIO, un CTC et un UART, une interface pour console de dialogue à écran de visualisation, un programmeur de REPRM type MK 2708, un terminal vidéo, un émulateur et des cartes à wrapper et prolongateur.

Le logiciel proposé comporte des cross assembleurs FORTRAN 4 et

## Les interrupteurs à pression et à vide Herga

Une gamme complète d'interrupteurs Herga à pression et à vide est réalisée pour les fabricants d'équipement qui recherchent des produits économiques tout en ayant une grande solidité. Une gamme standard est disponible sur stock et de nombreuses variations à la demande sont possibles sur commande par quantités importantes.

Ces interrupteurs Herga sont particulièrement adaptés aux applications demandant un modèle compact et devant être utilisés avec des pressions et des vides relativement faibles de 50

## Selfs-Chips

La société Vanguard, vient de sortir deux nouveautés importantes dans le domaine des selfs-chips :

1) Selfs-chips subminiatures de la série 26 000 de 0,010 microhenry à 1000 microhenry ; dimensions : 2,5 mm au carré pour une hauteur maximum de 2,2 mm. La série 30 000 dont la valeur maximum est 100 microhenry a une hauteur de 1,65 mm.

2) Selfs-chips variables réglables par le côté (série 29 000 ; gamme de valeurs 0,018 à 120 microhenry) ou par le dessus (série 31 000 ; gamme de valeurs 0,018 à 1 000 microhenry).

**Bicel**, 14, rue de Fontenay 94300 Vincennes. Tél. : 328.98.28



## Testeur automatique de câblage sous haute-tension (1500 V)

La firme américaine P.W.R. vient d'introduire sur le marché un testeur automatique de câblage sous haute-tension (1500 V): Le TA-6.

Cet appareil permet les tests d'isolement sous les conditions suivantes :

- ajustement de la tension de test de 0 à 1500 V.
- réglage de la vitesse de test et de la résistance d'isolement.



Le TA-6, dont la capacité maximale est de 5 000 points, utilise des relais REED.

D'un prix particulièrement avantageux, il peut être destiné au test de continuité et d'isolement sur circuits imprimés, câblages et fonds de panier.

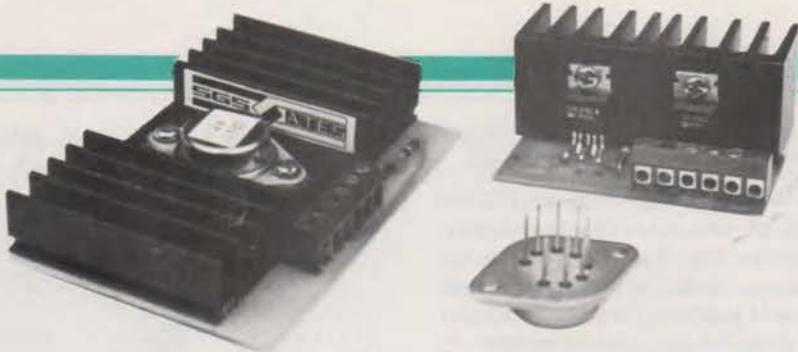
**Tekelec-Airtronic S.A.** Cité des Bruyères, rue Carle Vernet B.P. : 2 92310 Sevres Tél. : 027.75.35

## Contrôle économique pour servomoteurs avec le TDA 2002

Une nouvelle application vient d'être mise au point par SGS-ATES pour l'amplificateur intégré TDA 2002, normalement utilisé comme amplificateur audio de 8 W pour auto-radio.

Le nouveau circuit propose une solution fiable pour le pilotage de servomoteurs (voir schéma), et offre par rapport aux solutions traditionnelles, les avantages suivants :

- entrées à haute impédance, rendant cette application compatible avec les circuits TTL/MOS,
- faible dissipation avec fort courant de sortie ( $I_{max.} = 3,5 A$ ), garantie par des tensions de saturation faibles,
- gamme étendue de tension d'alimentation : de 8 à 18 V,
- dimensions réduites,



- protection contre les courts-circuits du moteur.

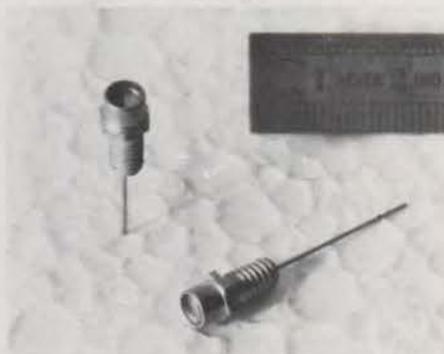
Pour réaliser cette application, on peut utiliser deux TDA 2002 en boîtier Pentawatt. Pour des applications spéciales où une fiabilité élevée est requise, le L 140 (version industrielle du TDA 2002) est disponible également dans une version à 2-chips, montés dans un boîtier métallique TO-3 à 8 pattes.

SGS-ATES France S.A. Le Palatino 17, avenue Choisy, 75643 Paris Cedex ; tél. : 584.27.30.

## Diode Laser à l'AsGa pour applications multiples

Ces diodes peuvent être utilisées dans de nombreuses applications. Jusqu'à maintenant, les incroyables possibilités des laser à l'arséniure de gallium fabriquées par ITT (STC) et commercialisées par la Division Instruments et Composants de SPI ITT ont effectivement supprimé tous les désavantages de ces applications.

D'un faible encombrement et d'un poids réduit, ces diodes peuvent fonctionner sur un montage de puissance à transistors. Elles sont robustes, ce qui



leur confère une excellente fiabilité. Très efficaces, même dans des conditions sévères, elles supportent des différences extrêmes d'humidité et de température.

Leur emploi est aussi varié qu'il est possible d'imaginer ou de prévoir. Il y a des applications évidentes dans les domaines des communications, photo-

graphie infra-rouge très rapide, marquage de film, sécurité, mesures de distance, procédés industriels, utilisations de défense, et bien entendu recherche au sens le plus large du terme.

Les diodes Laser ITT sont actuellement fabriquées à Paignton - le Centre de production de diodes laser le plus avancé d'Europe - après des années de recherche et de développement poursuivis par une équipe de plus de 20 scientifiques et ingénieurs.

Elles sont disponibles sous deux formes : hétérostructure simple pour impulsions courtes de puissance crête élevée (environ 10 W) et double hétérostructure pour des puissances moyennes comparables mais à haut rendement.

ITT 1, avenue Louis Pasteur 92220 Bagneux Tél. : 253.31.39

## Un circuit programmable pour montres digitales à cristaux liquides

Intersil annonce la disponibilité d'une nouvelle famille de circuits intégrés pour montres numériques à 6 digits LCD réalisée en technologie CMOS à grille métallique.

Le circuit standard de base ICM 7220 fournit heures, minutes, secondes, mois, jour du mois et jour de la semaine. Il peut fonctionner avec un cycle de 12 heures (avec indication « AM », « PM ») ou de 24 heures. Diverses options peuvent être sélectionnées par l'utilisateur au moment du câblage comme par exemple mise à l'heure rapide, écriture de la date « à la française » (jour et mois au lieu, de mois et jour), etc... D'autres options sont possibles : alarmes, graphismes divers pour signaler les jours, fonctions chronographe... par modification du dernier masque d'interconnexion au cours de la réalisation du circuit intégré. Ceci permet en particulier de « programmer » le circuit de base afin de répondre aux différents besoins de l'industrie horlogère.

A titre d'exemple Intersil propose

aussi un certain nombre de produits standards dérivés du circuit de base.

- ICM 7220 A : identique au 7220 il possède en plus une alarme qui peut être programmée à la minute près. Un poussoir permet de l'inhiber (pour ne pas être réveillé le dimanche par exemple) et de la remettre automatiquement en route (pour le lundi par exemple).

- ICM 7220 B : identique au 7220 il contient une horloge supplémentaire qui fournit l'heure située dans un autre fuseau horaire (utile pour les sociétés internationales ou les grands voyageurs).

- ICM 7220 C : possède toutes les fonctions du 7220 plus un chronographe à changement de gamme automatique. Sa résolution au départ est de 1/10 de seconde jusqu'à ce qu'il atteigne 59 mn 59 s 9/10 où il passe sur une résolution d'une seconde (1 h 0 mn 0 s) lui permettant ainsi un comptage jusqu'à 23 h 59 mn 59 s.

ICM 7222 : est une version standard du 7220 qui se connecte directement à un affichage BBC à 6 digits LCD disponible aujourd'hui (ref. LC 241156). Une option permet d'utiliser l'ICM 7222 avec ou sans alarme.

Tous les circuits de la série ICM 7220 ainsi que tous les autres produits horlogers Intersil contiennent la totalité de la circuiterie nécessaire à la réalisation d'une montre bracelet. Les seuls composants externes sont :

- 1 quartz 32 KHz
- l'afficheur LCD
- 3 boutons poussoirs simple contact
- 1 pile 1,5 V.

Intersil, 3, rue de Marly, 78000 Versailles ; tél. : 953.47.08

## Microprocesseur 4 bits pour applications industrielles

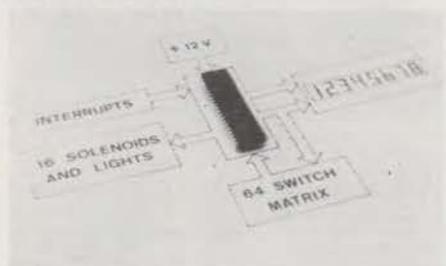
Le CR 1872 Western Digital est un microprocesseur MOS/LSI 4 bits parallèles conçu pour les applications économiques spécifiques de commande et de calcul.

Il ne nécessite pas de circuit périphérique de support puisqu'il possède incorporé sur le circuit, des registres de données, une ROM de commande, et un interface direct Entrée/Sortie.

Le CR 1872 a un jeu d'instruction simple mais puissant, qui ne demande pas de techniques de programmation pour être mis en œuvre.

Les applications essentielles sont les

calculateurs et périphériques intelligents, la commande de processus, les jeux, l'instrumentation.



### Caractéristiques

- 4 bits parallèles
- ROM 512 mots
- Arithmétique binaire ou BCD
- Mémoire 32 x 4
- Matrice d'entrée 16 x 4
- Sortie programmable 7 segments, plus 16 sorties statiques
- Horloge incorporée
- 4 indicateurs de programme
- Compatible TTL ou CMOS

Technology Resources, 27-29, rue des Poissonniers, 92200 Neuilly-sur-Seine ; tél. : 747.47.17.

## OX 712 nouvel oscilloscope présenté par Metrix

Metrix vient de développer l'oscilloscope OX 712 qui intéresse tous les techniciens de l'électronique ou l'électrotechnique, aussi bien pour la mainte-

nance, les postes de fabrication, que comme appareil de base en études. De par ses caractéristiques, il intéresse également l'enseignement technique.

Oscilloscope double voie de 15 MHz, il présente un affichage de 8 x 10 cm sur un tube avec électrode de postaccélération. Sa sensibilité est de 10 mV/cm avec possibilité sur les deux voies simultanées de 1 mV/1 cm à bande plus réduite.

L'intérêt de cet appareil pour l'utilisateur réside principalement dans la simplicité de mise en œuvre et la sécurité de fonctionnement. Ce résultat a été obtenu par une étude détaillée de l'ergonomie et de l'esthétique. Du point de vue fonctionnement, toute commande inutile a été supprimée et remplacée par des sélections automatiques liées au mode de fonctionnement et au réglage de vitesse. Les boutons poussoirs sont à action simple et le repérage du fonctionnement est évident.

Un soin tout particulier a été apporté aux circuits de déclenchement pour obtenir une synchronisation stable et précise.

La fiabilité, la facilité de fabrication et de maintenance ont été les guides du concepteur. L'appareil se démonte en quelques instants en quatre sous-ensembles dont tous les éléments sont facilement accessibles. L'appareil peut même être mis en fonctionnement ouvert à plat sur la table de travail grâce à des connecteurs souples dont la longueur est sans influence sur le fonctionnement.

Le nombre de réglages a été réduit de deux fois par rapport à un oscilloscope



conventionnel. L'appareil bénéficie de trois circuits intégrés spécialement étudiés dans ce but.

**ITT-Metrix (Annecy); tél.: 50 (52.81.02)**

## 75 W en boîtier versawatt

La SGS-ATES présente une nouvelle famille de transistors complémentaires développés en technologie épitaxiale et assemblés en boîtier plastique TO-220. Ils sont disponibles dans une gamme de tensions de 45 à 100 V, aussi bien en NPN qu'en PNP. Le courant continu de collecteur pour tous les types est de 12 A, et la puissance maximum dissipable avec  $T_{case} = 25^{\circ}C$  est de 75 W.

La basse tension de saturation, la linéarité du gain et la bonne robustesse rendent ces dispositifs particulièrement adaptés pour des applications dans le secteur grand public comme dans le secteur professionnel. Les applications typiques se trouvent dans les circuits de commande de relais, dans des régulateurs série/parallèle, et dans des étages complémentaires de sortie en application audio.

**SGS-ATES France S.A.**, 17 avenue de Choisy 75643 Paris Cedex; tél.: 584.27.30

## Cours et séminaires d'information sur les microprocesseurs organisés par Motorola

Pour tous ceux qui s'intéressent aux diverses possibilités offertes par les microprocesseurs, Motorola a mis sur pied des séminaires d'une journée et des ateliers de deux jours qui se tiendront dans nombre de grandes villes européennes d'ici la fin de l'année.

Le but de ces rencontres est de donner aux ingénieurs et autres spécialistes intéressés l'occasion de découvrir les plus récentes innovations intervenues dans le domaine des microprocesseurs et de leurs applications techniques.

Au programme des séminaires: les derniers produits de la famille M 6800, les microprocesseurs par tranche, les périphériques, les micromodules, et les outils de développement.

Les ateliers, quant à eux, ont été conçus pour permettre aux participants d'acquérir des connaissances pratiques sur le système opérationnel MDOS, le

Macro-Assembleur, le Chargeur de Liens, et les langages Fortran et Basic.

Voici les dates retenues:

Londres: 18 octobre (séminaire), 19/20 octobre (Atelier);

Bruxelles: 14 octobre (séminaire);

Utrecht: 10 octobre (séminaire);

Antwerp: 12/13 octobre (Atelier);

Milan: 22 novembre (séminaire);

Paris: 7 novembre (séminaire);

Francfort: 8 novembre (séminaire),

9/10 novembre (Atelier);

Hambourg: 6 décembre (séminaire),

7/8 décembre (Atelier);

Stuttgart: 20 septembre (séminaire);

21/22 septembre (Atelier).

Pour tous renseignements s'adresser aux bureaux de vente Motorola, aux distributeurs, ou bien directement à: Motorola Semiconducteurs S.A., 15-17, avenue de Ségur, 75007 Paris; tél.: 551.50.61

## Voici le microprocesseur CMOS « monobit » MC 14500 B

L'analyse des tâches effectuées par les microprocesseurs « multibit » actuels, et aussi par les logiques câblées, montre qu'un grand nombre de ces opérations ne portent en fait que sur un seul bit à la fois. La puissance de traitement des microprocesseurs multibit est donc souvent bien mal utilisée. De son côté, la logique câblée manque de souplesse pour s'adapter à des conditions différentes. A ces problèmes particuliers, Motorola apporte une réponse efficace et économique: l'Unité de Contrôle Industriel (ICU) MC 14500 B.

Ce microprocesseur monobit est utilisable dans tous les systèmes où les processus de décision sont basés sur des bits d'information uniques traités consécutivement. Ses applications principales sont la régulation du trafic routier, la commande des machines à copier, les programmeurs de séquences microprogrammées, les télécommunications à transmission de trains de bits en série, les équipements d'appel téléphonique et la commande des imprimantes, des claviers, des disques, etc...

Le microprocesseur ICU a un répertoire de 16 instructions de 4 bits. Ces instructions effectuent des opérations logiques sur des données transmises bit par bit sur une ligne bidirectionnelle et stockées dans un accumulateur de résultat d'une capacité d'un seul bit. Chaque instruction est exécutée en un seul cycle d'horloge.

Le fonctionnement du microprocesseur ICU est synchronisé par un signal

d'horloge monphasé qui est fourni par un oscillateur interne utilisant une résistance externe: l'horloge peut aussi être fournie par une source externe. Dans les deux cas, le microprocesseur peut être synchronisé avec d'autres systèmes. La fréquence d'horloge peut varier du continu (exécution pas à pas) à 1 MHz pour une tension d'alimentation de 5 V. Grâce à ses caractéristiques particulières, le MC 14500 B est plus performant que les microprocesseurs plus complexes pour des tâches aboutissant à des décisions.

Le microprocesseur monobit MC 14500 B est un circuit intégré CMOS statique contenu dans un boîtier 16 broches. Il peut fonctionner sur toute la gamme de tension et de température de la famille CMOS JEDEC série B. Ses périphériques peuvent être choisis dans toute la famille CMOS qui comprend plus de 100 composants. On peut ainsi réaliser pour chaque application un système parfaitement adapté utilisant éventuellement des composants et un logiciel spéciaux. Le microprocesseur ICU possède les qualités inhérentes à la technologie CMOS: immunité au bruit, consommation de quelques microwatts et possibilité d'utiliser des tensions d'alimentation comprises entre 3 et 18 V.

Un guide d'application de 100 pages est disponible chez Motorola.

**Motorola Semiconducteurs S.A.**, 15-17, avenue de Ségur, 75007 Paris; Tél.: 551.50.61

**LES JEUX  
DE LUMIERE**  
ET EFFETS SONORES POUR  
GUITARES ELECTRIQUES

B. Fighiera

**L'OUVRAGE PRATIQUE  
LE PLUS ATTENDU**

**LES JEUX  
DE LUMIERE**

ET EFFETS SONORES POUR  
GUITARES ELECTRIQUES

B. FIGHIERA

Au cours de cette troisième édition totalement refon-  
due et augmentée, l'auteur a été conduit à réserver  
une large place à la description pratique des princi-  
paux jeux de lumière.

Les effets sonores n'ont pas pour autant été rejetés,  
puisque la deuxième partie est réservée aux monta-  
ges vibrato, trémolo, boîtes de distorsion, etc.

Toutes les descriptions sont traitées dans un esprit  
pratique, des plans de câblages, des photographies,  
des listes de composants guideront les amateurs  
même débutants.

**CE QU'IL FAUT SAVOIR :**

Musique, physique et électronique - Les composants  
électroniques - Les composants actifs - La pratique  
de la construction - Le circuit imprimé.

**LES JEUX DE LUMIERE :**

Modulateur de lumière 1 voie - Modulateur de  
lumière 2 voies - Modulateur de lumière 3 voies -  
Modulateur de lumière 3 voies (avec ampli) - Modu-  
lateur de lumière 4 voies (avec négatif) - Gradateur  
- Stroboscope de spectacle - Clignoteur 2 voies - Che-  
nillard 3 voies - Stroboscope musical déclenché par  
le son.

**LES EFFETS SONORES :**

Un dispositif vibrato - Un dispositif vibrato à cellule

photoélectrique - Un dispositif vibrato à trois transis-  
tors - Un trémolo stéréo - Un générateur de distorsion  
- Une chambre de distorsion à trois transistors - Un  
amplificateur de super-aigues - Une pédale Waa-Waa  
- Un ensemble de réverbération - Un mini-equalizer.  
Un ouvrage de 132 pages, format 15 x 21, sous cou-  
verture 4 couleurs pelliculée - Prix : 30 F.



**LE  
HARDSOFT**

OU LA PRATIQUE  
DES MICROPROCESSEURS

M. OUAKNINE et R. POUSSIN

HARDSOFT, le pratique des microprocesseurs, est un  
ouvrage d'initiation et de formation particulièrement  
destiné aux électroniciens et informaticiens non spé-  
cialistes.

Après une introduction qui explique les principes  
généraux, ce livre décrit le fonctionnement et le jeu  
d'instruction d'un système construit autour du micro-  
processeur 8080 A.

Le chapitre suivant relatif aux techniques de pro-  
grammation contient de nombreux exemples.

Enfin les auteurs présentent trois applications réelles  
avec leurs schémas et programmes: le lecteur  
pourra ainsi réaliser lui-même son système d'initia-  
tion comportant un panneau de commande qui faci-  
lite la mise au point et l'exécution des programmes.

Les autres exemples décrivent un compte tour digital  
intelligent (qui indique par exemple quand changer

les vitesses) et un système industriel (installation de  
régulation) avec sa console de dialogue.

Les professionnels y trouveront avec profit des pro-  
grammes à usage général et des schémas d'applica-  
tions ainsi que des « astuces » utiles.

Un ouvrage broché de 200 pages, format 15 x 21, 75  
schémas, sous couverture quadri pelliculée. Prix :  
56 F.



**LA TÉLÉVISION  
SIMPLIFIÉE**

NOIR ET BLANC ET COULEUR

(16 leçons du professeur CYCLOTRON)  
F. JUSTER

A la suite du succès remporté auprès des lecteurs de  
tous âges par le « Cours rapide de radio électronique  
simplifiée », l'auteur a rédigé un nouvel ouvrage :  
« La télévision simplifiée », dans lequel le professeur  
CYCLOTRON enseigne à ses deux élèves, PAUL et  
CLAUDIA, tout ce qu'il faut savoir sur la télévision  
noir et blanc, et couleur.

En 16 leçons, le lecteur pourra assimiler cet ouvrage,  
et cela, aussi bien en un mois qu'en plusieurs, selon  
le temps dont il dispose.

**Extrait du sommaire :**

Principe de l'émetteur - Tubes cathodiques - Anten-  
nes - F.I. - Vidéo fréquence - Synchronisation - Bases  
de temps - Système SECAM de TV couleur.

Un ouvrage de 224 pages, format 15 x 21, couverture  
couleur - Prix : 42 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la

**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**

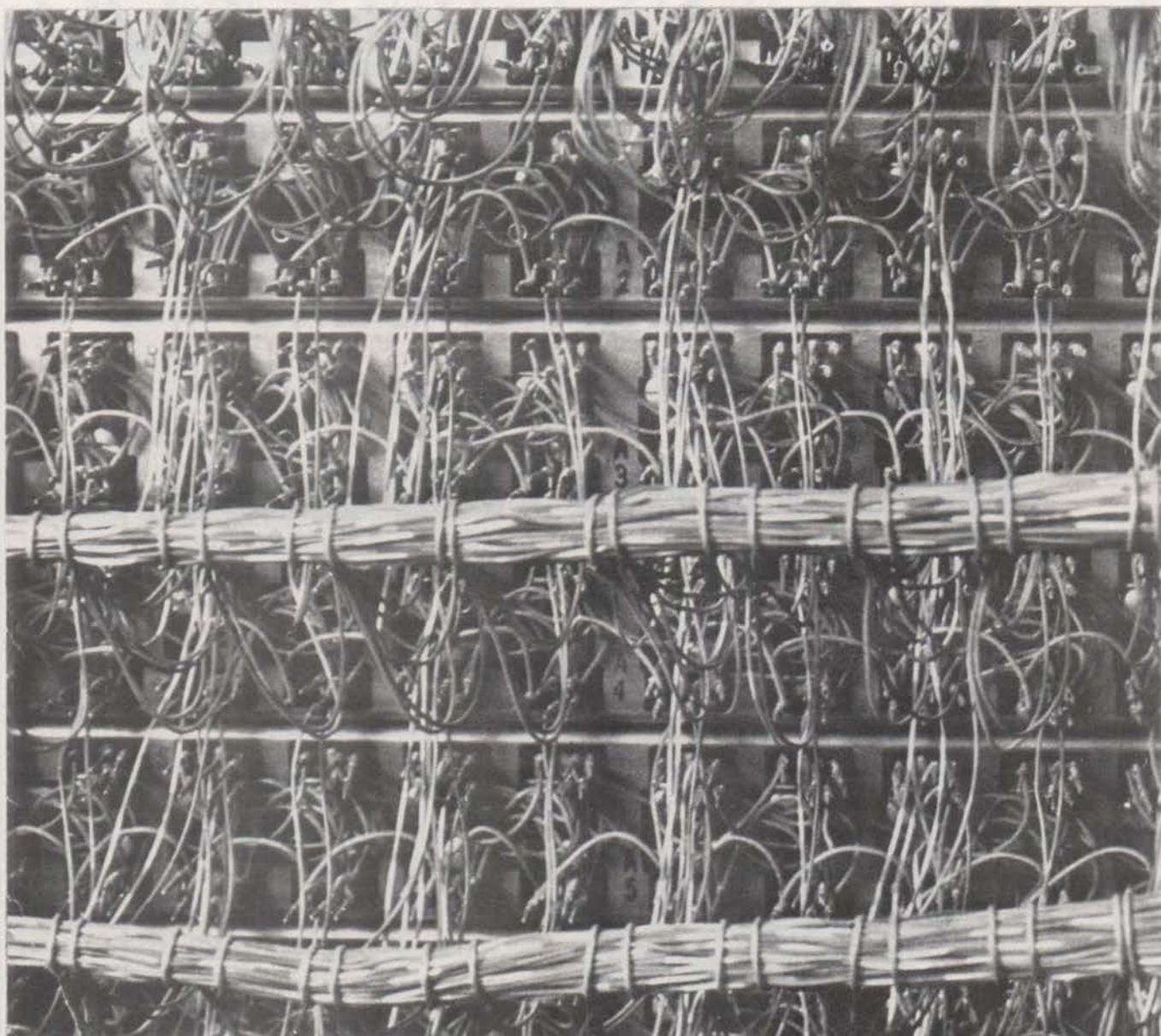
43, rue de Dunkerque - 75010 Paris

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F)

Vente au Canada : MAISON DE L'EDUCATION, 10485 Blvd St-Laurent Montréal 357° QUEBEC

En Belgique : SERVEDI, rue Otlet, 44 1070 BRUXELLES

En Suisse : J. MUHLETHALER, 5, rue du Simplon, 1211 GENEVE 6



**Sécre...**  
**... lorsque des millions de communications  
ne tiennent qu'à un  
filtre !**

- *filtres passifs.*
- *filtres actifs.  
(éléments discrets ou circuit hybride  
couche épaisse).*
- *filtres antiparasites.*

**SÉCRÉ**  
COMPOSANTS

218, rue du Faubourg St-Martin - 75010 Paris - Tél. : 202.53.20 - Télex : 220169 F.

RAPY

# OSCILLOGRAPHES

## <4j>

nouveaux circuits  
nouvelle présentation  
**nouveau modèle**



### TYPE 313

Bicourbe 10 MHz :  
- Qualité intégrale.  
- Prix conservé.

**Autres modèles :** • bicourbes 15 MHz;  
• bicourbes différentiels.

**Autres fabrications :** Alimentations stabilisées.  
- Moniteur de profil TV - Horloges à affichage numérique  
- Systèmes de transmission de l'heure - Télécommande  
horaire digitale programmable, etc.

Société KATJI

115, Avenue Jean-Mermoz  
93120 La Courneuve.  
Tél. : 833.75.04 - Télex : 210311 F

Matériel étudié et réalisé en France.

RAPY

# DOSSIER PRODUIT

## Méthode de câblage professionnelle accessible aux amateurs

Le **Wrapping** est une méthode de câblage professionnel, mise au point pour le maquettage et les circuits à haute densité. (Circuits logiques, interconnexions des cartes modulaires dans les ensembles. Il consiste à enrouler serré les fils de connexion, qui remplacent les pistes des circuits imprimés. 6 à 8 spires procurent un contact conforme aux normes militaires U.S. Ce procédé permet, avec un coût de mise en œuvre faible, tout à fait accessible aux amateurs, de réaliser des circuits de qualité vraiment professionnelle, comparables en densité aux circuits imprimés multicouches, très intéressants techniquement, mais de prix prohibitifs. Le Wrapping permet facilement les modifications, adjonctions, réparations, interdits ou très difficiles en circuit imprimé.

### Le système vector

Basé sur le **Wrapping** le vector est un système de conception modulaire.

On peut n'acheter que ce dont on a besoin, car il est composé d'éléments de **faible coût unitaire**, qui, assemblés, forment un ensemble de câblage complet.

Éléments constituant le système :

#### Carte 79 p 44

Support perforé au pas de 2,54 en verre époxy professionnel, bleu, dimensions 11,4 x 24 mm. Ce support est la base du système : il permet de monter :

#### KLIP BLOCKS

Mini boîtes de connexion sans soudure, de 96 points de contact en bronze beryllium, au pas de 2,54 en 4 rangées de 24 points, enfichable dans la carte par 4 broches.

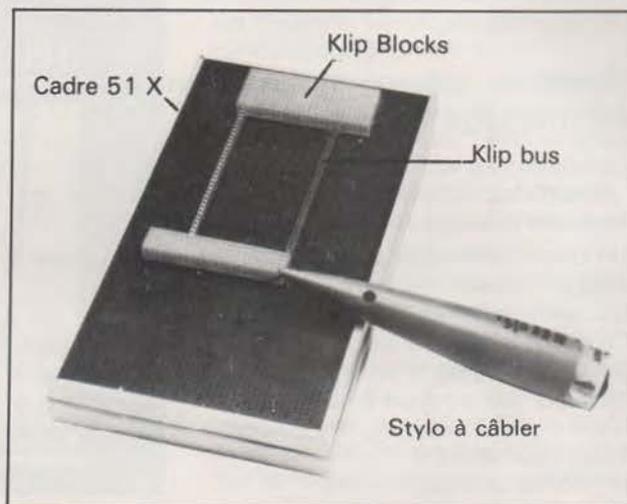
Les contacts sont accessibles des deux côtés du bloc, permettant le câblage double face. Blocs réutilisables.

#### KLIP BUS

Rangée de 32 contacts reliés électriquement, enfichables dans la carte, pour réaliser la distribution de l'alimentation et de la masse. Ces bus sont séparables en blocs de 4, 8, 16... contacts.

#### CADRE 51 X

Sert de support à la carte, pour éviter de faire porter les connexions sur la table de travail. Particulièrement utile lorsqu'on utilise des supports et des plots de Wrapping.



#### STYLO A CABLER

Composé d'un corps en plastique rouge, avec réserve de fil thermosoudable. Une aiguille guide fil permet d'enrouler facilement le fil sur les broches queues de composants, etc. que l'on a positionnés dans la carte perforée. Le fil est ensuite soudé sans dénudage avec un fer à 400°.

L'ensemble ci-dessus, indéfiniment réutilisable, est destiné aux montages d'étude, au « brouillon » en quelque sorte.

Ses avantages majeurs : faible coût, montages et modifications faciles, achats échelonnés à mesure des besoins.

Un tableau comparatif (ci-dessous) montre d'autre part les avantages des systèmes à Wrapping sur les méthodes à circuit imprimé.

	Circuit imprimé	Circuit wrapping
Densité de câblage	1 à 2 couches	3 à 6 couches
Modifications	NON	OUI FACILES
Qualité des contacts	risque de mauvaises soudures	Très bon. Moins de 0,003 Ω
Temps de préparation	3 heures à quelques jours	Très faible à nul on câble en direct
Fabrication par l'amateur	malaisée et sale (prod. chimiques)	très facile implantation de supports uniquement



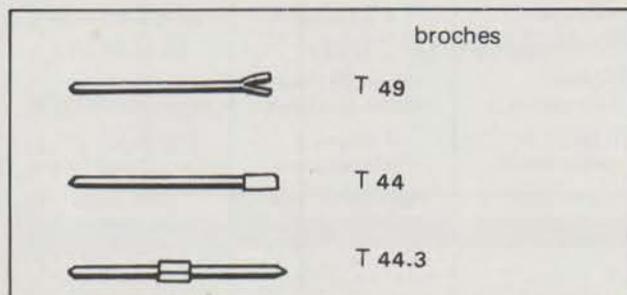
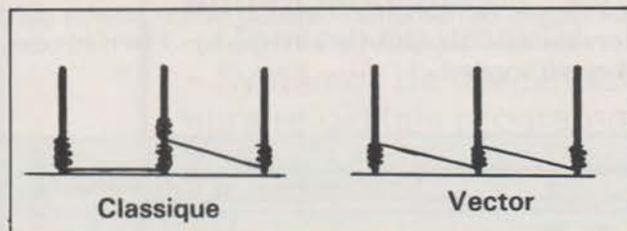
## Comment passer du brouillon au montage définitif ?

Divers types d'outils et matériels composent et peuvent être utilisés avec le système Vector.

- (1) Outil de Wrapping manuel p 180, ou électrique P 160-4-T (fonctionnement décrit plus haut)
- (2) Carte perforée 79 P 44 (décrite plus haut)
- (3) Le kit 3795-3. Il se compose de : un circuit imprimé pastillé avec peigne interdigité, pour les plans masse et tension. (Voir schéma) 6 supports du circuit intégré spéciaux pour le wrapping, 1 connecteur 2 x 22 contacts adapté au circuit.
- (4) Bornes à wrapper T 49  
Comporte une triple fourche pour l'installation de composants discrets.
- (5) Borne T 44 avec une fourche unique côté composants
- (6) Borne T 46-3 pour l'installation de composants et wrapping des 2 côtés de la carte.
- (7) Outil d'insertion des broches P 133

Le système Vector présente de surcroît un avantage considérable sur le Wrapping classique :

Celui-ci en effet suppose pour chaque fil installé, une coupe à bonne longueur et le dénudage de ce fil à une longueur précise (définissant le nombre de spires de l'enroulement). Or cette procédure longue et ennuyeuse est évitée dans le système Vector.



En effet, l'outil enrouleur Vector P 180 comporte à une extrémité, une bobine de fil isolé au polyuréthane nylon, qu'une broche spéciale, à l'autre extrémité, dénude automatiquement, en même temps qu'elle réalise l'enroulement. Ce procédé, dit strapping, permet de relier ensemble plusieurs bornes, éliminant la coupe à longueur préalable, et le dénudage.

Des réalisations définitives peuvent ainsi être réalisées sur le Kit 3795-3 par exemple.

Une comparaison entre le Wrapping classique et le système Vector est donnée ci-dessous (ex. pour relier 3 bornes).

Wrapping classique	Vector
Borne 1 à 2 Coupe à longueur, dénudage et wrap sur borne 1	Wrap sur borne 1 Tirer l'outil pour dérouler le fil
Dénudage et wrap sur borne 2	Wrap sur borne 2
BORNE 2 à 3 Coupe à longueur, dénudage et wrap sur borne 2	Tirer le fil Wrap sur borne 3
Dénudage et wrap sur borne 3	

Produit distribué par TEKELEC, cité des bruyères, rue Carle Vernet, 92310 Sèvres ; tél. : 027.75.35.

# BIBLIOGRAPHIE

## Enregistrement magnétique des images de télévision en couleur

par R. Aschen

Cet ouvrage, rédigé par un spécialiste réputé dans le domaine industriel et de l'enseignement, initiera tous ses lecteurs aux particularités de la construction et de l'utilisation du magnétoscope, destiné à l'enregistrement et à la reproduction des images de télévision couleur, et noir et blanc. Ce livre peut être lu par des lecteurs de tous niveaux et sera précieux même à ceux qui ne possèdent pas de magnétoscope.



### Extrait du sommaire :

Enregistrement – la tête vidéo – les mouvements des têtes et de la bande – Enregistrement couleur – système SECAM – système PAL – servomécanismes.

Un ouvrage de 96 pages, format 15 x 21, 78 schémas et illustrations dont 5 en quadrichromie, sous couverture couleur.

Prix : 28 F

Editions Techniques et Scientifiques Françaises

## Les joies de la recherche

par Marcel Laporte

Cet ouvrage, écrit par un savant renommé pour ses travaux sur l'électricité, est destiné à un large public,

mais plus particulièrement aux jeunes se destinant à la recherche expérimentale.

Ce livre est constitué de deux parties distinctes :

La première est une initiation à la recherche, prenant comme base l'électricité et analysant les progrès réalisés en ce domaine depuis l'antiquité.



On note que c'est avec l'arrivée de l'expérimentation que ces progrès commencent à exister réellement, les soit-disant progrès précédents n'étant généralement que le fruit de l'imagination de leurs auteurs, sans qu'aucune preuve ne vienne les appuyer.

On notera par exemple cette affirmation d'Aristote « Quand l'aimant est frotté avec de l'ail, il perd son pouvoir d'attirer », que reprirent par la suite plusieurs auteurs sans tenter la moindre vérification.

La seconde partie de l'ouvrage est consacrée à la vie scientifique de Marcel Laporte et sous-titrée : « Une vie consacrée à la recherche ».

Cette carrière commença pendant la première guerre mondiale par des travaux sur le repérage au son des canons puis se poursuivit par quatorze années à l'Institut du Radium. Vint ensuite, à la faculté des Sciences de Nancy, une série de travaux sur l'ionisation des gaz qui permit à Marcel Laporte d'inventer le « flash électronique ».

On trouvera ensuite une analyse des travaux de l'auteur après son retour à l'Institut du Radium, à la Direction du Laboratoire d'Electronique.

Un ouvrage plein d'enseignements,

un savant nous fait partager sa joie et sa passion pour la recherche scientifique.

Editeur : PLON

## Applications des dispositifs photosensibles

par J.-P. Œhmichen

Un livre réalisé pour faire connaître et utiliser tous les dispositifs sensibles à la lumière et les circuits électroniques qui les accompagnent.

Le présent ouvrage ne nécessite qu'une connaissance tout à fait sommaire des éléments de l'électronique : il est accessible à tous les techniciens et amateurs, même débutants qui désirent réaliser ces appareils passionnants où la lumière joue un rôle (posemètres, photomètres, comptage d'objets, barrages, commandes invisibles, etc.).

Toutes les réalisations, employant les moyens les plus modernes de l'électronique, sont données avec de nombreux détails sur la mise au point (qui ne nécessite que quelques piles et un bon contrôleur universel). On peut augmenter le nombre d'appareils réalisables par associations de parties des différents exemples.

Des références pratiques et même des adresses de fournisseurs complètent ce livre, en faisant un outil de travail facile à utiliser.



Un volume de 120 pages, format 11,7 x 16,5, 76 schémas et illustrations, couverture couleur pelliculée. Prix : 19 F

## Le Hardsoft ou la pratique des micropro- cesseurs

par M. Ouaknine et R. Poussin

Hardsoft, la pratique des micropro-  
cesseurs, est un ouvrage d'initiation et  
de formation particulièrement destiné  
aux électroniciens et informaticiens  
non spécialistes.

En partant du principe que la  
conduite s'apprend en se mettant au  
volant d'une voiture donnée, les  
auteurs ont choisi un modèle qui sert  
de référence et qui permet de donner  
des exemples concrets (avec schémas  
et programmes).

Après une introduction qui explique  
les principes généraux, ce livre décrit le  
fonctionnement et le jeu d'instruction  
d'un système construit autour du  
microprocesseur 8080 A.

Le chapitre suivant relatif aux tech-  
niques de programmation contient de  
nombreux exemples.

Enfin les auteurs présentent trois  
applications réelles avec leurs schémas  
et programmes : le lecteur pourra ainsi  
réaliser lui-même son système d'initia-  
tion comportant un panneau de com-  
mande qui facilite la mise au point et  
l'exécution des programmes.

Les autres exemples décrivent un  
compte tour digital intelligent (qui indi-  
que par exemple quand changer les  
vitesses) et un système industriel (ins-  
tallation de régulation) avec sa console  
de dialogue.

Les professionnels y trouveront avec  
profit des programmes à usage géné-  
ral et des schémas d'applications ainsi  
que des « astuces » utiles.

Un ouvrage broché de 200 pages,  
format 15 x 21, 75 schémas, sous  
couverture quadri pelliculée.

Prix : 56 F

Editions Techniques et Scientifiques  
Françaises

## IC Master

Cet ouvrage, unique en son genre,  
contient entre autres :

- Tous les circuits intégrés disponi-  
bles chez plus de 80 fabricants classés  
en cinq grandes sections : CI digitaux,  
CI linéaires, CI d'interface, mémoires et  
microprocesseurs. Chaque section est  
elle-même subdivisée par fonction et  
par caractéristiques.

- Plus de 1 000 pages d'informa-  
tions techniques fournies directement  
par les fabricants.

- Le dictionnaire des secondes  
sources le plus fiable et le plus précis  
car les fabricants cités ont engagé leur  
responsabilité en indiquant les pro-  
duits de leurs confrères pour lesquels  
ils proposaient une seconde source.

- Le dictionnaire des notes d'appli-  
cation classées par type d'application,  
fonction et circuit. On a éliminé les  
informations périmées ou dépassées  
en interrogeant là aussi les fabricants.

- Différents index, listes et tableaux.

Un tel ouvrage serait vite dépassé  
par l'évolution technologique si l'édi-  
teur n'avait prévu d'envoyer gracieuse-  
ment et automatiquement à tous les  
souscripteurs trois mises à jour par an.  
Distribué en France par **Conseil et  
Promotion**,

1, rue Damiens, 92100 Boulogne  
Tél. : 604-52-48.

## Nouveaux jeux pour votre calculatrice de poche

par Elie Vannier

Ce livre est la suite de « Comment  
jouer avec votre calculatrice de  
poche » qui a connu un vif succès,  
notamment grâce à sa simplicité dans  
les manipulations qui a permis sa lec-  
ture par un large public.

Le principe de cet ouvrage est d'utili-  
ser les possibilités d'une calculatrice  
électronique classique, et notamment  
la configuration « 7 segments » de  
l'affichage, pour obtenir par exemple  
des coïncidences entre chiffres et let-  
tres qui permettent de jouer d'une  
manière simple et mathématique à la  
fois.

Quelques jeux relèvent presque de la

prestidigitation, ce mot étant particu-  
lièrement bien adapté à la calculatrice  
« digitale ».

Une partie de l'ouvrage est réservé  
à l'utilisation pratique de la calculatrice  
et notamment une méthode simple de  
vérification des piles, un moyen  
d'extraire les racines carrées si la  
machine n'est pas équipée de cette  
touche, une méthode de conversion  
des degrés Fahrenheit en degrés Cel-  
sius et vice versa. Un calendrier perpé-  
tuel pour les 19, 20 et 21<sup>e</sup> siècles ter-  
mine cette série de manipulations.

Voici donc un moyen d'occuper  
agréablement les heures de loisirs  
familiaux où petits et grands pourront  
rivaliser avec les mêmes chances de  
succès.

Editeur : Fayard

## Les thèses françaises en informatique, automatique et domaines connexes

Cet ouvrage, publié par le service  
Formation-Information de l'Institut de  
Recherche d'Informatique et d'Auto-  
matique, est un répertoire des thèses  
soutenues dans les universités et éta-  
blissements publics français et dont  
certaines remontent aux années  
soixante.

La classification se fait par dates et  
par catégories de thèses (d'Etat, de  
docteur-ingénieur, du troisième cycle,  
d'université).

Chaque thèse mentionne le nom de  
son auteur, son titre, sa date et son lieu  
d'origine.

Une référence, correspondant au  
classement du document dans la  
bibliothèque de l'I.R.I.A. est mention-  
née pour chaque thèse, ce qui peut  
permettre au lecteur intéressé de  
consulter la fiche correspondante (sur  
place à l'I.R.I.A.) ou bien de comman-  
der celle-ci.

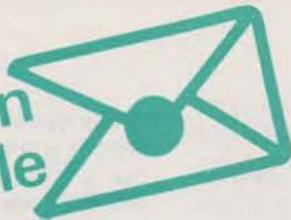
Edité par I.R.E.A.-S.E.F.I. -

Documentation : B.P. 105

78150 Le Chesnay

Tél. : 954-90-20





# Brevets d'invention et marques de fabrique : nécessité de la publicité des mutations de propriété

## Position du problème

1 - Les brevets et les marques de fabrique sont déposés pour des durées longues :

— 20 ans pour les brevets (sous réserve du versement régulier des annuités),

— 10 ans pour les marques (avec possibilité de renouvellement).

Pendant ces périodes, il est fréquent que des mutations affectent le brevet ou la marque. Le terme « mutation » doit être compris dans son sens le plus large, à savoir :

— vis-à-vis des personnes physiques : les transmissions à la suite de succession, les changements d'adresse, etc.

— vis-à-vis des personnes morales : les cessions, apports, concessions de licence, nantissements, changements de raison sociale, etc.

2 - Ces mutations doivent faire l'objet d'une publicité légale par inscription auprès des services de la Propriété Industrielle.

Nous examinons les aspects pratiques de ce problème.

## La publicité légale

1 - La publicité légale des mutations, et d'une façon générale de tout acte concernant un brevet ou une marque, est réglementée de façon précise et similaire dans les lois du 2 janvier 1968 (article 40), et du 31 décembre 1964 sur les marques (article 14).

C'est ainsi que l'article 46 de la loi sur les brevets prévoit ce qui suit :

« Tous les actes transmettant ou modifiant les droits attachés à une demande de brevet ou à un brevet doivent, pour être opposables aux tiers, être inscrits sur un registre, dit Registre National des Brevets, tenu par l'Institut National de la Propriété Industrielle ».

2 - Le défaut d'inscription d'une mutation auprès des services de la Propriété Industrielle n'affecte évidemment pas, à l'égard des intéressés eux-mêmes, la validité d'une opération.

Par exemple, le cédant d'un brevet ne peut contester la régularité de la vente vis-à-vis du concessionnaire sous prétexte que celui-ci n'a pas fait transcrire la cession auprès des services de la Propriété Industrielle. En effet, les deux parties ont signé un engagement réciproque qu'elles ne peuvent ignorer et, à cet égard, la publicité légale est sans objet.

3 - Par contre, l'inscription est obligatoire pour porter à la connaissance des tiers les mutations intervenues.

*En l'absence de cette publicité, les mutations ne sont pas opposables aux tiers et leur bénéficiaire ne peut en faire état, ce qui comporte des conséquences juridiques graves.*

C'est ainsi qu'à défaut de l'inscription d'une cession, d'un apport ou d'une succession, le nouveau propriétaire ne peut valablement engager des poursuites, négocier ses droits par cession ou licence, etc.

De même, si la loi sur les brevets du 2 janvier 1968 a prévu la possibilité pour un licencié d'engager lui-même, dans certains cas, un procès en contrefaçon, il ne peut le faire que lorsque la publicité légale a été donnée à la licence dont il bénéficie.

De plus, en matière de marque, la transcription des contrats de licence présente un intérêt supplémentaire

en établissant sans contestation possible que l'exploitation faite par le licencié est réalisée avec l'accord du propriétaire de la marque, et au bénéfice de celle-ci ; de la sorte, la transcription écarte toute possibilité de contestation sur la valeur juridique de l'utilisation vis-à-vis d'une

éventuelle action en déchéance pour défaut d'exploitation (article 11 de la loi sur les marques du 31 décembre 1964).

*L'obligation d'une inscription rapide de tous les actes concernant un brevet ou une marque est donc évidente.*

4 - La jurisprudence confirme cette obligation. Un arrêt de la Cour de Besançon du 19 juin 1962 a, dans ce sens, décidé ce qui suit :

« Tout acte modificatif aux droits d'une marque doit être enregistré conformément aux dispositions de la loi du 26 juin 1920, même en cas de liquidation d'une société de fait, faute de quoi la marque n'est pas opposable aux tiers, sa reproduction ne constituant en conséquence ni la contrefaçon, ni l'imitation frauduleuse. »

De même, un jugement du Tribunal de Grande Instance de Nancy du 2 juin 1964, confirmé par un Arrêt définitif de la Cour de Nancy du 30 novembre 1966, a décidé que :

« L'inscription au Registre n'a pas seulement un but fiscal, elle vise avant tout la protection des tiers qui ne peuvent se voir opposer les cessions non publiées ».

5 - Il est à noter cependant que les transcriptions auprès de l'Institut National de la Propriété Industrielle ne peuvent être réalisées à l'égard des marques de fabrique non encore acceptées à l'enregistrement et des demandes de brevets non placées à l'Inspection Publique.

a) En matière de marque, les délais pour l'examen et la délivrance de la marque sont assez variables mais, actuellement, ils sont de l'ordre d'une année environ à dater du dépôt de la marque.

b) En matière de brevet, le délai légal minimum pour la mise à l'Inspection Publique d'une demande de

brevet est de dix-huit mois à compter de sa date de dépôt en FRANCE ou à compter de la date de premier dépôt à l'étranger, lorsque le dépôt français bénéficie d'une priorité étrangère.

*A l'égard des brevets ou de marques se trouvant dans la situation visée ci-dessus, il convient donc de surveiller la situation administrative de ceux-ci, de manière à ce que dès qu'elle le permet, les opérations de publicité légale soient effectuées.*

## Conclusion

a) Toutes les modifications affectant la vie d'un brevet d'invention ou d'une marque de fabrique doivent être inscrites rapidement auprès de l'Institut National de la Propriété Industrielle, le cas échéant dès que la situation administrative du brevet ou de la marque le permet (délivrance de la marque ou mise à l'Inspection Publique du brevet).

b) L'absence de cette inscription

rend inopposable aux tiers les mutations intervenues et peut avoir ainsi des conséquences graves car elle empêche les nouveaux propriétaires des titres en cause d'exercer les droits attachés à ceux-ci.

c) En conséquence, tout propriétaire de marque ou de brevet doit veiller soigneusement à ce que les opérations de transcription des actes affectant la situation de leurs droits soient réalisées dans les plus courts délais possibles.

# Associations et syndicats professionnels : acquisition et défense des droits de brevets et marques de fabrique

Le rôle et l'importance des associations et syndicats professionnels va croissant dans la vie industrielle et commerciale moderne.

Ce mouvement résulte des problèmes complexes et multiples qui se posent à toutes entreprises : défense des droits sur les plans administratifs et contentieux, organisation de la publicité, prospection et conquête des marchés en France et à l'étranger, etc.

Or, la plupart de ces problèmes ne peuvent être étudiés et traités efficacement que dans le cadre de grands ensembles et seuls les associations ou syndicats professionnels répondent pleinement à cette exigence.

Dans le but de faciliter leur action, le législateur a accordé des droits juridiques importants aux syndicats et associations, notamment dans le domaine de la Propriété Industrielle (brevets et marques de fabrique), élément moteur de tout progrès technique et commercial, c'est-à-dire de l'expansion de toutes les activités.

Nous allons examiner les possibilités d'acquisition et de défense des droits ainsi accordés.

## Acquisition des droits

### a) Brevets d'invention

1° Aux termes de l'article 1 de la Loi du 2 janvier 1968, toute personne physique ou morale (sans aucune limitation) peut déposer un brevet. En conséquence, un syndicat

professionnel, une mission de syndicats, une association, peut être titulaire d'un brevet, celui-ci protégeant les recherches techniques effectuées par le syndicat dans l'intérêt de ses membres.

2° En règle générale, le brevet déposé par un syndicat ou association n'est pas exploité par lui-même. Il fait l'objet de licences, gratuites ou non, en faveur de ses membres, leur permettant ainsi de se présenter dans les conditions les plus favorables sur les plans technique et juridique, pour lutter contre la concurrence, notamment étrangère.

### b) Marques de fabrique

1° La loi sur les marques du 31 décembre 1964 a prévu, en conformité avec les dispositions de la loi du 12 mars 1920 sur les syndicats professionnels, la possibilité pour les syndicats, unions de syndicats, etc., de posséder des marques de fabrique individuelles.

Mais la loi du 31 décembre 1964 comporte une disposition nouvelle importante concernant la création et le dépôt de marques collectives.

Cette disposition résulte de l'article 16 de ladite loi :

« L'État... les syndicats, unions de syndicats, associations, groupements ou collectivités de producteurs, d'industriels et de commerçants, pourvus d'une administration légalement constituée et de la capacité juridique, peuvent, dans un but d'intérêt général, industriel, commercial ou agricole, ou pour favoriser le développement du commerce ou de l'industrie de leurs

membres, posséder des marques collectives de fabrique, de commerce ou de service ».

L'article 17 de la même loi prévoit ce qui suit :

« Les marques collectives sont apposées soit directement par la personne morale ou collectivité à titre de contrôle sur certains produits ou objets, soit par ses membres, sous sa surveillance et à des conditions déterminées, sur les produits de leur fabrication ou de leur industrie ou sur les objets de leur commerce. »

Enfin, l'article 19 de la même loi prévoit que le dépôt d'une marque collective doit être accompagné par celui d'un règlement déterminant les conditions auxquelles est subordonné l'emploi de la marque.

2° Les associations et syndicats professionnels, par le dépôt de marques collectives, ont ainsi la possibilité de réglementer de façon très stricte, dans l'intérêt de leurs adhérents et de la clientèle, les conditions d'utilisation de leurs marques ou labels.

Cette situation apporte à la clientèle l'assurance de toujours trouver sous une marque ou un label déterminé une qualité constante du produit. D'autre part, les professionnels se trouvent protégés contre toute utilisation abusive de la marque ou du label sur des produits ne répondant pas aux normes imposées.

La marque ou le label syndical constitue donc un titre de grande valeur au point de vue juridique et commercial.

## Défense des droits

### a) Poursuites en contrefaçon

1° Les associations et syndicats professionnels titulaires de brevets ou de marques de fabrique disposent de droits étendus pour engager des actions en contrefaçon, conformément aux prescriptions générales en matière de brevets et de marques de fabrique.

2° Toutefois, dans l'esprit même de leur raison d'être, l'action en contrefaçon des associations et syndicats ne peut avoir pour objet de donner satisfaction aux intérêts individuels de certains de leurs membres, mais au contraire d'assurer la protection des intérêts collectifs de la profession envisagée dans son ensemble. Cette disposition assure d'ailleurs aux actions en contrefaçon engagées par les syndicats une autorité d'autant plus grande.

### b) Droit d'intervention des associations et syndicats

1° Un autre aspect important des possibilités juridiques des syndicats en matière de Propriété Industrielle résulte de leur droit d'intervention dans les procès où se débattent des faits susceptibles de porter

un préjudice direct ou indirect à l'intérêt collectif de la profession qu'ils représentent.

2° C'est ainsi, notamment, qu'un syndicat peut intervenir dans une affaire en contrefaçon de brevet pour voir décider par justice, dans l'intérêt de la profession, si le brevet en cause est valable ou, au contraire, s'il appartient au domaine public.

De même, en matière de marques, un syndicat peut intervenir, avec tous les droits réservés à la partie Civile, pour faire respecter les intérêts supérieurs de la profession.

Il existe à ce sujet de nombreuses décisions de justice. Nous citons, à titre d'exemple, un arrêt de principe de la Cour de Montpellier du 11 juillet 1944 :

« Considérant que le Syndicat des Grandes Marques françaises intervient devant la Cour pour demander la réformation, en l'un des chefs de son dispositif, du jugement entrepris ;

Considérant que cette intervention, présentée en forme régulière, est recevable comme émanant du représentant qualifié des intérêts collectifs du commerce exercé par la Société Française des Anciens Etablis-

sements Cinzano, que le litige met en cause, et comme motivé par les griefs faits par la partie critiquée au jugement : (Affaire Cinzano C Blanc).

## Conclusions

1° Les associations et syndicats professionnels disposent, dans l'intérêt collectif de la profession qu'ils représentent, de possibilités considérables en matière de Propriété Industrielle (brevets et marques de fabrique).

Les syndicats peuvent, en effet :

— être titulaires de brevets et marques (notamment de marques collectives),

— agir devant les tribunaux pour la défense de ces droits,

— intervenir en justice dans tous procès où les intérêts supérieurs de la profession sont en cause.

2° Bien que les syndicats fassent déjà largement usage de ces possibilités, la tendance favorable de la jurisprudence doit les conduire à développer encore leur action dans cette voie, dans l'intérêt d'une part de leurs adhérents, d'autre part de la clientèle.

# Brevets d'invention : obligation d'exploiter

## Position du problème

1. Le brevet d'invention ouvre un monopole de longue durée (en principe vingt ans), à l'égard de la création industrielle nouvelle réalisée par un inventeur, personne morale ou physique :

Il s'agit là de la récompense légitime du progrès technique réalisé.

Mais ce monopole constitue une entrave à la liberté de l'industrie et il ne peut avoir sa justification réelle que si, dans un délai raisonnable, la collectivité profite effectivement du progrès technique en résultant.

La question s'est donc posée de savoir si ce monopole peut être maintenu lorsque le brevet n'est pas exploité.

Le législateur et la jurisprudence se sont trouvés, à cet égard, en présence de deux objectifs contradictoires :

— assurer le respect des droits du breveté,

— éviter le défaut d'exploitation de l'invention.

Une solution souple a été trouvée dans l'adoption du régime des licences obligatoires.

2. Ce régime permet en effet à tout industriel intéressé, dans le cas de défaut de l'exploitation sérieuse et effective d'un brevet, d'obtenir une licence d'exploitation *obligatoire* du brevet en cause.

Plusieurs types de licences obligatoires sont prévus aux Articles 32 et suivants de la loi sur les brevets du 2 janvier 1968. Nous allons examiner schématiquement ci-après le régime le plus utilisé, celui-ci trouvant son origine dans une Ordonnance du 30 septembre 1953, abrogeant les précédentes dispositions légales qui prévoyaient la déchéance des brevets en cas de défaut

d'exploitation.

Nous précisons qu'il existe d'autres régimes, à savoir notamment :

a) La *licence de dépendance*, suivant laquelle l'inventeur d'un perfectionnement à une invention brevetée appartenant à un tiers peut obtenir la licence d'exploitation du brevet antérieur, pouvant ainsi mettre en œuvre son perfectionnement.

b) La *licence d'office dans l'intérêt de la Santé Publique*, qui ne concerne que les brevets pharmaceutiques.

Cette licence permet au Ministère concerné, lorsque le médicament faisant l'objet du brevet est mis à la disposition du public, soit en qualité ou quantité insuffisante, soit à des prix anormalement élevés, de placer à la disposition des industriels ou laboratoires intéressés le brevet en cause.

## La licence obligatoire

1. La mise en œuvre du régime de la licence obligatoire est simple.

Lorsqu'un industriel se trouve en présence d'un brevet non exploité sérieusement, il a la possibilité, après une démarche amiable auprès du breveté restant sans effet, d'engager une procédure spéciale pour obtenir du Tribunal la licence du brevet en cause, moyennant des conditions financières déterminées par le Tribunal.

A partir de cette idée générale, nous examinons divers aspects pratiques du problème.

2. *Quand peut-on considérer qu'un brevet est insuffisamment exploité ?*

Il s'agit là évidemment d'une question de fait devant être appréciée suivant chaque cas particulier, tenant compte de l'industrie concernée, des possibilités financières de l'inventeur, etc. Le breveté peut d'ailleurs faire état d'une excuse légitime à l'égard de son inaction, mais la jurisprudence est, dans l'ensemble, soucieuse de préserver les intérêts de la collectivité et, par conséquent, elle tend à écarter tous les simulacres d'exploitation.

Nous citons diverses décisions de justice rendues dans ce sens.

La Cour de Dijon a décidé, dans un Arrêt du 14 juin 1944 :

« Qu'il y a exploitation insuffisante, lorsque celle-ci est purement fictive et ne constitue qu'un simulacre.

Le Tribunal de Grande Instance de Rennes a décidé, dans le même esprit, par jugement du 16 novembre 1970 :

« Ni sa propre négligence à organiser en France l'exploitation de son brevet quoi qu'il eût été invité à le faire, ni son souci d'en conserver le monopole ne peuvent être retenus au bénéfice d'un breveté comme une excuse légitime, qui suppose un obstacle matériel sérieux à l'exploitation envisagée dans le pays intéressé, pour faire échec à une demande de délivrance d'une licence obligatoire par application de l'article 33 de la loi du 2 janvier 1968. L'argumentation du breveté, faisant valoir que la fabrication de son invention n'est pas capitale pour l'industrie française, est contredite par le souci de protection de cette invention qu'il manifeste en déposant son brevet. »

Il est à noter que, à l'article 32 de la loi du 2 janvier 1968, l'invention est considérée comme exploitée lorsque son exploitation est *entreprise*, c'est-à-dire lorsque des prépa-

ratifs en vue d'une exploitation sont déjà réalisés : *il faut seulement que ces préparatifs annoncent, d'une façon certaine, une exploitation sérieuse et effective.*

3. *Qui peut demander une licence obligatoire ?*

Toute personne de Droit Public ou Privé peut solliciter l'octroi d'une licence obligatoire. Le demandeur doit cependant justifier qu'il est en état d'exploiter l'invention, *de manière à satisfaire aux besoins du marché.*

Cette disposition est légitime car, autrement, la licence obligatoire risquerait d'être octroyée à une personne qui serait, sur le plan technique ou financier, incapable d'assurer convenablement l'exploitation, dans l'intérêt de la collectivité.

4. *Le délai d'exploitation*

Souvent, le breveté n'est pas en mesure d'exploiter industriellement son invention dès le dépôt du brevet.

Un premier délai de liberté ou de franchise est ainsi accordé au breveté, pendant lequel il n'est tenu à aucune obligation d'exploiter.

Ce délai est :

— de trois ans à compter de la délivrance du brevet,

— ou de quatre ans à compter de la date du dépôt de la demande de brevet.

Au-delà de ces délais, la licence obligatoire peut être requise.

5. *L'obtention d'une licence obligatoire*

Le processus comporte deux phases :

a) La demande de licence obligatoire doit être nécessairement précédée d'une *tentative d'accord amiable*. En effet, une licence ne peut être imposée qu'à défaut d'une licence librement consentie.

L'intéressé doit donc prendre contact avec le breveté pour essayer, par une tentative réelle et sincère, d'obtenir de gré à gré la licence du brevet.

b) *Si cette démarche échoue, la procédure judiciaire est alors engagée.*

Le demandeur assigne le breveté devant le Tribunal compétent, à savoir devant l'un des dix Tribunaux français de Grande Instance ayant qualité pour examiner les questions de brevets.

Devant le Tribunal, le breveté a la possibilité de faire valoir ses moyens de défense, éventuellement basés sur un début d'exploitation ou une excuse légitime.

Le Tribunal statue en octroyant, ou rejetant, la licence obligatoire.

Dans la pratique, le nombre de procès de cette nature est peu élevé : sept environ depuis 1953.

*Cela montre l'efficacité de la phase préliminaire d'accord de gré à gré.*

6. *Les conditions de la licence*

La licence obligatoire, nécessairement non exclusive, est souvent octroyée pour la durée du brevet, avec versement d'une redevance en faveur du breveté, *de l'ordre de 5 à 6 % sur le chiffre d'affaires hors taxes du licencié.*

Le licencié peut exercer l'action en contrefaçon si, après mise en demeure, le propriétaire du brevet reste inactif.

## Conclusion

a) Le régime des licences obligatoires concilie de façon souple le respect des droits du breveté et l'intérêt de la collectivité qui est d'éviter la stérilisation d'une invention pendant la durée de validité du brevet.

b) L'un des principaux intérêts de ce régime est de forcer le dialogue entre le breveté et l'industriel.

L'expérience montre, en près de vingt-cinq ans, que ce face-à-face a été fructueux, les accords amiables ayant été nombreux, et la quantité de procès infime.

Cette situation prouve que, dans toutes les hypothèses, la protection d'une invention par brevet constitue la meilleure garantie des intérêts légitimes de l'inventeur.

# Protection des créations en matière de formes, dessins, plans, etc.

## Exposé du problème

1. Les chefs d'entreprises, et d'une façon générale les inventeurs, sont bien informés, même s'ils ne les utilisent pas suffisamment, des droits ouverts par la loi sur les brevets d'invention à l'égard de leurs créations de caractère technique.

Par contre, les créateurs de formes, de dessins industriels ou artistiques nouveaux et d'œuvres intellectuelles en général, sont souvent mal renseignés sur les possibilités de protection de leurs créations. Aussi se laissent-ils fréquemment piller, sans réaction sérieuse.

2. Nous allons examiner les textes législatifs concernés par ces créations et le parti qui, dans la pratique, peut en être tiré.

Il existe deux lois principales dans ce domaine :

- la loi sur les modèles de fabrique du 14 juillet 1909,
- la loi sur le droit d'auteur du 11 mars 1957.

Ces lois, tendant au même objet, paraissent pouvoir être utilisées indifféremment.

Or, si, théoriquement, c'est exact, il existe cependant de nombreux cas d'espèces où une erreur d'appréciation sur le choix de la loi peut avoir des conséquences graves.

## La loi du 11 mars 1957 (Droit d'auteur)

### La portée de la loi

a) Cette loi est d'une grande étendue d'application, puisqu'elle protège toutes les créations de l'esprit quel qu'en soit le genre, la forme d'expression, le mérite ou la destination.

La loi sur le droit d'auteur protège donc aussi bien une forme nouvelle et originale dans le domaine artistique ou industriel, que le résultat d'un travail intellectuel tel que : plans d'architecture, fiches de documentation technique, etc. (nous n'envisageons pas, dans la présente étude, les œuvres telles que romans, pièces de théâtre, compositions musicales, etc. qui, tout en étant protégées par la loi du 11 mars 1957, répondent à d'autres critères).

b) La loi du 11 mars 1957 est d'application très simple, puisqu'elle ne nécessite aucun dépôt pour sa

mise en œuvre ; l'œuvre est protégée du seul fait de sa création.

Cette loi permet, par ailleurs, de poursuivre les contrefacteurs dans des conditions simples : toute personne intéressée peut obtenir l'intervention d'un Commissaire de Police pour effectuer une opération de saisie préalable à l'engagement d'un procès en contrefaçon.

c) Apparemment, la loi sur le droit d'auteur paraît ainsi protéger parfaitement les créateurs d'une œuvre intellectuelle.

En fait, sur le plan pratique et juridique, la situation est plus complexe, et il est important de faire ressortir les risques qui peuvent résulter pour un créateur de la mise en œuvre de cette seule loi.

## Les difficultés de l'exercice de la loi du 11 mars 1957

### 1. Les inconvénients de l'absence de dépôt légal

a) Nous avons vu que la loi de 1957 ne nécessite aucun dépôt. Il est évident toutefois que la preuve de la création doit être apportée par des documents datés présentant des garanties de sérieux et d'authenticité indiscutables. Cette preuve est facile à établir puisqu'elle peut résulter de tous documents, tels que factures, publicité, expositions, etc.

b) Mais, dans la pratique, la situation est moins simple. En effet, il arrive souvent que la création d'une forme, d'un plan, etc., n'est matérialisée, par exemple, que par des factures qui, faute de précision, n'identifient que de façon incontestable l'objet concerné.

Par ailleurs, en admettant que les preuves de création soient bien réunies, souvent après plusieurs années ces preuves disparaissent, car les archives d'une entreprise sont rarement conservées pendant des périodes relativement longues, étant à la merci de multiples événements : déménagements, etc.

De plus, en cas de fusion d'une société ou de cession d'un fonds de commerce, les archives ne sont pas nécessairement conservées ou ne sont que partiellement transmises à l'acquéreur.

c) Il résulte de ce qui précède que l'absence de l'obligation d'un

dépôt légal, qui, dans une certaine mesure, est un des avantages de la loi du 11 mars 1957, aboutit souvent à de sérieuses difficultés lorsque plusieurs années après la création, il faut établir de façon indiscutable la date de celle-ci.

Or, il arrive fréquemment que deux entreprises se penchent simultanément sur un même problème d'actualité et, soit par le fait du hasard, soit par le fait d'indiscrétion, qu'elles réalisent des créations semblables ou voisines à des dates très proches ; dans ce cas, la discussion sur la date de première création peut porter sur des écarts de quelques mois, sinon quelques semaines, l'absence d'un dépôt légal donnant une date certaine au premier créateur pouvant alors conduire à ce qu'il s'incline devant un concurrent postérieur en date mais bénéficiant d'archives mieux tenues ou tout simplement plus précises.

d) Une autre difficulté résultant de l'absence de dépôt légal provient de ce que le créateur d'un dessin, d'une forme, etc. ne divulgue pas toujours immédiatement celui-ci, réservant par exemple sa création pour une saison commerciale ou industrielle ultérieure.

Mais si, entre-temps, un tiers met sur le marché, soit à la suite d'une indiscrétion, soit par le fait du hasard, une œuvre semblable ou voisine, la jurisprudence montre qu'il est difficile de le poursuivre, car le tiers peut invoquer sa bonne foi puisqu'aucune publicité n'a été donnée à l'œuvre première en date.

### 2. La loi de 1957 ne profite qu'aux personnes physiques

a) Il résulte d'une jurisprudence récente que, seules, les personnes physiques peuvent bénéficier des dispositions de la loi du 11 mars 1957 : c'est là une situation qui peut se révéler très grave, car, souvent, la création d'une forme nouvelle d'objet, le dessin d'un plan, etc., est l'œuvre d'une Société.

b) C'est ainsi que, dans un arrêt du 27 mai 1975, la 13<sup>e</sup> Chambre correctionnelle de la Cour de Paris a décidé ce qui suit :

« Considérant que la loi du 11 mars 1957 limite aux seules personnes physiques la qualité d'auteur ;

Qu'en effet, son article premier dispose que "l'auteur d'une œuvre de l'esprit jouit sur cette œuvre, du

seul fait de sa création, du droit de propriété incorporel...",

Qu'une personne morale qui ne peut agir que par l'action de ses mandataires ne saurait elle-même faire des actes de création intellectuelle ;

Que, d'autre part, l'article 6 définissant le droit moral n'envisage que l'hypothèse d'une personne physique, puisqu'il énonce qu'en cas de décès, le droit est transmissible aux héritiers de l'auteur ; qu'une société n'a pas d'héritier ;

Qu'en outre, l'article 19 réglant les droits de divulgation ne l'envisage que pour les personnes physiques, puisqu'il règle le sort de ce droit après la mort de l'auteur ;

Que la loi précitée comporte cependant une exception au principe ci-dessus énoncé, en investissant une personne morale du droit d'auteur et de reproduction dans le cas particulier d'une œuvre dite "collective", telle un dictionnaire ou une encyclopédie, et en prévoyant la possibilité pour un auteur de céder ses droits à une personne morale ;

Qu'en l'espèce présente, la société R... n'a pas allégué qu'il s'agit d'une œuvre collective, ou avoir acquis des droits du créateur ;

Que les réalisations d'un bureau d'études composé de salariés de l'entreprise ne répondent pas à la définition de l'œuvre de collaboration telle que la conçoit la loi du 11 mars 1957 ».

Cet arrêt, suivi d'ailleurs d'autres décisions semblables de la Cour de Paris, pose nettement le problème de l'impossibilité pour une société de bénéficier de la loi de 1957, c'est-à-dire, notamment, d'être protégée sans dépôt pour ses créations.

c) L'exercice de la loi du 11 mars 1957 présente donc, dans de nombreux cas, des difficultés d'application très sérieuses.

C'est pourquoi nous allons examiner ci-après les dispositions parallèles de la loi du 14 juillet 1909 sur les modèles de fabrique.

## La loi du 14 juillet 1909 sur les modèles de fabrique

### 1. Le dépôt crée la date certaine

a) La loi sur les modèles impose un dépôt administratif pour sa mise en œuvre, le dépôt pouvant d'ailleurs éventuellement bénéficier de la date antérieure justifiée de création de l'œuvre.

Or, ce dépôt, facile et peu coûteux, écarte toute possibilité de discussion à l'égard de la date de création, puisqu'elle est établie par la

délivrance d'un titre officiel : bien entendu, le créateur doit veiller à effectuer le dépôt dans les plus brefs délais après la réalisation de l'œuvre.

b) Dans ces conditions, grâce au dépôt de modèle, aucune contestation ne peut être élevée ultérieurement sur la date de création de l'œuvre, même si cette création remonte à plusieurs années, s'il y a eu des changements importants dans la vie de l'entreprise déposante, même si le modèle n'a pas été immédiatement exploité, etc.

### 2. La loi de 1909 peut être utilisée par les personnes morales

a) Le bénéfice de la loi de 1909 peut être revendiqué aussi bien par une personne morale que par une personne physique. Il y a donc là une différence considérable avec le régime de la loi du 11 mars 1957.

b) La Cour de Paris, dans l'arrêt du 27 mai 1975 cité plus haut, a d'ailleurs parfaitement défini cette question en faisant ressortir que les sociétés créatrices de formes, de dessins nouveaux, etc., ont toujours la possibilité d'obtenir une protection valable par application de la loi de 1909.

« Considérant que l'ensemble de la doctrine se prononce dans le sens de l'inaptitude d'une personne morale à prétendre à la qualité d'auteur au sens de la loi du 11 mars 1957,

Que cette interprétation ne laisse pas sans défense contre les contre-façons une personne morale qui a créé une forme plastique nouvelle ou un objet industriel se différenciant de ses similaires, puisqu'il lui est loisible de se prévaloir des dispositions de la loi du 14 juillet 1909 ».

### 3. Les cessions ou licences de modèle

Seul, le modèle déposé conformément à la loi de 1909 peut être aisément cédé ou concédé en licence d'exploitation. Son propriétaire dispose en effet d'un titre ayant date certaine, définissant nettement la création en cause et se dissociant facilement du fonds de commerce correspondant.

### 4. Les avantages de la loi de 1909

Les avantages de la loi de 1909 par rapport à la loi de 1957 sont importants, spécialement pour les sociétés.

Il en résulte qu'à l'égard de leurs créations d'avenir les entreprises ont un intérêt majeur à effectuer des dépôts de modèles, même si cela les conduit à exposer quelques frais et à satisfaire à des obligations administratives, peu compliquées d'ailleurs.

## Conclusion

1. Les créations, dans le domaine des dessins et modèles, et d'une manière générale des œuvres de l'esprit de toutes natures, trouvent uniquement dans le cadre de la loi du 14 juillet 1909 une protection complète.

2. Notamment, les personnes morales doivent savoir, suivant une jurisprudence récente, qu'elles ne peuvent bénéficier des effets de la loi du 11 mars 1957, de nombreuses créations importantes risquant ainsi d'être dépourvues de toute protection.

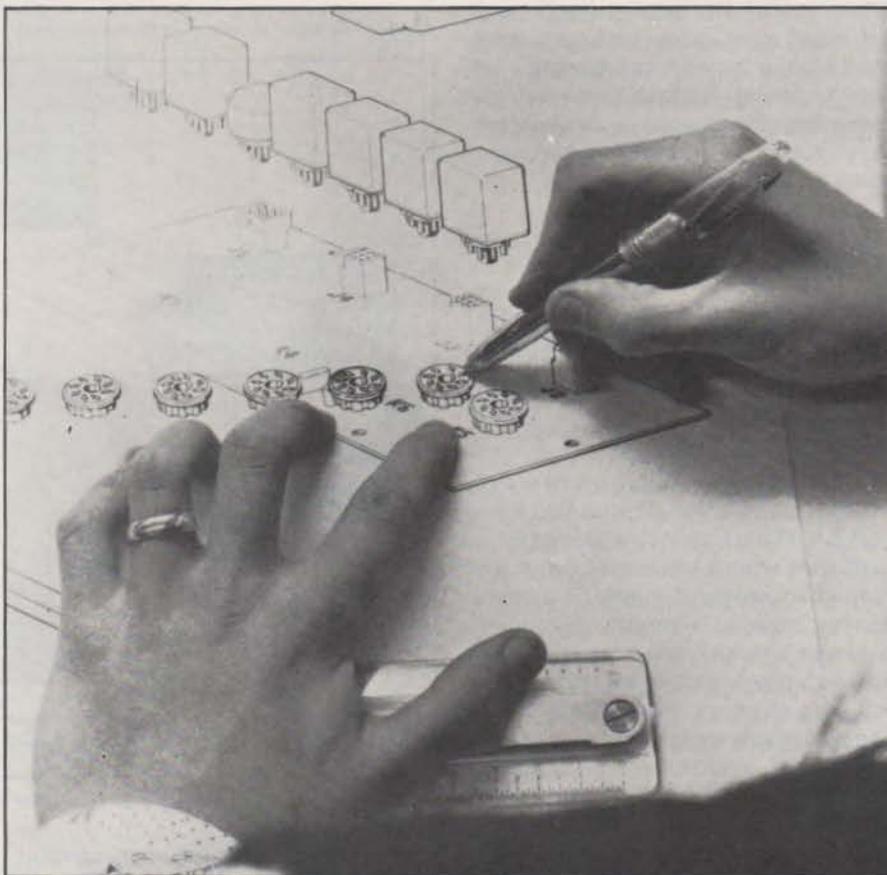
3. Les créateurs, et particulièrement les chefs d'entreprise, doivent donc veiller, à l'égard de toutes leurs créations d'avenir, à s'assurer, après étude de chaque problème particulier, d'une protection par modèle déposé conformément à la loi du 14 juillet 1909.

Communiqué par  
Cabinet BERT, de KERAVENANT  
& HERRBURGER  
Ingénieurs-Conseils  
en Propriété Industrielle  
115, boulevard Haussmann  
Paris-8<sup>e</sup>



L'utilisation de symboles à transfert au niveau du dessin des circuits imprimés facilite beaucoup le travail de l'électronicien professionnel ou amateur, et se traduit par un gain de temps considérable par rapport aux procédés purement manuels. Certaines qualités de symboles permettent même la gravure directe : transférés directement sur la stratifié cuivré, ils jouent le rôle de réserve grâce à leur résistance particulière aux agents d'attaque chimique. Cette technique s'avère précieuse pour la réalisation de prototypes ou la fabrication à l'unité.

## Comment réaliser vos symboles à transfert



Cependant, l'utilisateur reste tributaire du catalogue des fabricants qui, bien que riche, peut présenter certains manques, qui ne peuvent être comblés que par la fabrication à la demande, onéreuse et réservée aux gros consommateurs.

Nous nous proposons de décrire ici un procédé permettant à chacun de réaliser par lui-même les symboles à transfert standards ou spéciaux dont il peut avoir besoin, même en très petites quantités, avec ou sans laboratoire photo à sa disposition.

## Présentation du matériau « 3M image transfert »

Ce nouveau matériau revêt l'aspect d'une feuille de plastique, noire et brillante sur ses deux faces, assez épaisse comparée aux films photographiques habituels ou aux planches de symboles à transfert. La raison de cette épaisseur tient dans le fait que deux feuilles transparentes plus minces sont réunies par une couche noire photosensible, légèrement adhésive d'un côté, et solidement attachée à l'un des supports transparents de l'autre. C'est cette couche noire qui, mise en forme par un procédé de photogravure, donnera naissance aux symboles susceptibles d'être transférés sur de nombreux matériaux.

Exposée pendant une à trois minutes à un rayonnement riche en ultraviolets (châssis à circuits imprimés) la couche noire cesse d'être soluble dans le révélateur spécial fourni avec les films. Il est donc clair qu'en réalisant cette insolation à travers un masque, les zones correspondant aux parties transparentes de celui-ci deviendront symboles à transfert après développement et séchage.

## Réalisation du masque

Il n'est sans doute pas inutile de donner quelques indications relatives à la réalisation du document transparent négatif qui constitue le masque d'insolation.

Le possesseur d'un laboratoire photo n'aura aucune difficulté à effectuer sur film « Lith » ou « arts graphiques » les tirages nécessaires, avec ou sans changement d'échelle. Au cours de ces travaux, il pourra juxtaposer plusieurs dessins identiques en provenance du stade précédent de son travail, afin d'obtenir en fin de compte une planche de transferts complète en une seule insolation. La **figure 1** regroupe les différentes possibilités offertes selon le type de document original dont on dispose.

En l'absence de labo-photo (pièce étanche à la lumière et munie d'un éclairage spécial dit inactinique), il existe différents moyens de se tirer d'affaire en plein jour avec pour seul équipement un châssis à ultraviolets du type servant à tirer les circuits imprimés. La **figure 2** montre les possibilités offertes, excluant tout changement d'échelle. La copie par contact (avec inversion photographique) d'un document transparent peut se réaliser au moyen de « film orange ».

Ce film polyester (référence commerciale : Color Key orange) est recou-

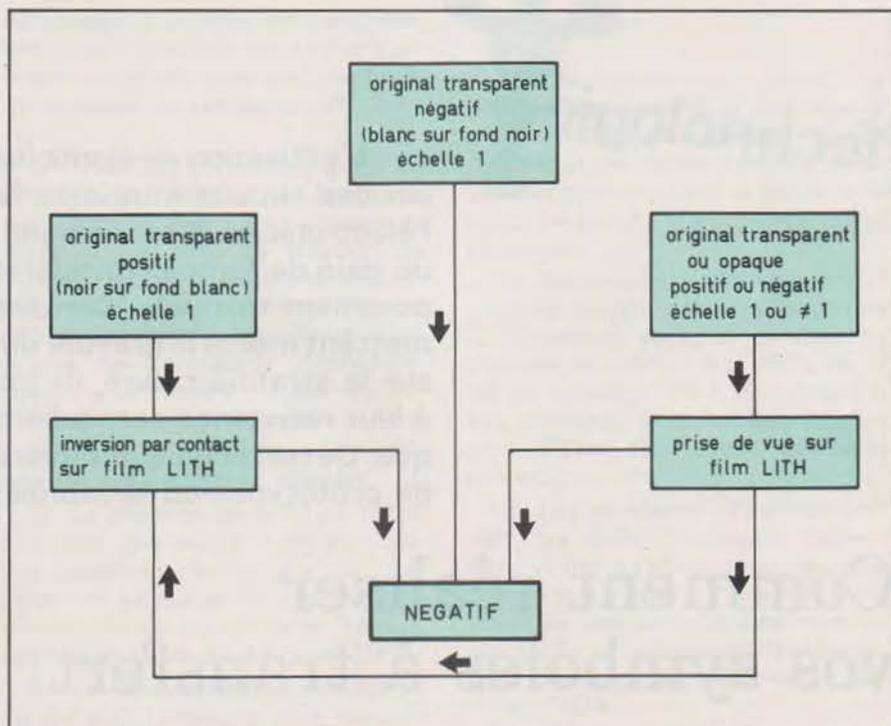


Fig. 1. - Réalisation du négatif en laboratoire photo.

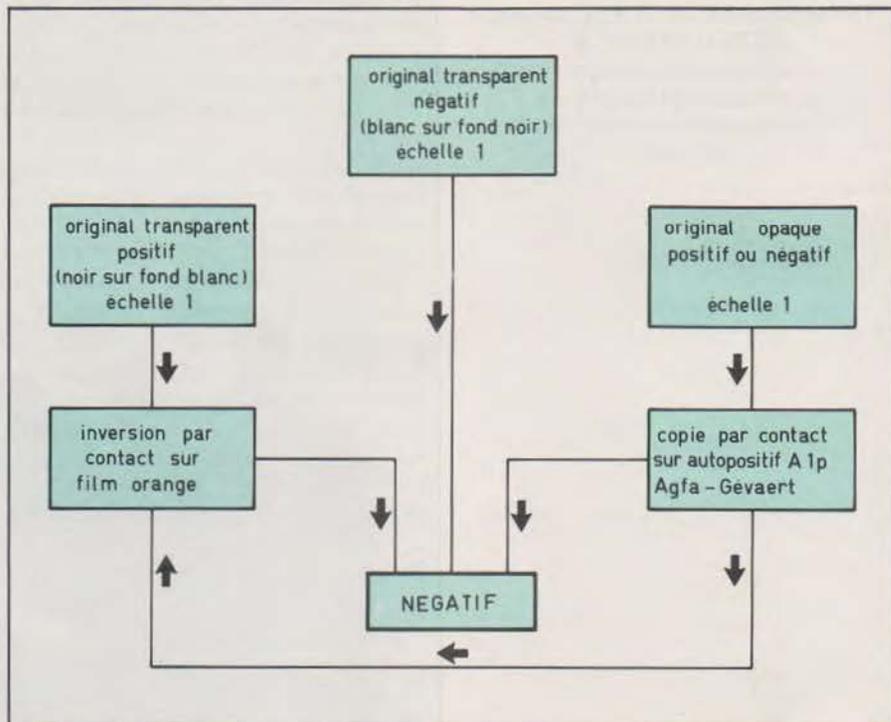


Fig. 2. - Réalisation du négatif sans laboratoire photo.

vert d'une couche négative sensible aux UV, de couleur orange (donc opaque aux UV) susceptible de disparaître lors du traitement photographique. Celui-ci consiste en une exposition aux UV dans un châssis, à travers l'original, et en un développement réalisé en frottant le film à l'aide d'un tampon non abrasif imbibé à refus de révélateur spécial. Après séchage (sans rinçage intermédiaire) le film peut servir de masque d'insolation.

La copie d'un document opaque sur film transparent est possible sans appareillage optique, grâce à un film autopositif spécial, le A1p de marque

Agfa-Gevaert. Le mode d'emploi est le suivant :

- placer **sous** le document à reproduire une feuille de papier noir ;
- poser **sur** le document une feuille de film A1p, l'émulsion (côté mat) étant en contact avec le document. (Cette opération se fera en lumière atténuée) ;
- presser le tout avec une épaisse vitre ;
- exposer pendant plusieurs minutes (durée exacte à déterminer par essais successifs) ce montage à l'aide d'une ampoule à incandescence de 100 à 500 watts (déplacer la source lumi-

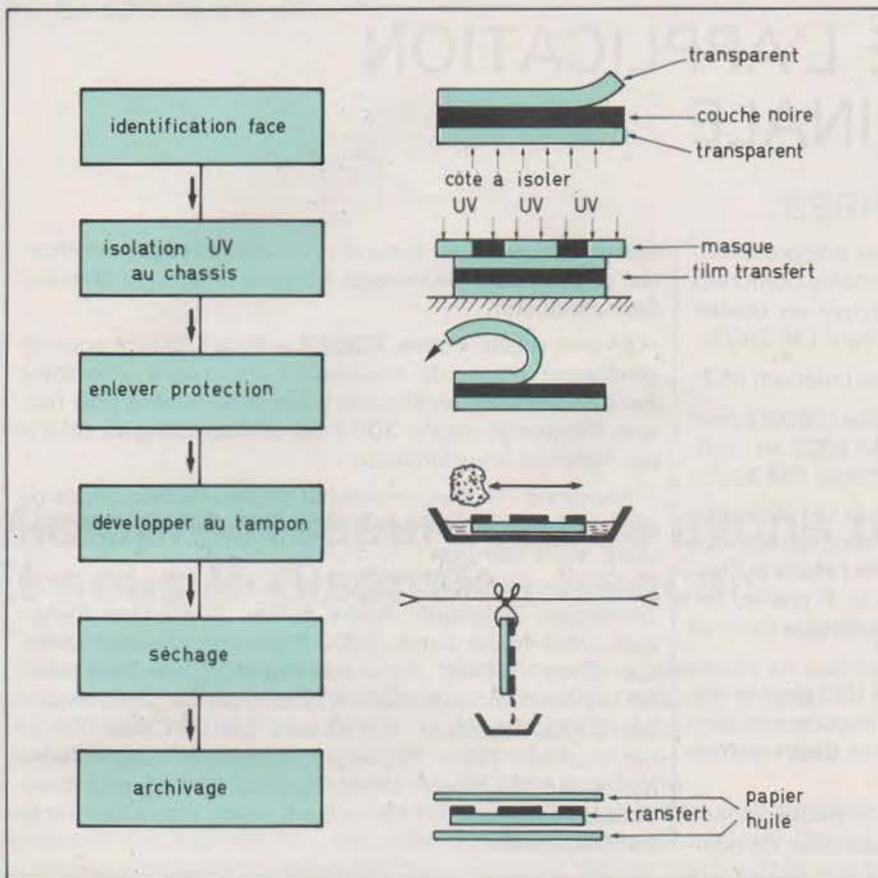
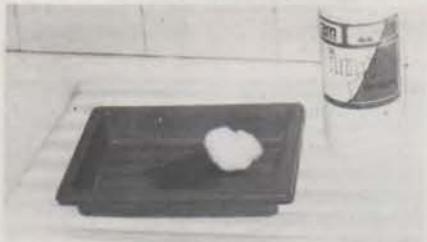


Fig. 3. - Traitement du film « image transfert ».



Le développement s'effectue au moyen d'un tampon d'ouate imbibé largement de révélateur spécial.

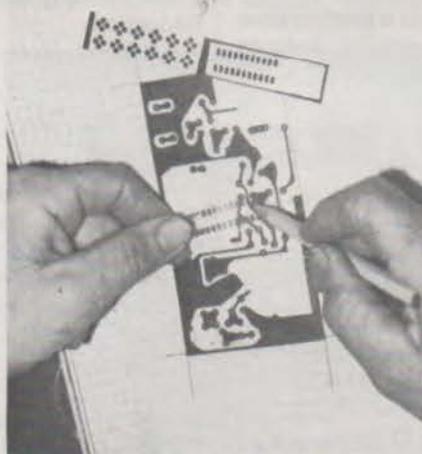
neuse à environ 30 cm au-dessus de la vitre);

- développer en cuvette dans le révélateur G8p de la même marque, rincer, et fixer comme un film photo ordinaire (lumière du jour de préférence atténuée).

Ce procédé fournit un document transparent en tous points identique à l'original. Si un négatif est nécessaire, une copie par contact sur film orange rétablira une situation normale.

## Tirage sur « image transfert »

Le masque ainsi obtenu va maintenant servir à insoler le film « image transfert ». La première opération consiste à identifier les faces du film : dans un coin de la feuille, on sépare légèrement les deux couches qui la composent. L'insolation aura lieu à travers celle qui reste noire, mais en conservant la protection transparente



Les symboles réalisés par soi-même au moyen de ce procédé s'utilisent exactement comme les symboles du commerce, avec les mêmes avantages.

jusqu'au développement. Cette exposition durera de une à trois minutes, selon la source UV dont on dispose. A titre d'exemple, il faut deux minutes avec deux tubes « actiniques » de 20 W placés à 5 cm.

Le développement se fera après avoir retiré la feuille transparente de protection : le film sera posé sur une surface plane (plaque de verre, cuvette...) et arrosé de révélateur. On frottera longuement et délicatement avec un coton imbibé de ce même produit jusqu'à disparition des zones indésirables. Après un bref lavage à l'eau courante, la feuille sera mise à sécher.

Le rangement des feuilles prêtes à l'emploi se fera avec le plus grand soin, entre deux feuilles de papier huilé destinées à empêcher les symboles d'adhérer intempestivement à la feuille voisine.

## Utilisation

L'emploi de ces feuilles de transferts est identique à celui des fabrications commerciales : le frottement d'un crayon suffit à transférer le symbole, qui sera ensuite lissé à travers un papier huilé pour parfaire son adhérence. Il faut veiller à éviter le transfert des symboles voisins à la suite de la pression d'un doigt, par exemple.

Ces symboles peuvent être utilisés pour tous les usages : parfaitement opaques, ils permettent d'obtenir des originaux irréprochables. Compatibles avec l'emploi de l'encre de chine, ils acceptent retouches et modifications sans problème. Leur très bonne résistance aux agents de gravure (perchlorure) permet leur emploi en gravure directe (réalisation complète d'une plaquette ou bien retouche d'un tirage défectueux).

## Conclusion

Ce procédé permet à tout utilisateur de créer ses propres planches de transferts, dans le cas de symboles qui lui sont propres, de symboles standards mais peu utilisés, de portions de circuits souvent réemployées (par exemple un ensemble compteur-décodeur-afficheur) et même, à l'unité ou en petites séries, des circuits entiers. Le transfert du dessin complet sur le cuivre évite de faire appel aux résines photo ou aux stratifiés présensibilisés. Une réserve de transferts représentant des circuits fréquemment utilisés peut procurer un gain de temps appréciable en cas de besoin urgent d'une plaquette.

Patrick Gueulle

## Fournisseurs

Film image transfert, film color Key orange et révélateur : 3M France, 1, rue Geneviève-Couturier, 92502 Rueil-Malmaison, (1) 749 02 75.

Film A 1p et révélateur : Agfa Gevaert, 274, av. Napoléon-Bonaparte, 92502 Rueil-Malmaison, (19) 749 02 60.

# CRITERIUM DE L'APPLICATION LA PLUS ORIGINALE

## CRITERIUM N° 2 : PALMARES

Malgré les vacances et certaines difficultés d'approvisionnement, de nombreux lecteurs (bien que moins nombreux que pour le critérium n° 1) nous ont envoyé un dossier concernant une application du circuit intégré LM 2907.

Voici donc sans attendre le palmarès de ce critérium n° 2 :

– **Premier prix** : Serge CHICHE à Versailles (78000) pour un voltmètre continu digital utilisant le LM 2907 en commutateur retardé, gagne l'oscilloscope Philips PM 3226.

– **2° prix** : Jacques ROUSSEAU à Toulouse (31000) pour un capacimètre numérique économique, dont nous avons pu apprécier la présentation et le « fini » de l'étude (ce lecteur est coutumier du fait car il a obtenu le 3° prix du critérium n° 1), gagne le **fréquence-mètre numérique** Centrad 445.

– **3° prix** : Pierre ANGELINI à Rennes (35100) pour la réalisation d'un détecteur de 0 pour pont d'impédances destiné aux industries chimique et biochimique, gagne le **multimètre numérique** Métrix 707 A.

– **4° prix** : Jean-Paul BRODIER à Vigny (57640) pour une girouette électronique utilisant comme détecteur de posi-

tion un condensateur variable dont une des cages est décalée, gagne **700 F de circuits intégrés** offerts par National Semiconductor.

– **5° prix** : Jean-Pierre REISER à Paris (75015) pour un générateur d'accords musicaux automatique effectuant deux conversions en cascade (fréquence-tension puis tension-fréquence), gagne **300 F de circuits intégrés** offerts par National Semiconductor.

– **Mentions** : 14 concurrents ont gagné une calculatrice de poche et un abonnement d'un an à Electronique Applications. Voici leur liste :

Marcel Beysse, 33270 Floirac ; Rudi Blondia, 9930 Zomergem (Belgique) ; André Buhler, 2440 Geel (Belgique) ; Jean-Marie Cattin, 2900 Porrentruy (Suisse) ; Jean-Luc Croix, 54700 Pont-à-Mousson ; Jean-Paul Duc, 50140 Mortain ; Alain Guy, 67210 Obernai ; J.-P. Jouandet, 33000 Bordeaux ; Erick Lesne, 62100 Calais ; Christian Lowie, 7260 Paturages (Belgique) ; Jean-Michel Mathé, 31600 Muret ; Denis Rémy, 30000 Nîmes ; Jean-Claude Rousseaux, 95120 Ermont ; Jean-Pierre Teychené, 34500 Béziers.

## CRITERIUM N° 3

Vous pouvez voir, dans ce troisième numéro d'Electronique Applications, un article consacré aux circuits intégrés FX 107, 207, 307, et à leurs applications (pages 67 à 72). Nous vous proposons, à la lumière des explications fournies dans cet article, de trouver une application, la plus originale possible, de ces circuits intégrés (l'un ou l'autre).

Insistons bien sur le fait que ce n'est pas la complexité du schéma qui donne le plus de chances de gagner. Le facteur principal de réussite est l'originalité de l'application, quel que soit son domaine.

Chaque participant devra fournir un schéma théorique (à main levée) accompagné de son fonctionnement (succinct) et surtout d'une explication concernant le domaine d'application et l'intérêt du montage.

Electronique Applications se réserve le droit de publier les études les plus intéressantes ; c'est pour cela que nous souhaitons avoir des dossiers clairs et précis, agrémentés dans la mesure du possible de photographies. Pour qu'un dossier soit jugé complet, la présence de photographies est d'ailleurs quasiment nécessaire.

Etant donné le prix de ces circuits, nous n'obligeons pas cette fois-ci les concurrents à fournir une réalisation pratique de leur étude, bien que les manipulations soient toujours souhaitables. L'importateur français de ces composants (ISC France) ayant d'ailleurs compris cette barrière de prix, nous a confirmé que des tarifs plus que bas seraient accordés aux lecteurs faisant référence à notre critérium.

## COMMENT PARTICIPER

Ce critérium de l'application la plus originale est ouvert à tous les lecteurs d'Electronique Applications (et aux autres). Les dossiers devront être déposés avant le 23 novembre 1977 à minuit (le cachet de la poste faisant foi).

## OÙ ENVOYER VOTRE DOSSIER ?

– Electronique Applications  
Rédaction  
2 à 12, rue de Bellevue,  
75019 Paris.

## LES RÉCOMPENSES...

- Pour le premier : un **oscilloscope** PM 3226 Philips (2 voies, 10 MHz, 2 mV de sensibilité) d'une valeur de 5 800 F
- Pour le second : un **fréquence-mètre numérique** 445 Centrad (20 MHz, affichage mémorisé à 6 tubes) d'une valeur de 4 000 F.
- Pour le troisième : un **multimètre numérique** 707 A Métrix (2000 points) d'une valeur de 1 150 F.
- Pour le quatrième : **circuits intégrés** offerts par ISC France pour une valeur de 700 F.
- Pour le cinquième : **circuits intégrés** offerts par ISC France pour une valeur de 300 F.
- Tous les autres participants ayant remis des dossiers complets se verront attribuer un prix « de bonne volonté » comprenant un abonnement d'un an à Electronique Applications et une calculatrice électronique.

## LES ARBITRES...

A l'équipe habituelle de journalistes techniques viendra se joindre M. Jacques-Charles FLANDIN, P.-D.G. de la société ISC France.

## FX 107, 207, 307...

Ces circuits intégrés sont disponibles chez l'importateur à un tarif très réduit pour les participants au critérium n° 3.

Voici son adresse :

ISC France  
27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne  
Tél. : 604-52-75

## Microprocesseurs : nous avons beaucoup à dire. Et nous le disons en français.

Comme tous les grands pays industrialisés, la France est entrée dans l'ère des microprocesseurs. Mais voici en quoi l'apport de Siemens, entreprise européenne, y est décisif :

- Siemens est, par contrat, seconde source pour toute la gamme INTEL.
- Avec plus de 1 500 pages déjà éditées : programme de vente, matériel, logiciel, etc. Siemens

facilite votre information en publiant tous ces ouvrages en langue française (liste complète sur demande : voir coupon au bas de cette annonce).

- Avec un laboratoire en proche banlieue parisienne (Saint-Denis), Siemens facilite votre accès à un outil vital pour le développement des systèmes à microprocesseurs.
- Dans les mêmes locaux, Siemens

assure dès à présent la formation à l'utilisation optimale de matériels d'aide au développement de micro-ordinateurs.

- Partout en France, le choix des systèmes à microprocesseurs Siemens s'accompagne d'une indiscutable sécurité : pouvoir compter, à tout moment, sur un Service Après-Vente de tout premier ordre.
- Dans chaque région, Siemens met déjà, ou s'apprête à mettre à la disposition de ses clients des Sociétés de Services capables de leur assurer, sur place, l'ensemble de ces prestations.

Qu'il s'agisse de composants microprocesseurs, ou de systèmes d'aide au développement de micro-ordinateurs, vous ne pouvez ignorer les avantages que Siemens, en France, vous offre dans ce domaine. Il vous est facile d'être informé : en retournant le coupon ci-dessous à Siemens S.A.

Division Composants  
B.P. 109 - 93203 ST-DENIS CEDEX 1  
(Tél. 820.61.20).



## Siemens fabrique aujourd'hui les composants de demain.

MP.EAP

M \_\_\_\_\_

Fonction \_\_\_\_\_

Entreprise \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

Téléphone \_\_\_\_\_

- souhaite recevoir gracieusement la liste bibliographique complète de vos ouvrages en langue française
- souhaite prendre rendez-vous avec l'un de vos ingénieurs commerciaux
- souhaite visiter le laboratoire Microprocesseurs de Saint-Denis

## CI pour la TV: pourquoi innover?

On peut se poser la question. Les téléviseurs actuels sont réputés avoir atteint un niveau de qualité très élevé, en particulier grâce à la fiabilité et à la simplification apportées par les semiconducteurs.

La télécommande à ultrasons développée par INTERMETALL a marqué une étape dans la TV-C: argument

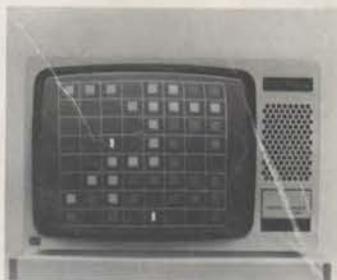
décisif sur le marché de remplacement, elle est devenue une condition préalable pour toutes les fonctions supplémentaires: affichage de l'heure, jeux vidéo sans câble, image dans l'image, télétext etc...

INTERMETALL reste le leader dans ce domaine, en proposant aux fabricants des innovations originales.



### Voici des exemples de développements actuels:

L'image dans l'image: cette nouvelle fonction offre un confort supplémentaire au téléspectateur. Elle permet de suivre un autre programme, en format réduit et en même temps que le programme normal, pour éviter de manquer le début d'une émission sur une autre chaîne. L'image miniature (1/16e de la surface de l'écran) est localisée dans un coin de l'image, où elle ne gêne pas l'émission normale. L'apparition et la suppression sont commandées par la télécommande.

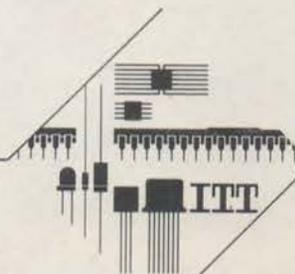


Autres fonctions à l'étude: télécommande à infrarouge et jeux vidéo sans câble (à suivre)

**Nous croyons en l'avenir de la télévision, car nous y sommes pour quelque chose**

Semiconducteurs

# INTERMETALL



1. avenue Louis Pasteur  
92223 Bagneux  
Téléphone: 253 31 39