

# ELECTRONIQUE

## APPLICATIONS

**visu**



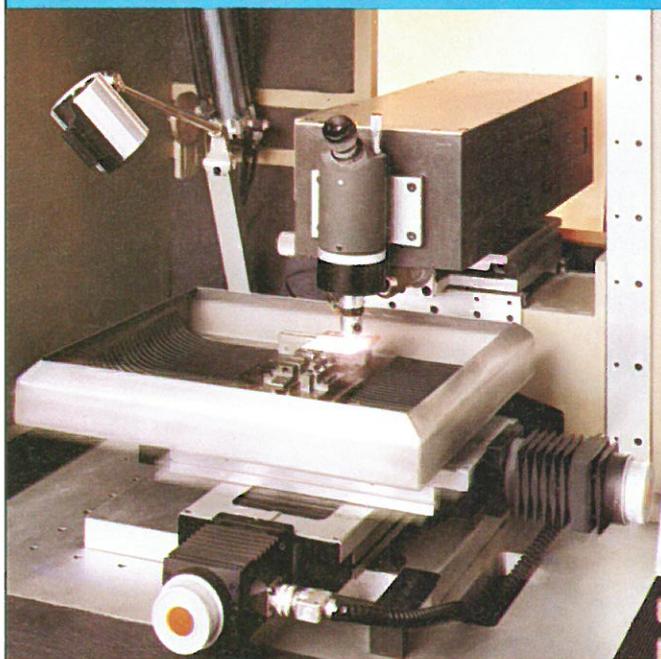
Bimestriel N° 40 - 25 F Février-Mars 1985

SUISSE : 8 FS - TUNISIE : 2 645 MIL - CANADA : CAN \$ 3,5 - ESPAGNE : 500 PESETAS - BELGIQUE : 185 F.B.

**NOUVEAU**



# DES LASERS YAG PERFORMANTS



**APRÈS UNE RÉUSSITE DANS LES MICROTECHNIQUES ET 10 ANS D'UTILISATION DU LASER, CHEVAL A DÉVELOPPÉ UNE GAMME DE LASERS YAG EN MAÎTRISANT LES APPLICATIONS A LA MICRO-ÉLECTRONIQUE.**

**soudure des métaux les plus divers :**  
fer, nickel, chrome, titane, argent, or, platine, cuivre et leurs alliages...

**prédécoupe, découpe, perçage :**  
des matériaux métalliques ou isolants d'une épaisseur de :  
2 mm maxi pour les céramiques et aciers,  
8 mm maxi pour certains composites.

**gravure, marquage compétitifs sur des supports tels que :**  
carbure de tungstène, inox, kovar, aluminium, carton, caoutchouc, PVC...

**ajustage**  
statique ou dynamique de composants électroniques.

**UN DÉPARTEMENT DE SOUS-TRAITANCE**  
prend en charge ces opérations quand l'acquisition immédiate d'un équipement laser ne peut être envisagée.

**lasers cheval s.a.**

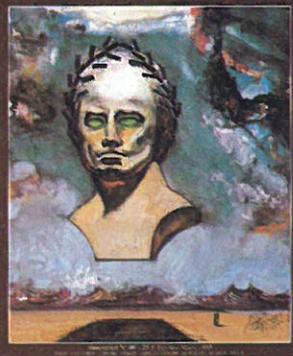
**CONSTRUCTEUR FRANÇAIS**

Rue des Bosquets F. 25480 ÉCOLE-BESANÇON.  
Tél. (81) 53.75.33 - Télex 361162 F.

SERVICE-LECTEURS N° 23

PAGE 4 - ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 40

**ELECTRONIQUE**  
APPLICATIONS **visu**



**ELECTRONIQUE**  
APPLICATIONS **visu**

## ELECTRONIQUE APPLICATIONS

est une publication bimestrielle  
de la Société Parisienne d'Édition  
Société anonyme au capital de 1 950 000 F  
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

**Direction - Rédaction - Administration - Ventes :**  
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19  
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Copyright 1985 - Société Parisienne d'Édition  
Dépôt légal : Janvier 1985 N° éditeur : 1263

Président-Directeur Général,  
Directeur de la Publication : Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef : Jean-Claude Roussez

Coordinateur technique : Jean-Marc Le Roux

Maquette : Michel Raby

Couverture : Gilbert L'Héritier

Ce numéro a été tiré à 51 000 exemplaires

Abonnements :  
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.  
1 an (6 numéros) : 110 F (France) - 160 F (Étranger).

Publicité :  
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05  
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :  
Michel Sabbagh

Chef de publicité : Francine Fohrer

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

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

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

Distribué par SAEM Transports Presse Imprimeries Edicis-Evry ; S.N.I.L.-Aulnay  
Ce numéro comporte un encart libre, non folioté, de la société des Editions Weka.

**40**

*Applications*

Un amplificateur linéaire de puissance	41
Un « compteur d'informations » numérique	45
L'asservissement passif : principe et applications	89

*Composants*

Le thyristor G.T.O. : principes d'utilisation	63
---	----

*Etude*

La spectrométrie d'impulsions et ses applications	51
La détection synchrone (seconde partie)	75
Comment établir un cahier des charges	83

*Médical*

Electronique et biotechnologies	33
---------------------------------	----

*Micro*

Un micro-ordinateur, huit voies de mesure	29
---	----

Grand critérium d'applications 1984-1985	22
--	----

Répertoire des articles 1984	24
------------------------------	----

Vie professionnelle	6
---------------------	---

Péri-informatique	
Celi : le terminal, c'est la couleur !	10

Mesures	
Marconi Instruments : de 1896 à 1985... ou 89 dB de dynamisme !	14

Composants	
SGS : la croissance... sans la crise	16

Bibliographie	26
---------------	----

 Micro-informatique	95
--	----

 Equipements	102
---	-----

 Produits connexes	110
---	-----

 Mesures	106
---	-----

 Composants passifs	112
--	-----

Mots croisés : énoncé	74
-----------------------	----

Mots croisés : solution	94
-------------------------	----

Répertoire des annonceurs	113
---------------------------	-----

Formulaire d'abonnement	114
-------------------------	-----

Encart service-lecteurs vente au numéro	115-116
--	---------

# VIE PROFESSIONNELLE

## L'hyper y gagne...

Kontron Electronique s'est vu confier la distribution en France des composants en guide d'ondes de la firme canadienne Apollo Microwave. Cette société réalise notamment tous les composants dans les standards WR 284 (2,60 à 3,95 GHz) à WR 28 (26,5 à 40 GHz).

Kontron Electronique.  
Tél. : (3) 946.97.22  
Tx : 695 672

## Welcome

Rockwell Semiconducteurs vient d'implanter en France un bureau de liaison destiné à assurer un service technique en soutien de l'action des distributeurs.

La gamme des semi-conducteurs Rockwell comprend notamment des microprocesseurs 8 bits (6502 et dérivés) et 16 bits (68000), des mémoires ROM en CMOS, des display drivers, des modems intégrés et des composants spécialisés pour la téléphonie.

Voici les coordonnées de ce bureau français :

Rockwell International  
Division Semi-conducteurs  
Immeuble Bureaux Evry 2  
523, place des Terrasses  
91034 Evry Cedex

## Propos « Hauts-de-Seine »

La société Microprocess (micro-informatique industrielle) vient de transférer ses bureaux à l'adresse suivante :

97 bis, rue de Colombes  
92400 Courbevoie  
Tél. : (1) 768.80.80  
Tx : 615 405

## Une idée lumineuse...

Le département « Lampes » de Général Instruments vient de confier sa représentation exclusive pour la France à Simelec S.A.

General Instruments ayant regroupé depuis plusieurs années les fabrications de Chicago Miniature Lamps, Vitality et Hivac, couvre ainsi tous les besoins de l'industrie en lampes à filament et à néon.

Simelec S.A.  
Tél. : (1) 267.13.17  
Tx : 290 066

## L'assaut « six » de Toulouse pour SCAIB

Après Lille, Nantes, Lyon, Grenoble et Bordeaux, SCAIB vient maintenant de créer sa sixième agence, continuant ainsi à développer son réseau régional de distribution. Voici l'adresse de cette nouvelle implantation dans la région toulousaine :

SCAIB  
15, chemin de Bages, B.P. 57,  
31702 Blagnac Cedex.  
Tél. : (61) 71.90.83  
Tx : 530.294.

## Les dessous de STAB

La société STAB, créée en 1981, ajoute de nouvelles représentations officielles pour la France à son activité d'importation de composants :

- SMK (Japon) : claviers, touches, commutateurs, connecteurs supports CI ;
  - Racal Microelectronic Systems (Angleterre) : afficheurs LCD standard et à la demande ; C-MOS à la demande ;
  - Coto-Coil (USA) : relais Reed pour mesure et banc de test ;
  - Durakool (USA) : interrupteurs et relais mercure ;
  - Capital (Angleterre) : relais statiques ;
  - Luminescent System (USA) : panneaux d'éclairage électroluminescents.
- STAB  
Tél. : (1) 534.48.88  
Tx : 206.106

## Salons professionnels

**Rouen, du 5 au 8 mars : SPIP (Salon professionnel de l'informatique industrielle, de la productique, de la robotique et de la production automatisée).**

Pour la seconde fois, ce salon se déroulera du 5 au 8 mars 1985 dans l'enceinte du Parc des Expositions de Rouen.

Pendant ces quatre jours, les visiteurs du SPIP trouveront toute une gamme de produits à la pointe du progrès technologique : automates programmables, manipulateurs, robots, équipements d'ateliers informatiques, CFAO, composants, gestion de production, logiciels spécialisés, formation, régulation...

Renseignements : (35) 66.52.52.

**Bordeaux, du 19 au 21 mars : Electron**

Le Parc des Expositions de Bordeaux recevra, pour la troisième fois, ce salon professionnel de l'électronique. Le succès des deux précédentes éditions (plus de 6 000 visiteurs et 153 exposants en 1984) montre l'intérêt des professionnels pour l'électronique du Sud-Ouest.

Parallèlement à l'exposition, se

tiendront deux colloques, l'un consacré à la qualité et l'autre à l'électronique médicale.

Renseignements : (56) 39.55.55.

**Angers du 23 au 26 avril : SEIPRA-Mesurex (Salon de l'électronique industrielle, de la productique, de la robotique et de l'automatisation).**

Le nouveau salon SEIPRA, auquel se joindra Mesurex, lancé en 1984 par l'Ecole nationale supérieure de mécanique de Nantes se tiendra donc au nouveau Parc des Expositions d'Angers (Route de Paris) du 23 au 26 avril prochain.

Cette exposition jumelée sera organisée alternativement à Angers et à Nantes.

Plus d'une centaine d'exposants attendent 5 000 visiteurs professionnels de l'Ouest.

Les activités représentées seront les suivantes : automatisation ; mesure ; régulation ; contrôle ; informatique industrielle ; productique ; XAO ; électronique industrielle et de puissance ; robotique ; équipements et machines spéciales.

Renseignements : (41) 87.51.17.

## Nicolet Instrument : analyseur de formes d'ondes « NIC 320 »

*Des utilisateurs très divers : pyrotechniciens (mais oui !), mécaniciens, biologistes, électroniciens (bien sûr) : de quoi le « NIC 320 » de Nicolet est-il donc capable ?*

Le NIC 320 possède une bande passante supérieure à 25 MHz et une sensibilité d'entrée pleine échelle variable entre  $\pm 150$  mV jusqu'à  $\pm 60$  V. Chaque entrée utilise un convertisseur 10 MHz, 8 bits de résolution pour la mesure de transitoires rapides. Un mode « Sampling » permet l'échantillonnage jusqu'à 200 MHz pour l'étude de signaux répétitifs. D'autre part, le curseur permet de régler en continu le prédéclenchement jusqu'à 100 % de la mémoire et le délai postdéclenchement (retard) jusqu'à 20 s.

Chaque voie possède deux mémoires de 4 000 points chacune permettant de comparer avec précision les signaux d'entrée et des données déjà mémorisées. Une analyse détaillée des signaux est facilitée, grâce aux multiplicateurs d'échelle ( $\times 8$  en vertical,  $\times 400$  en horizontal) et aux indications numériques temps et tensions visualisées sur l'écran pour des signaux mémorisés ou en temps réel.

De plus, la visualisation peut être faite en YT, YT « jonction de points ». Le mode XY permet de visualiser deux signaux l'un en fonction de l'autre. Une fois mémorisés, les signaux peuvent être traités grâce à une série de fonctions mathématiques sélectionnées à partir d'un menu via une simple fonction.

L'utilisation de ces programmes est simple et rapide, sans aucune connaissance particulière de programmation.

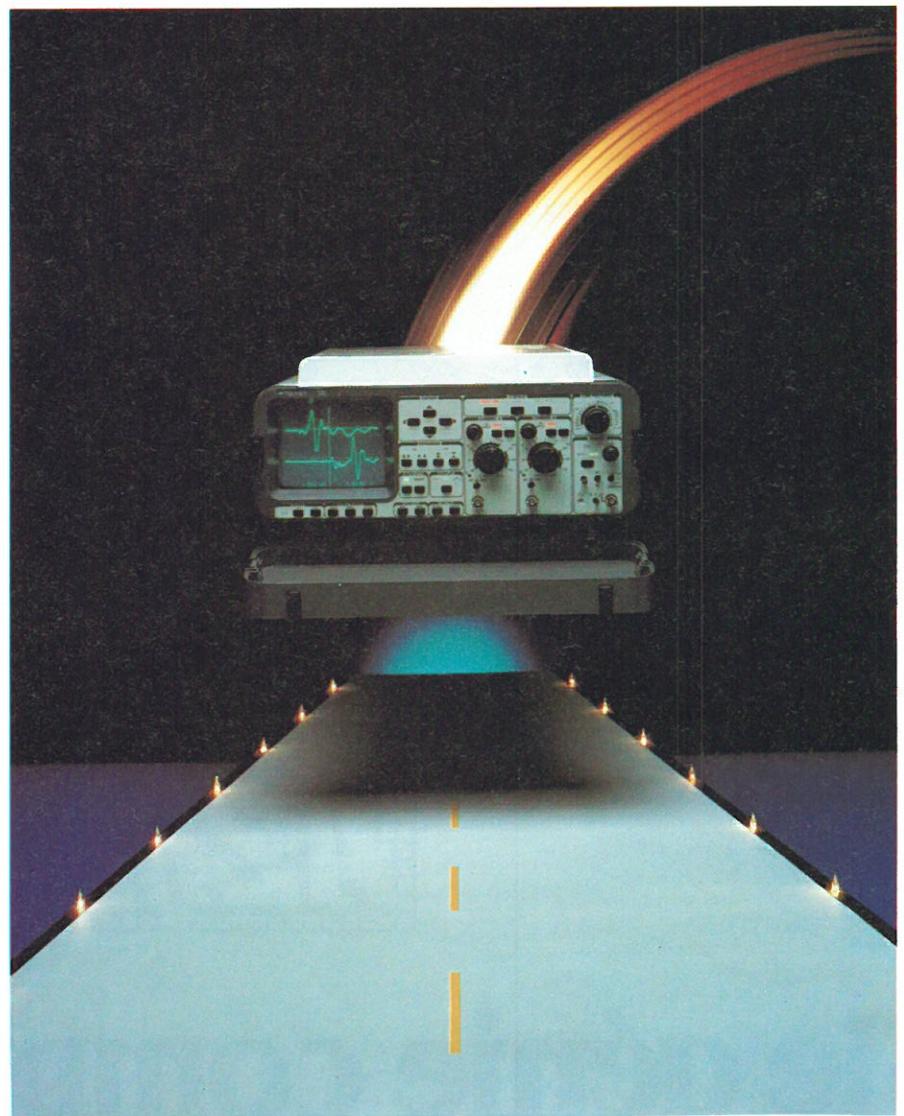
Différents programmes peuvent être assemblés pour une séquence de

traitement automatique et répétitive. La transmission des résultats peut se faire sur un ordinateur via les interfaces bidirectionnelles IEEE ou RS 232.

En option, un système de stockage sur cassette magnétique « mémoire à bulle » d'une capacité 1 Mo permettra de garder indéfiniment les données. Chaque cassette peut stocker 21

courbes de 4 K ; son encombrement est très réduit : elle tient dans une poche.

**Nicolet Instrument**  
Rue Elsa-Triolet  
Z.I. Les Gatines  
782370 Plaisir  
Tél. : (3) 055.83.00  
Tx : 698 777



Une vue « futuriste » du Nic 320.

## Celi : le terminal, c'est la couleur !

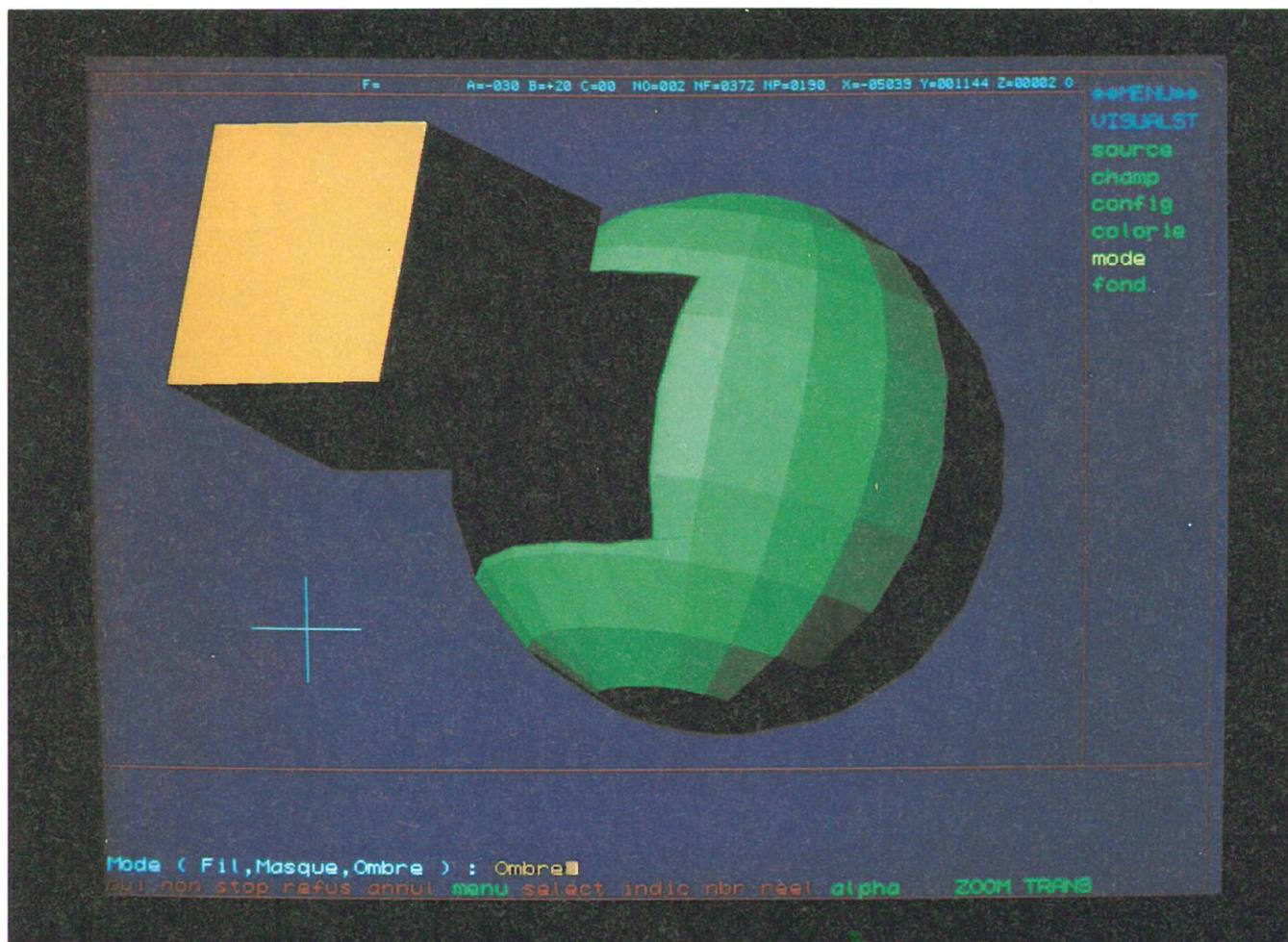
L'IDI, EdF, le CEA : voici, par sociétés de financement interposées, trois partenaires nouveaux de Celi (« Constructions Electroniques Industrie »).

Cette société fondée en 1979 a, en quatre ans, multiplié par huit son chiffre d'affaires : preuve d'efficacité et de crédibilité. Et de nouveaux produits arrivent...

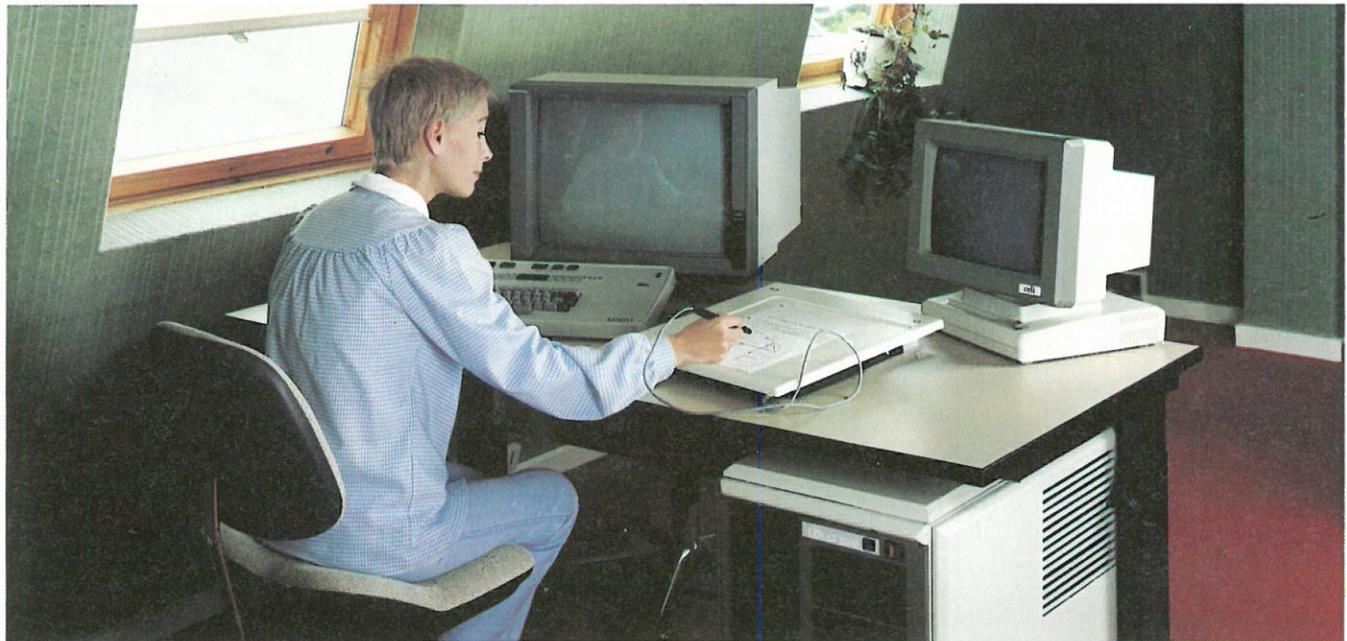
### « Logo » : ce sont des terminaux couleur...

La famille Logo C est constituée par sept versions évolutives (on peut passer, sur le site, d'un modèle à un autre), bâties autour d'un tube « In Line » autoconvergent de 19 pouces, de 104 MHz de bande passante, avec une définition de 1 280 points x 1 024 lignes :

- Logo 301 : monochrome en mode 4014,
- Logo 302 : monochrome en mode 4014 et mode natif Logo,
- Logo 303 : 8 couleurs sans table de nuances (Look-up table),
- Logo 404 : 16 couleurs simultanées parmi 4 096,
- Logo 406 : 64 couleurs simultanées parmi 4 096,
- Logo 408 : 256 couleurs simultanées parmi 4 096,



Terminaux informatiques : Celi mise sur la couleur.



La station de travail « Logo 2 000 ».

● Logo 410 : 1 024 couleurs simultanées parmi 4 096.

Ces équipements disposent donc de fonctionnalités telles que la segmentation d'image, la transformation locale en 2D associée aux images, le « Graphtext » qui permet de définir des polices de caractères, le fenêtrage qui représente des fenêtres multiples avec troncature associée, le remplissage de surfaces colorées avec priorité, les messages utilisateur, les entités labellées et leur identification rapide, et les familles sélectives de segments.

Les Logo C disposent de 10 plans mémoires et de 1,3 mégapixel/plan ; leur vitesse d'écriture s'élève à 100 ns/dot en mode DMA et leur vitesse de tracé des vecteurs à 400 m/s. Elles représentent 60 images non entrelacées par seconde ( $\pm 5\%$ ).

Ces terminaux graphiques sont dotés de fonctions diverses comme le zoom ou le « pan » local et possèdent 6 types de curseurs, 16 types de vecteurs et 4 tailles de caractères. Les logiciels de base utilisés sont le Logo-Plot, en Pascal ou en Fortran pour bibliothèque de génération de primitives.

## ... et des « stations de travail » graphiques

Les Logo 2000 et Logo 4 000 constituent une famille de calculateurs d'application qui, associés aux terminaux Logo 300 et 400, deviennent des stations de travail pouvant fonctionner ou non sur un « ordinateur hôte ». Ces équipements assurent ainsi à l'utilisateur la possibilité de traiter, en mode connecté, un flot d'informations provenant – ou à destination – de l'hôte ou, en mode local, de traiter des applications complètes : dessin assisté par ordinateur, cartographie, etc.

Ainsi, la Logo 2000 est bâtie autour du couple de microprocesseurs 8086/8087 et dispose d'une mémoire de 1 Mo partagée avec la mémoire d'image structurée. La programmation peut s'effectuer en assembleur ASM 86, Pascal MT+, langage C ou Fortran 77, ces deux derniers pouvant être utilisés simultanément. Elle est facilitée par l'emploi d'utilitaires tels que l'éditeur de texte Wordstar et la bibliothèque Logo-Plot de génération de primitives.

Parmi les extensions prévues, à noter le système d'exploitation

concurrent CP/M, le travail en multitâches et la connexion en réseau local.

La Logo 2000 travaille sous système d'exploitation CP/M 86 et dispose d'une console alphanumérique de 24 lignes de 132 caractères, d'une ou deux unités de disque souple de 1,2 Mo (en 8 pouces), d'un disque dur de 20 Mo à 65 Mo et d'une cartouche magnétique de sauvegarde.

Elle est dotée d'un interface parallèle Centronics pour imprimante et d'une ligne asynchrone jusqu'à 19 200 bps.

La Logo 4000 est une station de travail graphique dont les caractéristiques générales sont analogues à celles de la Logo 2000. Elle s'en distingue par son couple de microprocesseurs 8086/8087 et par une mémoire de 512 Ko extensible à 16 Mo. Le système d'exploitation utilisé est la version Xenix de Unix. La Logo 4 000 dispose également de Logo-Plot et peut être connectée en réseau de type EtherNet.

### Celi

25, rue des Petits-Ruisseaux  
91370 Verrières-le-Buisson  
Tél. : (6) 920.81.81  
Tx : 692 297

## Marconi Instruments : de 1896

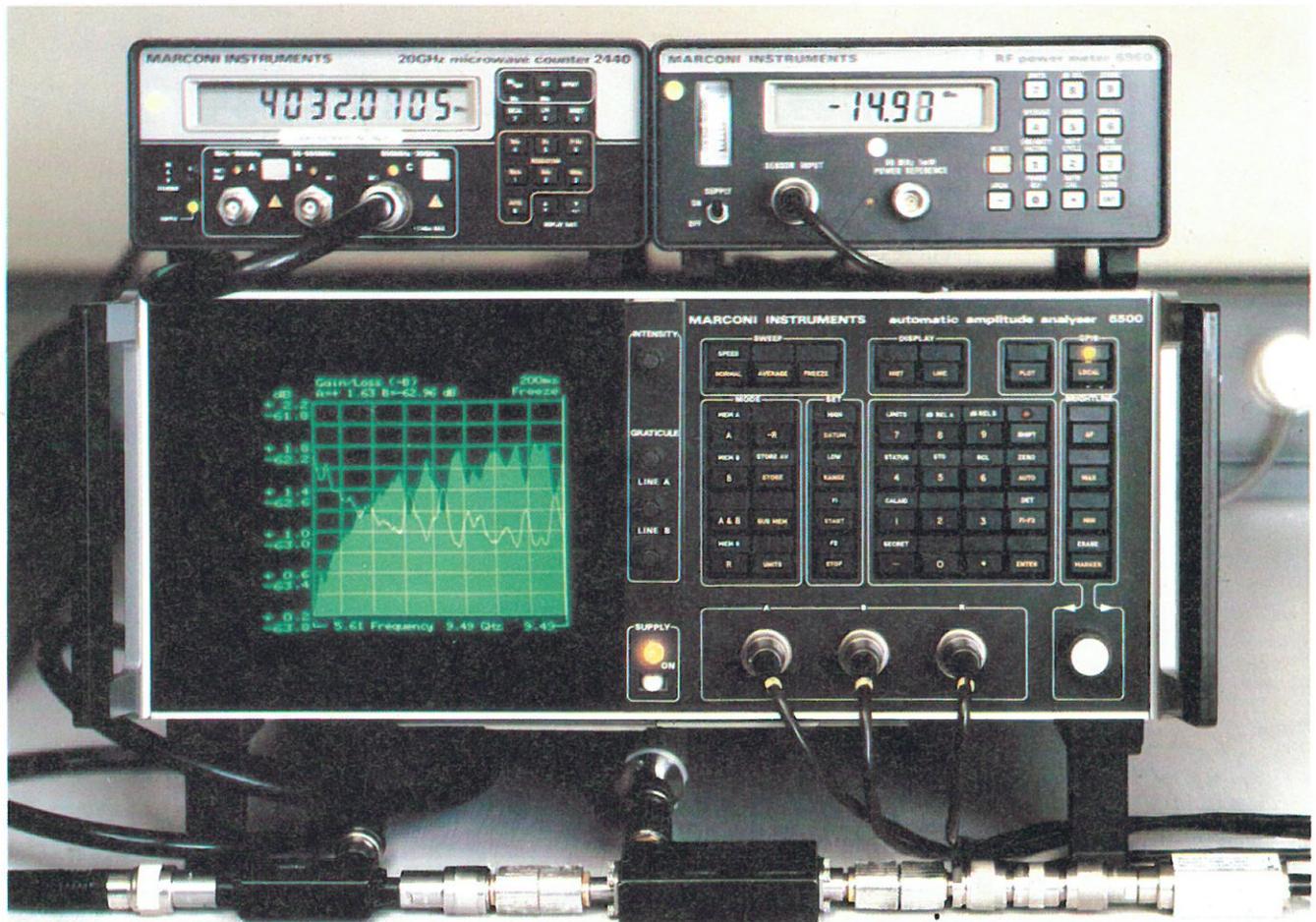
*Marconi Instruments : le nom seul évoque les premiers âges des télécommunications radio. C'est en effet en 1896 que fut créée Marconi Wireless Telegraph et, près d'un siècle plus tard, la société, devenue Marconi Instruments, fait preuve d'un dynamisme renouvelé.*

*Et ce, dans trois créneaux principaux : l'instrumentation, le test automatique, l'IAO.*

### L'instrumentation : en forte croissance

Cette croissance – de l'ordre de 30 % – est obtenue grâce à un pourcentage de R et D élevé : 15 %. Aussi n'est-on pas étonné de trouver au catalogue de la firme six nouveaux produits intéressants : le « 2440 », compteur 20 GHz, le « 2923 », inséreur de ligne test télévision, le « 6500 », analyseur scalaire, les « 2018 » et « 2019 »,

synthétiseurs de fréquence, et le « 2022 » qui est un synthétiseur « économique ». Ce dernier mérite quelques détails supplémentaires. Il s'agit d'un modèle qui couvre une gamme extrêmement large de fréquences porteuses de 10 kHz à 1 GHz, comprenant l'ensemble des bandes de communications/radio VLF, HF, VHF et UHF, et de fréquences intermédiaires. Sa résolution de fréquence est de 10 Hz, permettant de tester un équipement BLU à bandes étroites.



Une gamme « instrumentation » renouvelée.

## à 1985 ... 89 dB de dynamisme !

Les modulations d'amplitude, de fréquence et de phase, permettent de tester pratiquement tous les types d'équipement radio et radiotéléphone. Avec l'entrée « modulation extérieure », on peut aussi moduler le synthétiseur avec des signaux logiques pour télécommander les nouveaux récepteurs. La précision du niveau de sortie de  $\pm 1$  dB sera à la hauteur des précisions demandées pour les nouveaux récepteurs à tester.

Le 2022 étant très simple d'utilisation sera très apprécié parce qu'il permet à des personnes peu qualifiées de faire des mesures sans erreur. Toutes les fonctions internes de l'instrument sont sélectionnées par bouton-poussoir (fréquence porteuse, modulation et niveau de sortie).

### Le test automatique

Ce sont douze systèmes d'ATE que propose **Marconi** : in situ, combinatoires et fonctionnels. Ils couvrent 50 % du marché français.

Parmi eux, le nouveau « 800 X » est particulièrement remarquable.

En effet, cet équipement assure la qualité de la fabrication des circuits imprimés en vérifiant complètement l'assemblage, l'interconnexion et le fonctionnement des composants montés, tels que : circuits intégrés logiques et digitaux, des SSI aux VLSI. Parmi les exclusivités de ce nouveau testeur, citons la possibilité de programmer individuellement la synchronisation des pins rapides en « clock/control » par pas de 62,5 nanosecondes, un dispositif « trigger » sur chaque pin rapide, et la possibilité de programmer les tests de VLSI avec les patterns provenant des simulations et avec la terminologie des fabricants. En plus, la puissance du logiciel



Le Microquad en action.

microcodé, comprenant des instructions de boucle et de saut conditionnel, fait qu'on peut programmer la génération d'un pattern de 8 K-bits, par exemple, par seulement 5 lignes de programme.

### L'ingénierie assistée par ordinateur

L'acquisition par **Marconi** de la société **Quest** a permis d'élargir les potentialités en matière d'I.A.O.

Cela signifie un effort particulier en R et D (20 % du C.A.), le lancement de nouveaux produits (Microquad et EMA 85), un effort également au niveau des locaux et de la force de vente.

**Marconi Instruments**  
18, rue du Plessis-Briard  
« Le Canal », Courcouronnes  
91023 Evry. Tél. : (6) 077.90.66  
Tx : 690 482

### Quelques mots sur Microquad

Microquad combine la dernière génération de hardware avec un puissant logiciel pour offrir un nombre important de nouvelles caractéristiques améliorées. L'interactivité est rapide, étant donné que tout travail en relation avec les données est résident dans la mémoire principale, éliminant ainsi le besoin d'accéder au lecteur de disque Winchester à 15 Mo du système pendant l'acquisition des données.

Il est important de souligner que le lecteur de disquettes souples inclus dans la station centrale Microquad est compatible avec IBM PC, ce qui permet d'effectuer d'autres entrées de données aux systèmes, tel que le DASH-1 de Future-net.

## SGS : la croissance

*Incontestablement, SGS possède une image de marque. Celle des produits linéaires de puissance. Mais c'est une image quelque peu lointaine, et quelque peu vieillie. La stratégie de la compagnie, au contraire, est ambitieuse : être la première en circuits intégrés linéaires ; en transistor de puissance ; tenir une des premières places en N-MOS, une place honorable en C-MOS*

*grille silicium ; participer au marché des familles logiques standard.*

*Au niveau mondial, SGS est le « numéro 20 » des fabricants de semi-conducteurs – ce qui n'est pas négligeable.*

*Et l'usine de Rennes fait preuve, ainsi qu'on le verra ci-après, d'un dynamisme certain.*

### L'usine de Rennes : les activités

Deux activités essentielles s'effectuent dans cette usine : la diffusion ; l'assemblage et la sélection électrique. Ce sont 570 personnes qui y travaillent.

– La diffusion concerne les « wafers » 125 mm avec une capacité de 15 000 plaquettes/mois. Ce sont des circuits intégrés linéaires. Une prochaine étape permettra de diffuser en 150 mm. Parallèlement, la technolo-



Diffusion : bientôt en 150 mm...

## ... sans la crise

gie actuelle en 6  $\mu\text{m}$  passera à 4  $\mu\text{m}$  en 1986.

– L'assemblage et la sélection se rapportent surtout aux microboîtiers plastiques (C.I. linéaires et numériques – 20 à 30 millions d'unités/an –) avec prépondérance des composants destinés aux marchés télécom ; aux produits dits « Hi-Rel » : haute fiabilité, surtout pour les activités spatiales. SGS possède à ce propos un agré-

ment NASA, ce qui est un atout de poids pour prospector la clientèle américaine.

Une unité d'encapsulation automatisée est prévue pour 1987, en collaboration avec MHS. Elle pourrait être implantée à Rennes.

On notera que plus des trois-quarts de la production de l'usine de Rennes sont exportés.

### L'usine de Rennes : les produits, les technologies

Deux axes essentiels : tout d'abord les microboîtiers pour report à plat au pas de 1,27, en 8, 14, 16 broches 0,5 W et 16 broches 2 W.

Ce sont des amplis linéaires, des comparateurs, des C.I. C-MOS (fa-



### Résines Liquides HYSOL

Venez nous voir, vous découvrirez une famille issue d'une grande lignée: DEXTER.

Nous sommes la plus ancienne société cotée à la bourse de New York. Aujourd'hui notre chiffre d'affaires atteint plus de 500 millions de \$ US avec cinq divisions ayant toutes un seul objectif: la haute technologie. Parmi celles-ci, HYSOL, famille de haute tradition.

Depuis 30 ans, notre préoccupation principale est la formulation de résines spécialisées pour l'enrobage ou le remplissage.

Ces produits sont fabriqués non seulement aux Etats-Unis, Canada, Mexique et Japon, mais également

dans notre usine de Munich en R.F.A. qui couvre les besoins de la France, les autres marchés européens, l'Afrique, le Moyen-Orient et une partie de l'Asie.

Comme vous pouvez le constater, nous sommes très proches de vous. C'est pourquoi, nous pouvons vous rencontrer facilement.

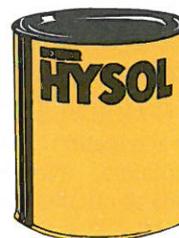
Laissez-nous, d'ores et déjà, vous présenter les principaux membres de notre famille.

Voici, tout d'abord, nos résines époxy liquides à 1 ou 2 composants, polymérisant à chaud ou à température ambiante, puis nos résines époxy li-

quides pour l'encapsulation de semi-conducteurs, nos résines pour l'opto-électronique et, enfin, nos résines liquides polyuréthanes, nos réserves et vernis pour circuits imprimés et nos colles conductrices spéciales.

Nous sommes également très soucieux de nous maintenir à l'avant-garde de la technologie électronique grâce à nos efforts constants dans le domaine de la recherche et du développement. De plus, nous pouvons formuler, pour vous, des produits „sur mesure“.

Vous êtes les bienvenus!



**DEXTER**  
**HYSOL**

69, Rue des Rigoles  
F-75020 Paris  
FRANCE  
Téléphone: (1) 3664705  
Télex: 220654

buschke marketing, münchen

# COMPOSANTS ACTIFS



Le contraire d'une usine à la campagne !

mille 4000 B) et « Low Power » Schottky.

Ensuite les produits fiabilisés : C-MOS « durcie » aux radiations (100 k-rads) pour applications spatiales, transistors (0,3 à 250 W).

La technologie « traditionnelle » de SGS était le bipolaire haute-tension. Cela reste vrai, mais les choses ont évolué. L'éventail comporte donc :

- le bipolaire haute-tension, permettant de réaliser des circuits dont la tenue en tension peut atteindre 180 V, malgré une complexité qui peut dépasser les 1 000 transistors,
- le bipolaire haute-complexité, permettant l'intégration dans un même circuit de parties analogiques de grande qualité et de parties logiques en I<sup>2</sup>L de grande complexité : exemple, le L296 pour alimentations à découpage.
- le C-MOS VLSI servant entre autres à la réalisation des circuits les plus complexes, microprocesseurs, mémoires et circuits de transmission intégrés (MODEM et COFIDECS),
- technologies de haute puissance et de comportement remarquable en ce qui concerne les tenues en tension et en courant : exemple, un circuit RVB pour la commande de CRT. SGS « sort » en moins d'un an un circuit intégré, de l'idée – cahier des charges

– à la production. Le système Zodiac (travail par blocs de cellules élémentaires logiques + analogiques), puis la simulation sur Daisy, apportent ici tout leur concours.

Deux implantateurs ioniques sont par ailleurs prévus dès à présent (implantateurs à courant moyen automatisés).

## L'avenir

La part de SGS dans le marché global des semi-conducteurs reste modeste au niveau de la France : 4 %

en 1984. Toutefois, la diversification technologique, l'effort vers des marchés « de pointe » : télécommunications, aérospatial, militaire – domaine des produits de haute fiabilité –, autorise un bon pronostic pour l'avenir.

## Le groupe SGS

Quelques « points marquants » au niveau du groupe SGS. Organisée en quatre grandes divisions : C.I. bipolaires, C.I. MOS, discrets et familles logiques, systèmes, la compagnie – qui emploie 8 000 personnes dans le monde, possède six usines et huit centres de conception – réalise plus de la moitié de son chiffre d'affaires en Europe. Ce dernier est ventilé de la façon suivante : C.I. bipolaires, 45 % ; C.I. MOS, 28 % ; discrets, 22 % ; autres, 5 %.

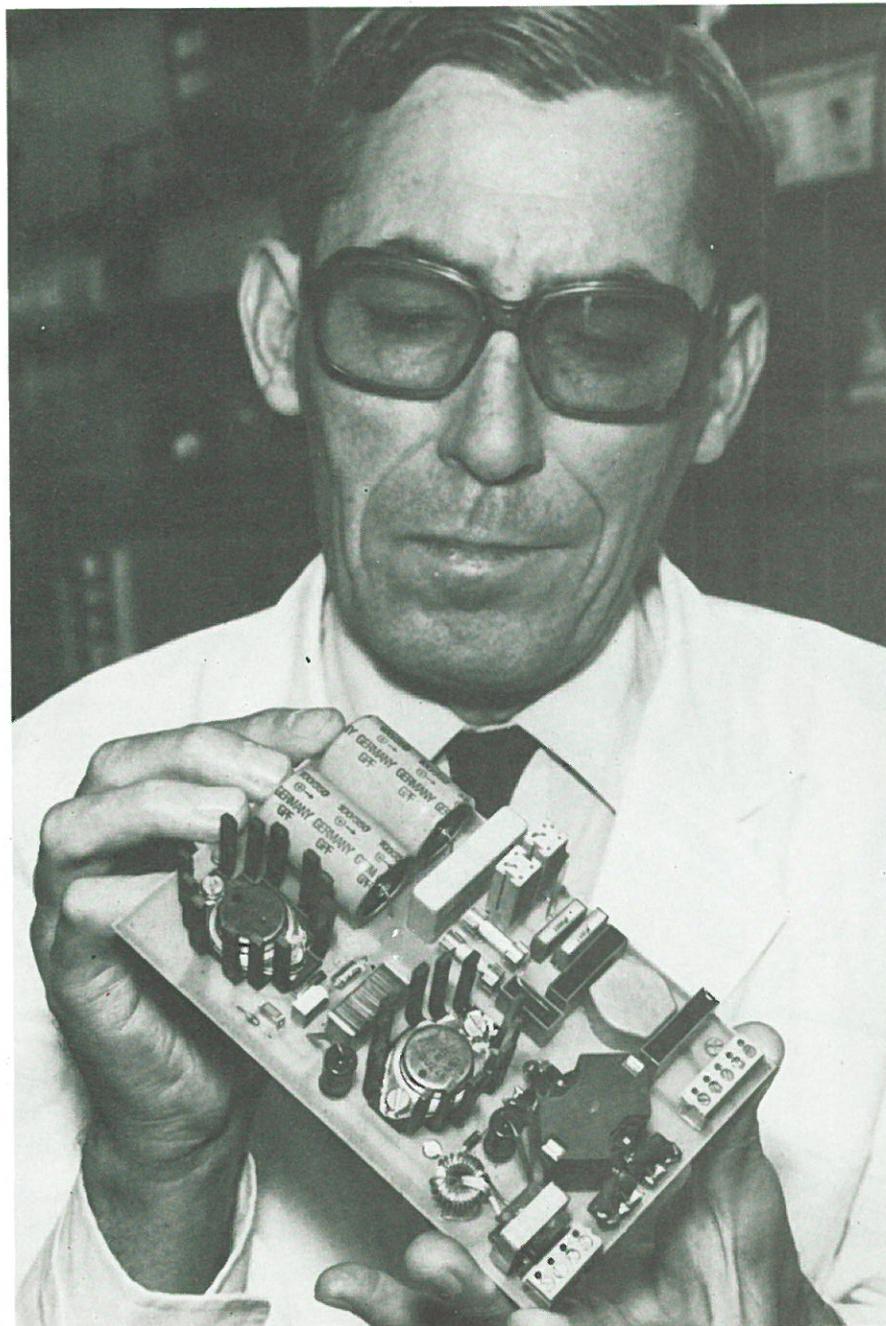
Les revenus de SGS sont assurés – toujours au niveau mondial – par l'automobile et le grand public : 37 %, l'industriel : 32 %, les télécoms et le militaire : 18 %, l'informatique : 13 %.

Fait intéressant à noter : l'usine de Singapour, qui faisait – chose classique – de l'assemblage, évolue vers une activité de diffusion.



De puissants moyens informatiques.

## Alimentations à découpage : une cure de Sipmos pour perdre du poids



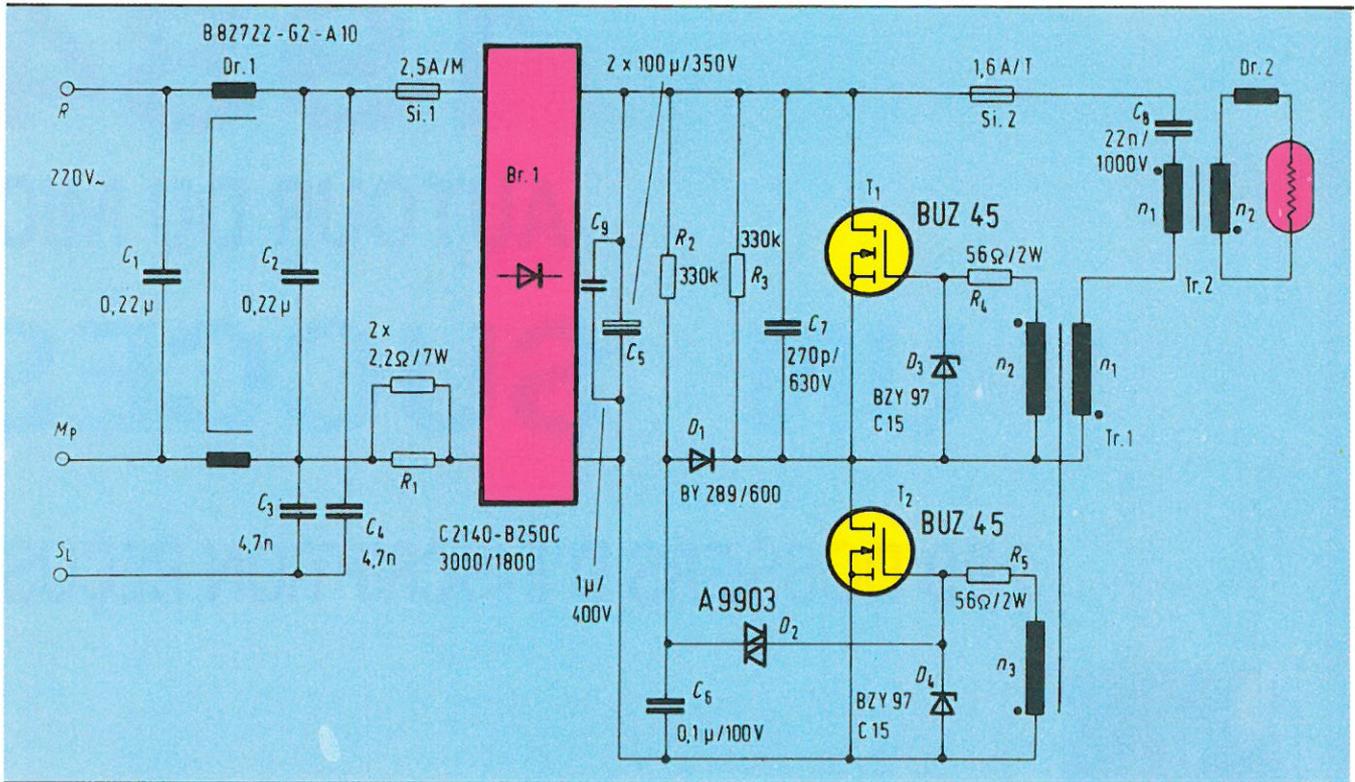
Siemens propose désormais des alimentations à découpage équipées de transistors Sipmos qui permettent, avec une fréquence de découpage de 120 kHz, de fournir une basse tension et une puissance élevée pour un poids très faible.

Destinées particulièrement à l'alimentation des lampes basse tension du type « halogène » (à très forte luminosité), les platines réalisées par Siemens permettent un gain de poids très important ; par exemple, une alimentation fournissant 24 V/250 W pèse 330 g, ce qui représente un gain de 90 % par rapport au poids d'une alimentation classique à transformateur 50 Hz.

Les alimentations à découpage dotées de Sipmos, prévues pour 24 V/250 W, 24 V/150 W ou 12 V/50 W, comportent des montages en demi-pont auto-oscillants dont la fréquence de travail nominale peut atteindre 120 kHz. A cette fréquence, les éléments bobinés, si lourds à 50 Hz, deviennent beaucoup plus légers ; le coût et l'encombrement de l'antiparasitage sont également réduits. Le courant d'allumage d'une lampe à halogène n'est que quatre fois plus élevé que son courant nominal, alors qu'un transformateur de 50 Hz peut provoquer lors de la mise en route d'une lampe à halogène des pointes de courant égales à 15 fois le courant nominal. Ces pointes de courant endommagent les sources de lumière et provoquent un champ magnétique qui peut déformer le filament spiralé de la lampe.

Les trois alimentations à découpage sont pourvues de deux transistors Sipmos chacune : BUZ 45 pour

# COMPOSANTS



Principe d'une alimentation 24 V/250 W.

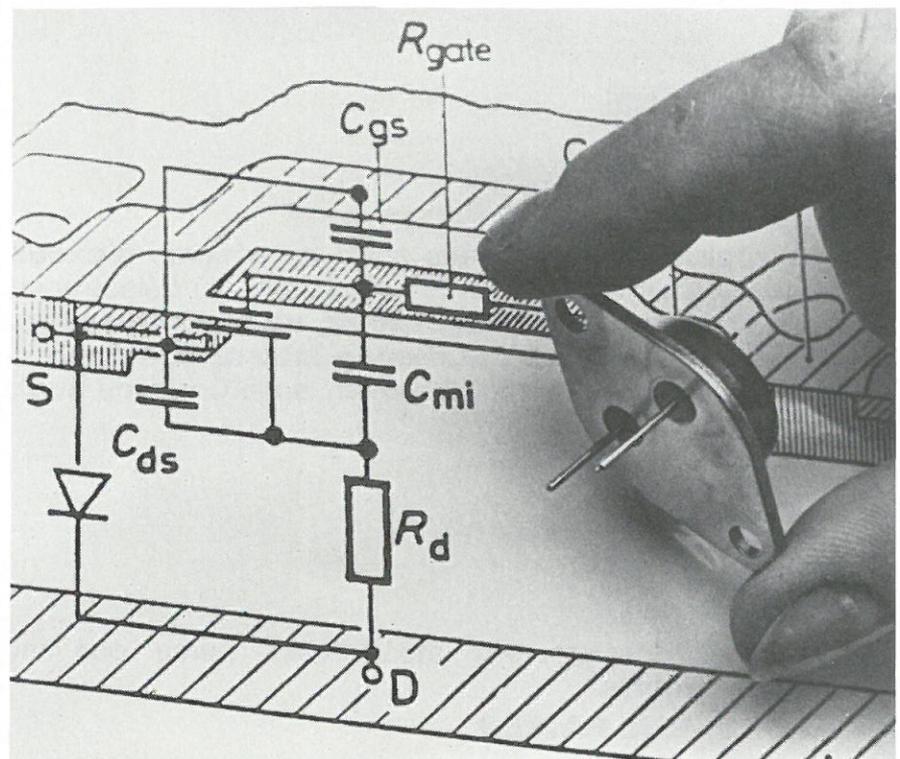
250 W, BUZ 41 A pour 150 W et BUZ 42 pour 50 W. Les noyaux des transformateurs correspondant à ces puissances sont du type RM 12, RM 10 et EF 20. Le transformateur de commande de chaque alimentation à découpage possède des noyaux du type R 12,5.

Les trois platines échantillons ont été pesées dans les laboratoires d'applications de la division Composants de Siemens : si le modèle de 250 W pèse, comme nous l'avons dit, 330 g, les alimentations de 150 et 50 W n'ont plus respectivement qu'un poids de 250 et 100 g, ce qui représente un gain pouvant aller jusqu'à 94 % par rapport au poids d'un montage classique à transformateur 50 Hz.

Tous les modes de fonctionnement ont été étudiés dans les moindres détails. A vide, la tension au niveau de la douille est de 1 à 2 V. Lors de l'utilisation d'une lampe, l'oscillation à fréquence élevée apparaît immédiatement. Le courant de drain lors de la mise en route des transistors n'est plus que quatre fois plus élevé que le courant nominal. Un fusible supplémentaire contre les courts-circuits réagit au bout de 50 ms.

Ce concept d'alimentation à découpage fonctionnant à 120 kHz représente un progrès évident par rapport aux autres types d'alimentations

existants dans beaucoup d'applications, comme par exemple l'éclairage de vitrines où le gain de volume et de poids est un paramètre important.



# REPERTOIRE 1984

Rubrique	N°	Page
<b>Applications</b>		
Principe et applications d'un intégrateur digital	34	41
Composants C-MOS pour alimentations	34	47
Conception et réalisation d'une mémoire d'images	34	53
Principe et applications des circuits intégrateurs	35	45
Fréquence-mètres en circuits intégrés	36	43
Intégrateurs et convertisseurs analogique-numérique et leurs applications	36	49
TDA 7000 : la modulation de fréquence sur une « puce »	37	15
Un système économique d'analyse numérique d'image	37	33
Les amplificateurs différentiels : applications en neurophysiologie	37	43
Un thermomètre différentiel	37	47
Un banc d'essais pour moteur	39	45
Un séquenceur universel (générateur automatique d'instructions)	39	53
<b>Réalisation</b>		
Un cardi tachymètre	34	17
Détecteur d'activité orageuse	34	25
Un poste de soudage pour électroniciens	34	29
Un Ph-mètre numérique	37	27
Un chargeur de batteries automatique	39	27

Rubrique	N°	Page
<b>Composants</b>		
L'A.B.C. des condensateurs tantale	34	59
Les capteurs magnétorésistifs	34	65
Circuits de protection pour montages à triacs	35	61
Nouveaux circuits intégrés	35	67
Découvrez un « supermicroprocesseur » : le MIW-E	38	71
Découvrez un « supermicroprocesseur » (seconde partie)	39	77
<b>Etude</b>		
Relais statique à circuit intégré	34	12
Les dispositifs à transfert de charges	34	71
Un microcalculateur « de choc » : le EF 6805 CT	35	53
La spectrométrie de masse : principe et applications	35	91
Les systèmes d'acquisition de données	36	69
La chromatographie en phase gazeuse : principes et applications	36	53
L'électronique au service de la prospection pétrolière	36	83
Les réseaux prédiffusés : pourquoi, comment ?	38	57
Les sondes à neutrons : principes et applications industrielles	38	87
La détection synchrone	39	99

# REPERTOIRE 1984

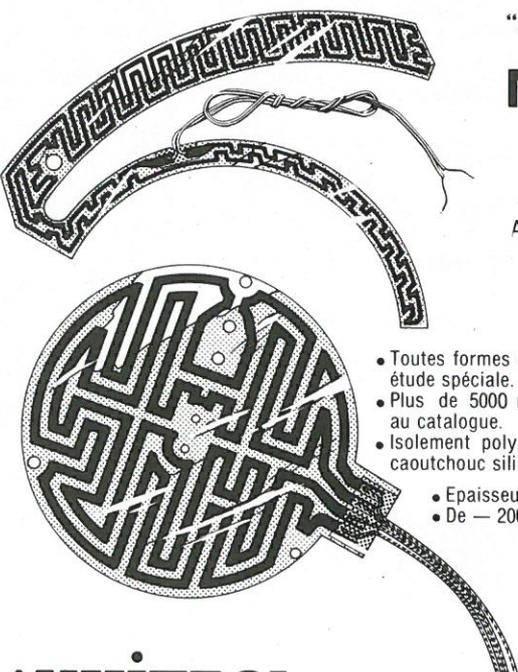
Rubrique	N°	Page
<b>Technologie</b>		
La foudre	34	33
Critères de fiabilité des circuits intégrés	34	81
La foudre et ses effets. Comment s'en protéger (2 <sup>e</sup> partie)	35	31
Critères de fiabilité des circuits intégrés (2 <sup>e</sup> partie)	35	85
Technologie des afficheurs électroluminescents	37	63
Technologie des mémoires « EPROM »	39	63
Les capteurs de température au silicium : technologie et applications	39	67
<b>Micro</b>		
Tracés de courbes paramétriques sur imprimante	34	91
Compilez vos programmes Basic	34	100
Logiciel pour 7 056 valeurs de résistances	34	105
16 programmes 1 K dans 16 K-octets	35	77
Tracé de courbes paramétriques sur imprimante (2 <sup>e</sup> partie)	35	81
Processeurs graphiques et microprocesseurs : les problèmes d'interface et leurs solutions	36	31
Programme de calcul de l'aire algébrique d'une intégrale	36	95
Attributs vidéo pour micro-ordinateurs	37	57
Chaîne d'acquisition de données analogiques et commande de process industriel avec Apple II	38	47
Comment charger un programme sans lecteur de disquettes	39	89
Commande de hacheur par micro-ordinateur introduction aux circuits programmables	39	93

Rubrique	N°	Page
<b>Mesure</b>		
Mesures de terre : principe et moyens	35	101
<b>Médical</b>		
La surdité : ses causes et ses remèdes (première partie)	37	71
La surdité : ses causes et ses remèdes (seconde partie)	38	33
La surdité : ses causes et ses remèdes (troisième partie)	39	33

## RESISTANCES CHAUFFANTES

**"LAMINAIRES"**

### MINCO



Applications :

- Electroniques
- Médicales
- Agro alimentaire
- Industrielles
- Aérospatiales
- Automobiles

- Toutes formes et dimensions sur étude spéciale.
- Plus de 5000 modèles standard au catalogue.
- Isolement polyamide: Kapton ou caoutchouc silicone.
- Epaisseur 25/100 mm
- De - 200 à + 235° C

**AUXITROL** 1, rue d'Anjou - BP 241 - 92603 ASNIERES  
Tél. + (1) 790.62.81 - Télex : MASCA 620359 F - Télécopieur : (1) 790.03.59

Nom \_\_\_\_\_ Fonction \_\_\_\_\_

Société \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

Tél. \_\_\_\_\_ Télex \_\_\_\_\_

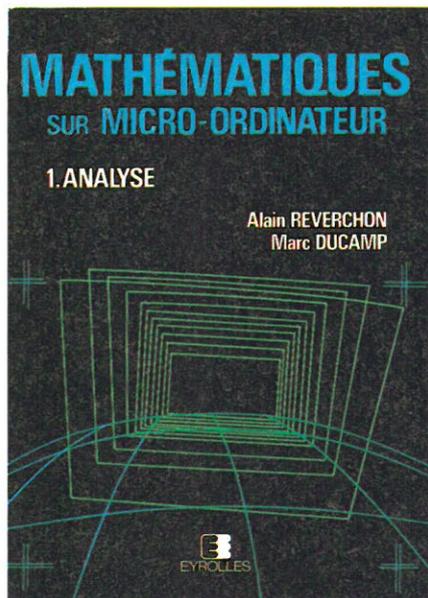
Désire la visite d'un technicien  Désire recevoir une documentation

# BIBLIOGRAPHIE

## Mathématiques sur micro-ordinateur

par A. Reverchon  
et M. Ducamp

S'adressant à tous ceux qui désirent utiliser leur micro-ordinateur dans un but scientifique, cet ouvrage permet aussi bien l'initiation aux méthodes numériques que la réalisation de programmes spécialisés utilisant les programmes présentés comme des outils.



La théorie reste qualitative autant que possible, de manière à privilégier la compréhension intuitive, les exemples commentés jouant un rôle essentiel. Chaque chapitre traite d'un sujet particulier, et tous les programmes qu'il comporte peuvent être utilisés simultanément. De plus, tous les chapitres sont indépendants et peuvent être abordés dans un ordre quelconque. Deux programmes graphiques permettent en outre de bénéficier de l'affichage haute résolution de l'ordinateur pour représenter des courbes ou des surfaces.

Les programmes sont écrits en Basic standard, ce qui permet l'introduction sans modifications sur la majorité des ordinateurs.

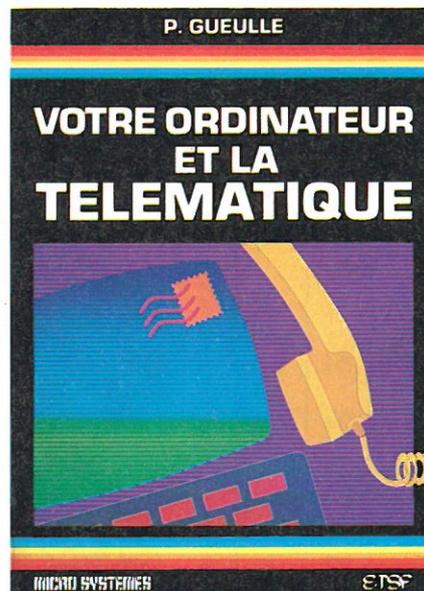
Eyrolles  
61, boulevard Saint-Germain  
75240 Paris Cedex 05

## Votre ordinateur et la télématique

par P. Gueulle

L'informatique individuelle est souvent synonyme d'informatique « solitaire ». La télématique, qui permet la transmission de données entre ordinateurs, brise cet isolement et ouvre des perspectives passionnantes. Différents moyens, comme le téléphone ou la radio (FM ou CB), sont à la portée de l'amateur.

Réaliser les équipements de transmission qui sont décrits dans cet ouvrage, c'est mettre son « micro » en communication avec d'autres ordinateurs.



Les principaux chapitres sont les suivants :

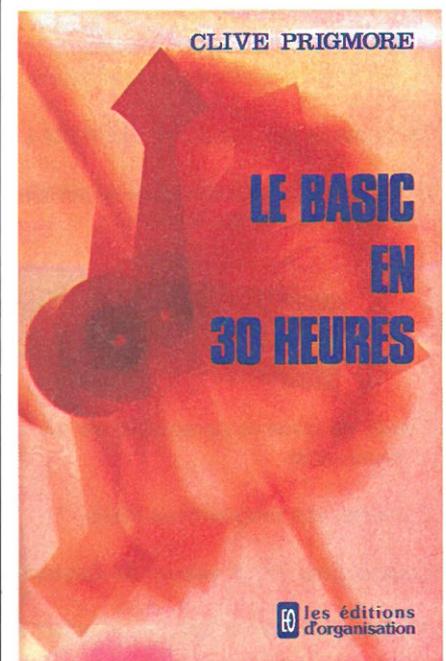
- Qu'est-ce que la télématique ?
- Les moyens télématiques de l'amateur.
- Raccordez votre ordinateur à votre téléphone.
- Créez vos propres « services télématiques ».
- Applications pratiques.
- Perfectionnez votre téléphone.

ETSF  
2 à 12, rue de Bellevue  
75940 Paris Cedex 19

## Le Basic en 30 heures

par C. Prigmore

Voici un livre pour apprendre à utiliser le micro-ordinateur en toute confiance, grâce à l'acquisition du langage Basic et des techniques de programmation : *Basic en 30 heures* est un cours simple d'auto-formation qui peut être utilisé sur n'importe quel type de micro-ordinateur, à l'exception du ZX 81. Il donne en outre des précisions supplémentaires aux possesseurs de l'ordinateur BBC.



L'ouvrage comporte neuf unités pédagogiques, avec des problèmes et leurs solutions, des questions de contrôle, et des exercices d'approfondissement.

Grâce à ce livre, le lecteur apprend à stocker, ordonner et trier des fichiers, des enregistrements et des répertoires ; comment imprimer des lettres et des adresses ; comment inventer ses propres jeux, manipuler des nombres, etc.

Son approche et sa progression pédagogique particulièrement remarquables feront apprécier le livre par les milieux de la formation.

Les Editions d'Organisation  
5, rue Rousselet  
75007 Paris

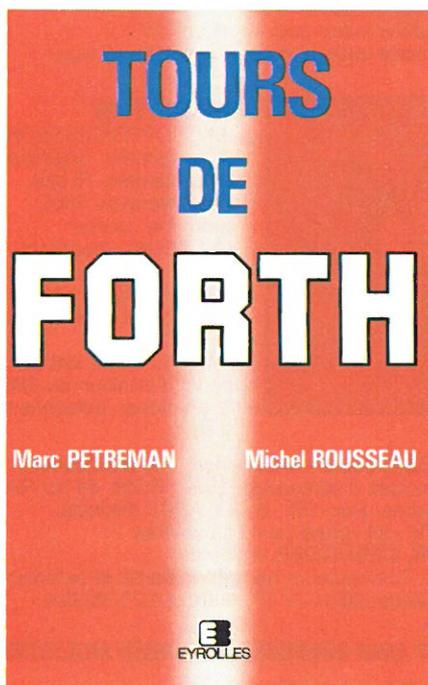
# BIBLIOGRAPHIE

## Tours de Forth

par M. Petreman

Sous un intitulé humoristique, voici un ouvrage qui, face aux nombreux livres d'initiation consacrés au Forth, se propose une démarche totalement différente.

Plutôt que d'enseigner le « B.A. BA » du langage, il préfère considérer que le lecteur en sait un minimum. Au travers de très nombreux exemples, les auteurs enseignent non seulement comment lire un programme, mais aussi comment le concevoir, c'est-à-dire comment, partant d'une idée, établir un « cahier des charges », puis un algorithme, et enfin l'ordinogramme de ce qui, bientôt, sera un programme.



De plus, on trouvera en appendice une mise à jour qui tient compte du nouveau standard 83. Un livre dont les exemples, tous portables d'une machine à l'autre, ont été développés sur Oric, Spectrum, TO 7, New-Brain, Apple, Hector HRX et... IBM PC !

Eyrolles  
61, boulevard Saint-Germain  
75240 Paris Cedex 05

## Le Basic par l'exemple

par J.-F. Schmid

Ce livre s'adresse à tous ceux qui désirent apprendre l'« espéranto » des micro-ordinateurs, c'est-à-dire le Basic.

Il est composé d'une suite de programmes, des plus simples aux plus compliqués, destinés à faciliter au lecteur l'utilisation d'un micro-ordinateur : chaque programme a un objectif pédagogique précis.

De même qu'une langue peut selon les régions posséder plusieurs dialectes, il existe des variantes entre certains ordinateurs. Conçu à partir d'un micro-ordinateur Goupil, il en a évidemment emprunté certaines particularités. Chaque fois que des différences existent avec d'autres matériels, elles ont été clairement signalées.

Cet ouvrage, rédigé à partir d'un cours donné dans le cadre d'un GRETA, sera particulièrement utile à tous ceux qui suivent une formation à l'informatique, niveau débutant, dans le cadre de l'Education Nationale.

Les Editions d'Organisation  
5, rue Rousselet  
75007 Paris

## Guide matériel et logiciel

8086-8088

et coprocesseur 8087

par B. Saguez

Cet ouvrage n'est pas une simple présentation des microprocesseurs 8086-8088 et du coprocesseur 8087, mais une étude claire et complète.

Dans la première partie, l'auteur traite des aspects logiciels. Il étudie le rôle des différents registres, les modes d'adressages, ainsi que le jeu d'instructions en dégagant pour chacune d'elles sa fonction et sa particularité.

Dans la partie matérielle, l'auteur décrit le rôle de chaque broche en précisant les fonctions spécifiques à

**GUIDE MATÉRIEL  
ET LOGICIEL**

**8086-8088**

**ET COPROCESSEUR 8087**

**BERTRAND SAGUEZ**



chaque microprocesseur et les fonctions communes.

Pour rendre plus claire la présentation, l'auteur fait appel à des exemples et à de nombreux schémas de connexion des différents circuits.

Eyrolles  
61, boulevard Saint-Germain  
75240 Paris Cedex 05

## Bus IEEE

**appareils programmables  
et micro-ordinateurs**

par R. Grégoire

L'auteur développe ici, de façon claire et pratique, les concepts et les principes de la communication entre le micro-ordinateur et les appareils programmables interfacés IEEE-488 : multimètre, générateur, scrutateur...

Il met l'accent, à l'aide de nombreux exemples, sur les notions essentielles qui concourent à la mise au point des logiciels d'applications : format des messages, terminateur, syntaxe des commandes.

ETSF  
2 à 12, rue de Bellevue  
75940 Paris Cedex 19

Micro  
informatique

# Un micro-ordinateur, huit voies de mesure

L'informatique est largement mise à contribution, dans l'industrie, pour centraliser et analyser des mesures portant sur toutes sortes de paramètres physiques.

Parallèlement à cela, les petits ordinateurs peuvent souvent être équipés de cartes d'interface qui, à l'aide des capteurs les plus divers, permettent de surveiller ou même réguler une chaufferie, un aquarium, ou une station météo simplifiée. Le très populaire Oric 1 peut désormais s'acquitter de telles fonctions grâce à une carte d'entrée analogique fort justement baptisée Orea.

## Qu'est-ce que la carte Orea ?

La carte Orea s'inscrit dans une famille de périphériques de conception française, destinés aux ordinateurs personnels les plus répandus (Sinclair, Epson, et maintenant Oric), et commercialisés sous la marque Siden (mais on peut déjà lui trouver quelques concurrentes !).

Ce petit circuit imprimé carré se connecte à la grande prise d'extension de l'Oric au moyen d'un câble plat serti. La fiabilité du raccordement est ainsi excellente, ce qui ne risquera pas de dégrader la robustesse générale du système Oric.

Une carte d'entrée-sortie « tout ou rien » (Ores) peut être installée selon les mêmes modalités, mais nous nous intéresserons surtout ici à l'acquisition

de grandeurs analogiques. La carte Orea possède en effet huit entrées acceptant toute tension continue évoluant entre 0 et + 5 V.

Moyennant une programmation très simple, l'ordinateur pourra réclamer la conversion analogique-digitale du signal présent sur n'importe quelle entrée.

Le résultat de la conversion est disponible sous forme d'un octet placé à l'adresse mémoire décimale 801 (pour la carte Siden). Il s'agit donc d'une mesure « 256 points », permettant une précision meilleure que 0,5 %, ce qui va nettement au-delà des besoins courants de l'amateur.

Un bornier annexe fournit une tension « de référence » de + 5 V, destinée à alimenter des capteurs du type « à résistance variable ».

Ce type de capteur est à recom-

mander tout spécialement pour les raisons suivantes :

- bonne disponibilité à faible coût ;
- aucun risque de surcharge de la carte, comme avec un capteur autonome ;
- grande simplicité d'utilisation (il suffit d'ajouter une résistance fixe pour réaliser un montage potentiométrique) ;
- absence de dérive de la « pleine échelle » puisque l'alimentation est la même que celle du convertisseur.

Pour les essais, on peut naturellement simuler n'importe quel capteur au moyen d'un simple potentiomètre.

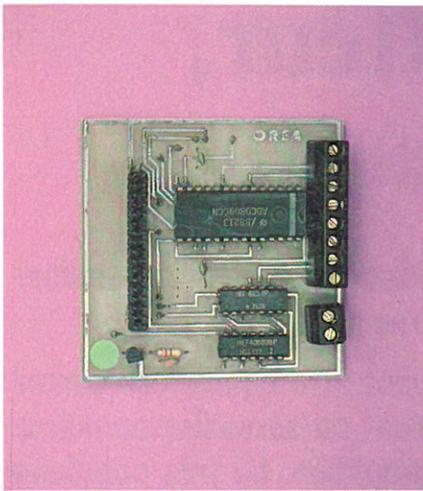
Les huit entrées sont numérotées de 0 à 7, et sont présentes dans cet ordre sur le grand bornier (entrée 0 du côté du petit bornier).

Pour demander une conversion on

« POKEra » le numéro de l'entrée à interroger, à l'adresse mémoire 801, celle-là même où sera disponible aussitôt le résultat de la conversion.

D'innombrables possibilités existent bien sûr en ce qui concerne le traitement sur machine des résultats des mesures : affichage à l'écran, impression sur papier, interprétation graphique, mémorisation, calcul des moyennes, linéarisation de la réponse des capteurs, etc.

En ce qui nous concerne, nous allons mettre à contribution les possibilités de l'Oric en matière de haute résolution pour présenter un état constamment remis à jour de l'évolution des huit grandeurs pouvant être centralisées.



Aspect de la carte Orea.

## Une visualisation en « histogramme »

L'industrie s'intéresse de plus en plus aux représentations linéaires (genre « bar-graph »), en raison de la grande clarté pouvant être obtenue de cette façon.

Un écran d'ordinateur, surtout à haute résolution, se prête à merveille à regrouper de multiples échelles de ce type. Avec l'Oric, la résolution verticale atteint 200 points, ce qui autorise une très grande finesse de représentation. Le petit programme de la figure 1 représente ce qu'il est possible de faire de plus simple en matière de surveillance simultanée de huit voies de mesure.

Toutes les demi-secondes environ, chaque voie sera « interrogée », et un trait vertical de longueur proportionnelle au résultat de la mesure sera affiché, après effacement rapide du précédent.

```

10 HIRES
20 PRINT:PRINT " 0 1 2 3 4 5 6 7"
30 FOR V=0 TO 7
40 POKE 801,V
50 Y=PEEK(801)/1.3
60 X=26+(V*12)
70 CURSET X,0,0
80 DRAW 0,199,0
90 DRAW 0,-Y,1
100 NEXT
110 GOTO 30
120 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEULLE
    
```

Fig. 1. - Un premier programme très simple.

```

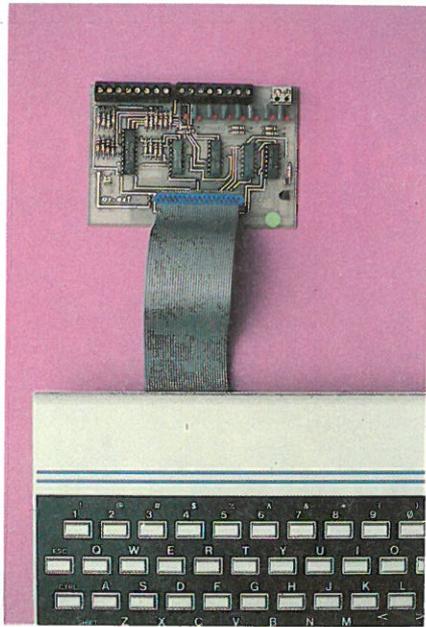
10 HIRES
15 DIM B(7)
20 PRINT:PRINT " 0 1 2 3 4 5 6 7"
30 FOR V=0 TO 7
40 POKE 801,V
50 Y=PEEK(801)/1.3
60 X=26+(V*12)
70 CURSET X,0,0
80 DRAW 0,199,0
90 DRAW 0,-Y,1
100 IF Y>B(V) THEN B(V)=Y
110 CURSET X,199-B(V),1
120 NEXT
130 GOTO 30
140 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEULLE
    
```

Fig. 2. - Un programme avec fonction « mémoire ».

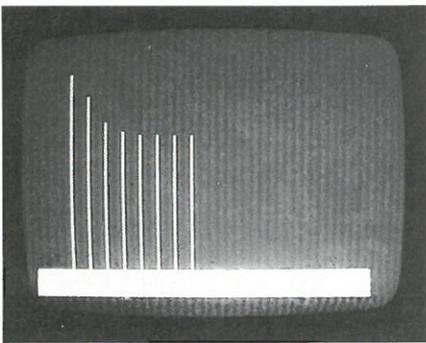
```

10 HIRES
15 DIM B(7) : DIM C(7)
16 FOR Z=0 TO 7
17 C(Z)=197
18 NEXT
20 PRINT:PRINT " 0 1 2 3 4 5 6 7"
30 FOR V=0 TO 7
40 POKE 801,V
50 Y=PEEK(801)/1.3
60 X=26+(V*12)
70 CURSET X,0,0
80 DRAW 0,199,0
90 DRAW 0,-Y,1
100 IF Y>B(V) THEN B(V)=Y
110 CURSET X,199-B(V),1
120 IF Y<C(V) THEN C(V)=Y
130 CURSET X,199-C(V),0
140 NEXT
150 GOTO 30
160 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEULLE
    
```

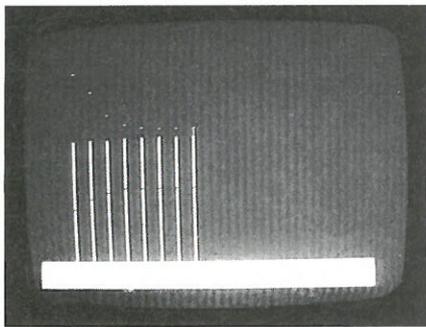
Fig. 3. - Ce logiciel mémorise les maxima et les minima.



La connexion au micro-ordinateur s'effectue par câble plat.

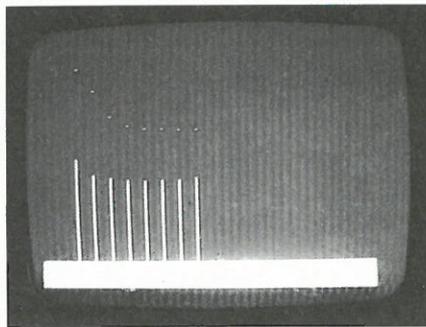


Une première représentation « bargraph ».



Ce « bargraph » comporte des « points mémoire ».

Une rappel en bas de l'écran des numéros des entrées permet l'identification immédiate de n'importe quelle voie. Avec la figure 2, nous introduisons une fonction « mémoire », puisque l'écran garde définitivement la trace du maximum atteint par chaque voie, sous la forme d'un petit point. Ce point sera repoussé vers le haut toutes les fois qu'un nouveau dépassement sera enregistré.



Autre présentation « bargraph » avec indication des maxima.

On retrouve là le principe des thermomètres « à maxima », dans lesquels un petit index est « poussé » par la colonne de mercure.

Le logiciel complet de la figure 3 est pour sa part capable de mémoriser à la fois les minima et les maxima. Les minima apparaîtront sous la forme d'une interruption du segment représentatif (un petit point sombre).

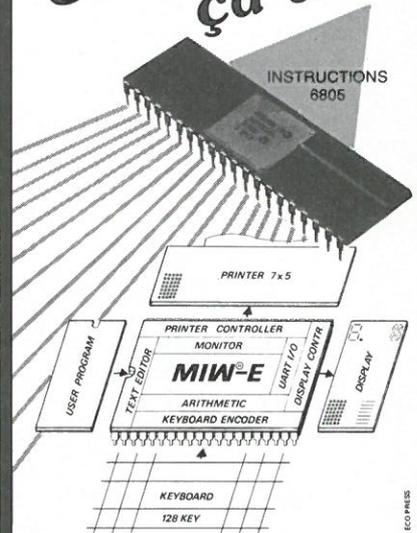
La fiabilité de l'ensemble *Oric/Orea* permet d'envisager des surveillances étalées sur des heures ou des jours, pourvu que l'alimentation électrique ne s'interrompe pas. Bien entendu, une alimentation de secours peut facilement être prévue, compte tenu de la consommation modeste du système. Si une surveillance plus fine de l'évolution des paramètres mesurés s'avère nécessaire sur quelques heures, il est très possible de raccorder la sortie vidéo de l'*ORIC* à un magnétoscope, ce qui permettra tout dépouillement ultérieur, pour peu que des repères horaires figurent sur la piste son. Il s'agit là d'une solution particulièrement économique puisque faisant appel à du matériel très répandu dans le grand-public, mais pouvant dans une certaine mesure éviter le recours à de coûteux enregistreurs d'instrumentation multivoies.

En fonction des besoins particuliers de chacun, les fonctions graphiques de l'*Oric* permettraient fort aisément de mettre en place des échelles graduées, linéaires ou non, facilitant la lecture des enregistrements.

Pour terminer, soulignons qu'il existe des possibilités de sauvegarder un « écran » particulièrement intéressant sur une simple cassette audio ou, moyennant un logiciel approprié, d'obtenir une copie papier sur certains types d'imprimantes.

P. Gueulle

Un chip  
ça va !



1 chip =  
1  $\mu$ P 6805  
+ 12 contrôleurs

Voir l'article paru dans la revue  
ELECTRONIQUE APPLICATIONS  
n° 38 et n° 39

1 KIT D'ÉVALUATION =  
2 cartes TICA EE1 équipées  
seulement avec MIW-E  
+ une documentation complète  
Prix promotionnel : 1 000 F HT

Sur accord THOMSON  
COMPOSANTS peut vendre  
directement le composant MIW-E

MIW-E 500 F HT par 10 pièces  
MIW-E 250 F HT par 100 pièces  
MIW-E 155 F HT par 500 pièces

Fabriqué en France par THOMSON EFCIS

MIW-E® 97 F.HT. par 2000 pièces

MIW® SA  
34, rue du Général Brunet  
75019 PARIS - Tél. (1) 200.99.75

BUREAU D'ÉTUDES SPÉCIALISÉ  
EN APPLICATIONS  $\mu$ P  
TEMPS RÉEL

*Médical*

# Electronique et biotechnologies

Depuis près de deux siècles, la chimie, la physique puis la technologie ont servi de base à la plupart des idées nouvelles qui ont permis à la médecine de progresser. Les médecins ont admis la chimie au travers de la pharmacologie. En revanche, la physique fait encore figure de parente pauvre bien que la physiologie s'appuie sur elle pour énoncer la plupart de ses lois. La technique enfin, d'apparition plus récente, s'implante d'emblée et participe activement à l'évolution rapide de la médecine au cours de cette seconde moitié du siècle.



## La place du « technicien »

Dans ce triptyque, le technicien occupe une place de plus en plus importante à côté du médecin ou du pharmacien. Cela parce que l'évolution de ces dernières années montre la place prise par la technique dans le diagnostic et la thérapie des maladies chez l'homme.

Les biotechnologies couvrent en fait un vaste panorama regroupant les disciplines techniques ayant une application dans les spécialités médicales. Ainsi, l'électronique n'est qu'une partie de ce panorama que l'on pouvait évaluer il y a quelques années à 50 %, tant en chiffre d'affaires qu'en personnel employé. Cependant, la part prise par l'électronique dans les techniques de santé s'accroît très rapidement.

*Intermedica*, premier « Salon international des matériels biomédicaux et des équipements pour collectivités hospitalières », s'est tenu à Paris en mai 1984. A cette occasion nous avons pu faire le point de cette activité, dont nous extrayons pour les lecteurs la part qui revient à l'électronique et aux sciences connexes.

## La France en quatrième position

Le marché de l'équipement biomédical ne représente pas un chiffre d'affaires important dans l'économie générale. Il en est ainsi dans tous les pays. Toutefois, l'intérêt de ce marché est de fournir des débouchés à certaines industries et il serait souhaitable que le volume des exportations augmente.

Le marché mondial des biotechnologies s'élève à 23,6 milliards de dollars U.S. (1982), les Etats-Unis s'adjugeant près de 50 % de ces dépenses ; la France se situe en quatrième position, derrière le Japon et la R.F.A., en absorbant 6,5 % du marché mondial, soit 9 milliards de francs.

Le premier poste de ces dépenses revient aux fournitures médicales (39 %), suivies de l'imagerie, des analyses, de la lunetterie, de la réhabilitation (chacun de ces secteurs représentant 13,5 % des dépenses) et de l'électronique (4,5 %).

Les entreprises françaises de matériel biomédical exportent 21,5 % de leur production ; par ailleurs, le mar-

MÉDECINE	TECHNIQUE																
	Électronique. Électricité	Laser	Ultrasons	Thermologie	Rayons X	Courants BF, MF, HF	Radioisotopes. Rayonnements	Informatique	Électromécanique	Mécanique	Pneumatique	Fluidique	Hydraulique	Optique	Physico-Chimie	Biomatériaux	Normalisation
Angéiologie																	
Anesthésiologie																	
Bactériologie																	
Biologie																	
Cardiologie																	
Chirurgie																	
Cytologie																	
Dentisterie																	
Dermatologie																	
Endocrinologie																	
Entérologie																	
Gestion hospitalière																	
Gynécologie																	
Hématologie																	
Hépatologie																	
Laryngologie																	
Médecine générale																	
Myologie																	
Néo-Natalogie																	
Neurologie																	
Obstétrique																	
Ophthalmologie																	
Ostéologie																	
Otologie																	
Pédiatrie																	
Pneumologie																	
Psychiatrie																	
Psycho-pathologie																	
Réanimation																	
Rhinologie																	
Stomatologie																	
Traumatologie																	
Urologie-Néphrologie																	

Tableau 1. - La technique et la médecine. Parties noires : électronique et disciplines connexes. Parties hachurées couleur : autres disciplines techniques.

ché national importe la moitié de sa consommation (80 % en ce qui concerne les seringues et les aiguilles).

Environ 1 600 chercheurs, dont 1 150 relèvent du secteur public, explorent les biotechnologies qui, en 1985, représenteront une dépense de 15 milliards de francs. Les années à venir consacreront le développement de la RMN, de l'immunologie en analyse *in vitro*, des prothèses et implants, des organes artificiels.

L'électronique médicale s'applique au diagnostic, à la surveillance, à la thérapie, au chapitre particulier de la radiologie et plus récemment à l'informatique. De nombreuses disciplines médicales font appel à diverses disciplines techniques (tableau 1). Lorsque l'on évoque l'électronique médicale, il s'agit essentiellement des applications de l'électronique directement en rapport avec la thérapie et le diagnostic (tableau 2). Cependant, il ne faut pas méconnaître pour autant l'emploi des télécommunications, de

la télévision en circuit fermé pour l'enseignement, l'automatisation des systèmes d'analyses biologiques et les différents dispositifs d'alarme où l'électronique joue le plus grand rôle.

L'importance prise par certains matériels, notamment ceux se substituant à une fonction vitale chez un malade, ou ceux utilisés dans les unités de surveillance à haut risque, nécessite, de la part des services hospitaliers, un « sacrifice » financier. Celui-ci est d'autant mieux accepté que ces matériels rendent service le plus longtemps possible, avec des frais et des risques minimisés.

## Le diagnostic

Les vieilles recettes du diagnostic sont-elles condamnées par l'électronique ? Certainement pas. Simplicité d'utilisation, modicité du coût, fiabilité, le bon vieux stéthoscope ne quittera pas, dès demain, la sacoche du médecin de famille, le diagnostic traditionnel à l'aide du tensiomètre ou de l'électrocardiogramme demeure irremplaçable, d'autant que l'apparition des techniques électroniques n'en condamne pas l'évolution orientée vers une lecture beaucoup plus rapide des résultats et une analyse plus fiable des paramètres.

L'endoscopie est l'exemple par excellence d'une technique médicale ancienne (l'endoscope de *Bozzoni* date du milieu du XIX<sup>e</sup> siècle) qui, grâce à l'évolution technologique instrumentale, pénètre aujourd'hui la plupart des disciplines médicales : gynécologie, urologie, proctologie, oto-rhino-laryngologie, arthrologie, pneumologie, odontologie, etc. Elle permet désormais, dans tous ces domaines, l'examen, le diagnostic et même le traitement « *in situ* » sous contrôle permanent de la vue.

En fait, l'électronique appliquée au domaine médical, a, en quelques années, profondément modifié l'art du diagnostic.

La mise au point des « scanners », puis des appareils à « résonance magnétique nucléaire » (RMN) a brutalement ouvert des perspectives nouvelles.

En France, la *Compagnie Générale de Radiologie (CGR)* filiale de *Thomson*, sans doute après avoir regretté l'absence de l'industrie nationale sur le marché des scanners, a décidé d'occuper celui de la RMN. Cent millions de francs ont été investis (plus de

20 millions affectés à la construction d'un bâtiment spécial, tout en bois, à Buc) permettant à la *CGR* de gagner la bataille de la RMN, pour peu que soient éliminées les dernières réserves émises par les utilisateurs de matériel biomédical concernant la fiabilité des réseaux commerciaux et du service après-vente.

En effet, la *CGR* poursuit l'expérimentation clinique d'ores et déjà concluante de deux appareils à RMN, l'un de 3 500 gauss, l'autre de 5 000 gauss. Trois de ces appareils seront livrés dans l'année, portant à cinq le nombre d'établissements hospitaliers équipés : à Paris l'hôpital des Quinze-Vingts, celui du Kremlin-Bicêtre, le CHU de Grenoble, celui de Montpellier et la clinique Clairval à Marseille.

Il est à noter que durant les deux prochaines années, 100 scanners supplémentaires seront installés en France.

D'ores et déjà la *CGR* s'intéresse aux appareils à haut champ (15 000 gauss) dont elle compte produire une dizaine d'exemplaires en 1984-85, grâce à une prospection active du marché américain et européen.

Révolution dans le diagnostic ? Incontestablement ; la RMN, qui n'en est encore qu'à ses débuts, permet une appréciation de la pathologie particulièrement fine. Son coût actuel est cependant un obstacle sérieux à sa généralisation, même si on estime que le marché mondial devrait absorber environ 300 appareils à RMN en 1986/1987. Chaque appareil coûte en effet de 8 à 20 millions de francs et impose de grandes contraintes d'utilisation destinées à éviter toute perturbation du champ magnétique. Un appareil de 5 000 gauss par exemple, exige l'absence de tout élément métallique dans un rayon de 15 mètres !

L'espace libre devient donc impératif autour des salles de traitement. *Aux Etats-Unis, les appareils à RMN sont installés dans des jardins.*

## La thérapie

En juin 1960, le professeur *Maiman* fait jaillir durant quelques millièmes de secondes, un éclair de lumière cohérente qu'il baptise « laser » (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation).

En une vingtaine d'années, le laser s'est imposé dans de nombreuses disciplines médicales : ophtalmologie,

oto-rhino-laryngologie, dermatologie, gynécologie, odontologie, chirurgie...

L'utilisation chirurgicale du laser a de nombreux avantages. Il permet, grâce à la combinaison de ses différents effets, thermique, photochimique, électrique et mécanique une précision d'intervention inconnue jusqu'alors. En outre, il donne au praticien comme au patient une sécurité nouvelle aux conséquences insoupçonnées, la destruction de la lésion étant pratiquée sans le contact direct d'un instrument sur les zones périphériques. Enfin, le laser est souvent une technique opératoire économique, l'intervention pouvant n'exiger qu'une anesthésie locale, évitant donc l'hospitalisation et diminuant d'autant le coût du traitement.

Malgré tous ces avantages, le laser n'a rien d'une formule chirurgicale miracle. Il apparaît comme remarquablement adapté à nombre d'interventions spécifiques, impraticables autrement. Son champ d'action qui ne cesse de s'élargir, est néanmoins limité, d'autant que l'investissement exigé par chaque appareil est élevé : entre 300 000 et 700 000 francs.

## Prothèses, implants et handicaps

Le marché français en matière de prothèses et implants est caractérisé par quelques chiffres éloquentes : il y a en France 3,8 millions de malentendants, dont 115 000 sourds profonds exigeant le port d'un appareil ; 60 000 personnes souffrent de troubles digestifs, 200 000 d'insuffisance respiratoire, 1 million du diabète (100 000 sont insulino-dépendants) ; 60 000 patients portent un stimulateur cardiaque et 10 000 malades sont traités par dialyse rénale... Chaque année, les chirurgiens procèdent à 20 000 amputations, alors que 30 000 personnes reçoivent une aide technique, orthèse ou téléthèse, et que 40 000 autres vivent avec une prothèse articulaire interne.

Ce sont 182 entreprises qui se partagent ce marché particulièrement fourni, réalisant un chiffre d'affaires voisin des 3 milliards de francs, exportant le quart de leur production. Il est vrai que rares sont les sociétés dont les activités sont spécialisées dans les prothèses et implants.

Enfin, l'électronique pour sa part, assure son précieux concours à la dé-

finition de prothèses mieux adaptées à chaque patient : à partir d'une prothèse standard, l'ordinateur inscrit les particularités du malade (système CAD/CAM) et propose une image finale correspondant exactement aux besoins de ce dernier.

Le secteur des prothèses et implants s'attache à la reconquête du marché intérieur, maîtrisé à près de 80 % par la production étrangère. Avec un objectif de taille : simplification du matériel, fiabilité accrue et définition d'un coût raisonnable. Un objectif en parfait accord avec ceux des pouvoirs publics.

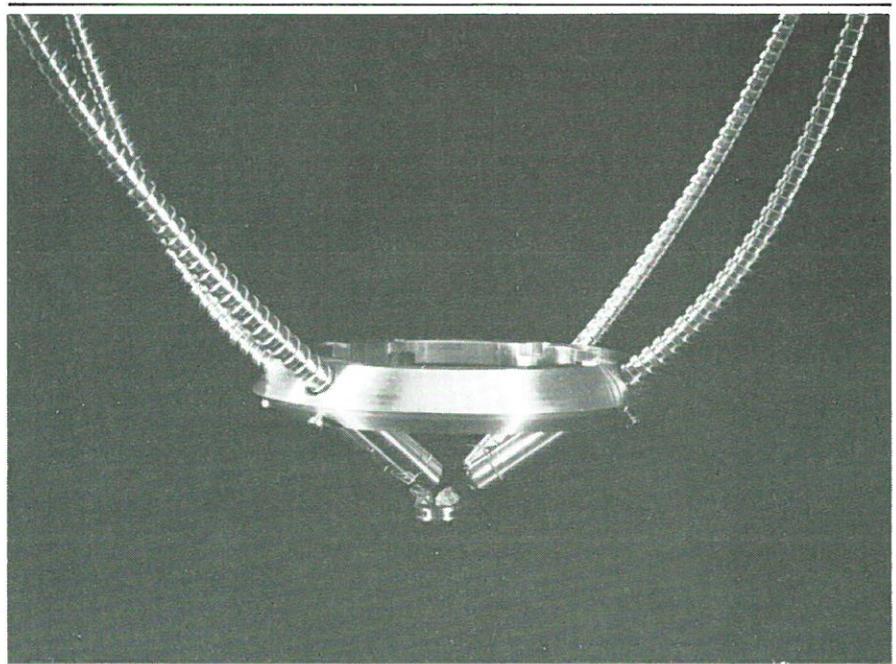
La recherche et les novations s'accumulent dans le secteur de l'assistance aux handicapés, afin de leur permettre de mieux affronter la vie, de les rendre le moins possible dépendants. Ainsi, le laboratoire d'informatique de la faculté de médecine de Marseille et le Centre de réadaptation fonctionnelle de Valmante à Marseille ont mis au point un système de contrôle de l'environnement adapté aux besoins du handicapé et qui fonctionne à l'aide de la voix humaine.

Avec *Tetravox*, le patient retrouve une partie de son autonomie en commandant de la voix tous les organes électriques dont il a besoin : téléphone, télévision, lumière, porte, volets roulants...

## L'informatique médicale

L'informatique a déjà reçu de nombreuses applications dans le domaine médical au cours des dernières années. Cette réussite pourrait cependant n'être que très modeste au regard de ce qui peut se produire dans un proche avenir.

L'informatique intervient désormais dans de très nombreux secteurs médicaux. Dans l'imagerie lorsqu'elle permet de visualiser le patient examiné au moyen du scanner ou d'un appareil à RMN. En matière de prothèses, puisque, selon une application récente, l'informatique permet de dessiner un modèle exactement adapté à la morphologie du patient. Dans le domaine des analyses, elle permet une obtention immédiate des résultats. Mais en outre, grâce aux banques de données, elle permet une consultation rapide d'une mémoire médicale qui établit alors un diagnostic en fonction des troubles recensés. A son tour,



Les transmissions par fibres optiques sont couramment utilisées en médecine (microscope Philips).

cette information peut aider à dépister une épidémie, à entretenir les statistiques régionales, ou nationales, à prévenir le praticien d'éventuelles incompatibilités médicamenteuses.

Au-delà de son application strictement médicale, l'informatique fournit une aide précieuse en matière de gestion : l'hôpital ou le cabinet privé obéissent en effet aux mêmes impératifs comptables, administratifs, prévisionnels qu'une entreprise ordinaire. L'informatique devient alors un auxiliaire de gestion, source de rigueur et de rationalité. On conçoit aisément qu'un hôpital tire bénéfice d'une gestion informatisée de ses stocks. Dans le même esprit, le cabinet privé, comme l'établissement hospitalier, peut envisager la création d'un fichier « patients » qui permettrait la saisie instantanée de sa vie médicale. Le projet est séduisant, même s'il risque de se heurter à la législation en la matière qui hésite à autoriser « une mise en carte » de la population, susceptible de rendre inefficace le secret médical. Par ailleurs, et l'argument n'est pas négligeable, l'informatique n'est pas encore totalement entrée dans les mœurs. Ses applications font peur, quand bien même montreraient-elles également leurs limites.

Il faudrait donc admettre l'informatique telle qu'elle est : une collaboratrice précieuse mais certainement pas un pouvoir capable de s'imposer face aux hommes de l'art. L'informatique prend simplement la place qui lui revient, y compris dans le domaine médical.

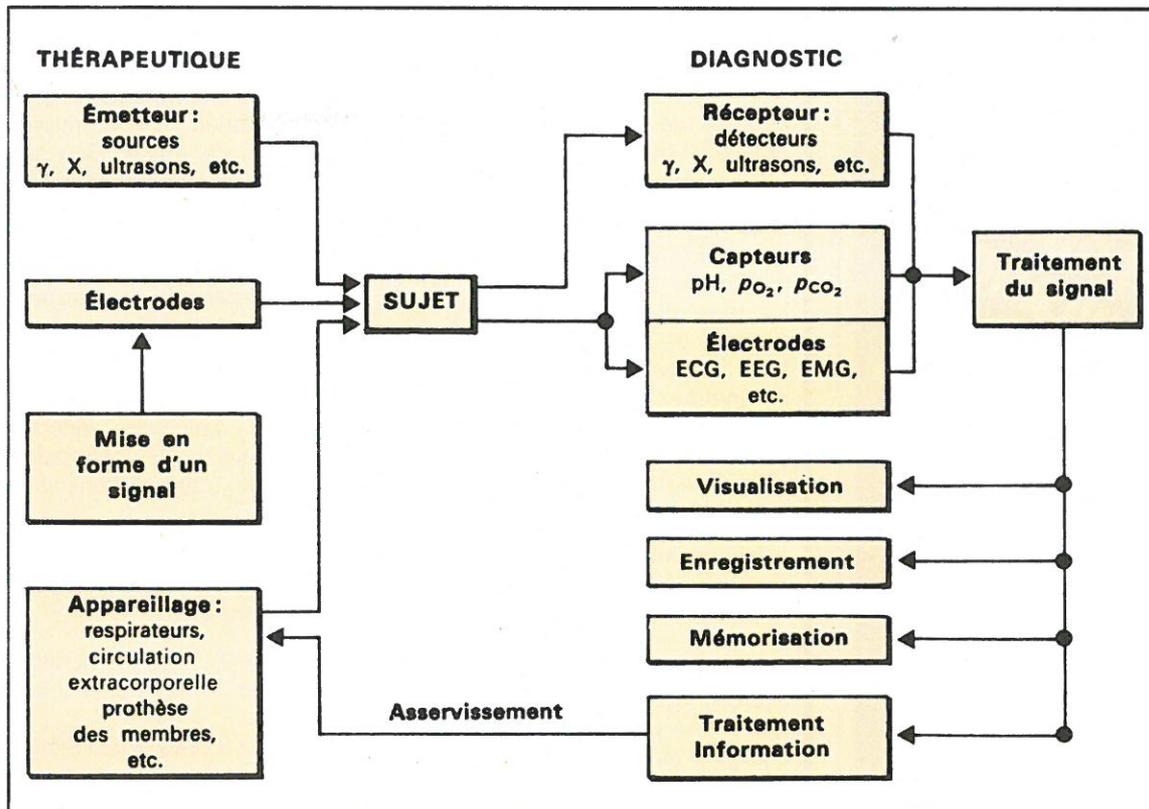
## La maintenance du matériel

L'équipement technique hospitalier devient de plus en plus important et cet investissement mérite des soins particuliers. La maintenance permet, outre des économies, de maintenir disponibles des équipements qui souvent sont en nombre insuffisant. Actuellement, cette maintenance est assurée à la fois par le constructeur et par l'hôpital.

Toutefois, depuis quelques années, un grand brassage d'idées s'effectue, tant parmi les médecins et les gestionnaires que parmi les constructeurs. L'intérêt commun, sans oublier celui du malade, exige une meilleure coordination des moyens et des actions.

Il est souhaitable qu'un parc de matériel, disséminé dans tous les services d'un hôpital, soit suivi par un responsable technique et son équipe. Cela est vrai pour l'électronique mais également pour les autres disciplines techniques. Il est donc nécessaire que ce responsable soit formé à ces diverses disciplines, seuls les membres de son équipe pouvant être spécialisés.

La complexité des tâches à assumer dans un hôpital montre que cette question n'a pas encore trouvé de réponse applicable à tous les cas de figures. L'ascenseur, la chaudière du chauffage central, l'unité de surveillance cardiaque posent des problèmes qui peuvent survenir au même



instant. L'ordre des priorités, la qualification et la disponibilité des techniciens, les pièces détachées en stock, interviennent dans la mise en œuvre de cette maintenance.

Actuellement, les équipes techniques des constructeurs et celles des hôpitaux participent à l'entretien et au dépannage. Mais il est certain que les hôpitaux souhaiteraient intervenir entièrement avec leurs propres moyens, exception faite pour le matériel très récent n'ayant pas encore fait l'objet de stages de formation.

## La sécurité dans les hôpitaux

Les malades et le personnel hospitalier sont menacés d'électrocution par l'usage généralisé de l'électricité, mais aussi par l'emploi de plus en plus fréquent d'électrodes ou de capteurs reliés directement au malade. Les accidents observés peuvent se ranger en trois catégories :

- **L'électrocution classique**, que l'on rencontre lorsqu'une personne est mise en contact avec un conducteur sous tension, d'une manière directe ou indirecte. En effet, autant il est facile de détecter, et d'éviter, un

conducteur dénudé ou des raccordements non isolés, autant il est plus subtil de découvrir une mise à la masse, celle-ci pouvant être la table d'opération ou le lit du malade.

La salle d'opération est un lieu particulièrement vulnérable. On y manipule des solutés (électrolytes), du sang, à cela s'ajoute l'humidité des sols, en outre la technique électrique y est abondante. On trouve un respirateur, un bistouri électrique, du monitoring, du petit matériel (perceuse, trépan, etc.), un négatoscope, le scialytique, etc. Le moindre défaut d'isolement peut être la source d'une catastrophe ;

- **l'électrocution par microcourants**, est certainement la façon la plus insidieuse de créer l'accident. Les microcourants, bien qu'imperceptibles au simple toucher, sont capables de provoquer des lésions irréversibles s'ils sont appliqués directement sur le cerveau ou sur le cœur. Cette constatation est la conclusion de travaux récents sur l'origine et les effets de ces courants. Ainsi, dans tout matériel électrique, soit par défaut partiel d'isolement, soit par effet de capacité, des microcourants sont produits sans que cela nuise à l'utilisateur. En milieu médical le problème est très différent. Le malade est relié à l'appareillage au moyen d'électrodes, dont on améliore

la conductibilité au moyen de pâte conductrice ; parfois, on utilise des électrodes aiguilles, placées sous la peau ; enfin, c'est l'insertion par voie veineuse d'électrodes à l'intérieur des cavités cardiaques (endocavitaires). Citons également les perfusions intraveineuses dont le cathéter (sonde) est rempli d'un soluté (électrolyte) rendant toute la ligne conductrice.

Même lorsque les conditions d'isolement sont bonnes, un risque subsiste. En effet, lorsque le patient et les appareils sont reliés correctement à la terre, une différence de potentiel peut exister entre deux terres. Il faut dire que les prises de terre sont variées dans un hôpital (prise secteur trois broches, conduite d'eau, radiateur, etc.) et que pour un malade possédant une sonde endocavitaire (résistance entre sonde et cœur de l'ordre de 500 Ω) il suffit d'une différence de potentiel de 50 mV pour qu'apparaisse un courant de quelque 100 μA, suffisant pour provoquer une fibrillation cardiaque rapidement mortelle.

Ces différentes terres devraient être au même potentiel (nœuds équipotentiels), mais le danger subsiste néanmoins si l'un des appareils n'a pas été branché ou si, accidentellement, il se déconnecte.

Le courant du réseau passe par des capacités parasites, telles les capaci-

**SERIGRAPHIE**

**POUR LA  
FABRICATION  
DE VOS ECRANS,  
JOUEZ LA SECURITE**

**ULANO**

- films présensibilisés : RED T1 et ULANOLUX
- films capillaires : CDF4, CDF5 et UVF1
- émulsions : 569 et 771 R
- émulsions : 779 et 551 R
- un trait précis et fin
- une épaisseur de couche qui peut varier selon vos besoins.

Programmes chimiques de  
préparation et de  
récupération.

**UNE EXCLUSIVITE**

M : \_\_\_\_\_  
Société : \_\_\_\_\_  
Adresse : \_\_\_\_\_

Souhaite recevoir la documentation  
sur la gamme des produits ULANO

**tripette & renaud**  
39, rue Jean-Jacques-Rousseau  
75001 PARIS - tél. 233.21.45

SERVICE-LECTEURS N° 4

tés existant entre les enroulements du transformateur, entre le réseau et l'enveloppe de l'appareil, entre le circuit d'alimentation et l'enveloppe. Ces capacités parasites sont inévitables et le courant de fuite qui en résulte est amené au patient par les électrodes.

La solution préconisée par la *Commission Electrotechnique Internationale (CEI)* est l'isolement complet du patient au moyen de circuit flottant. La terre n'est plus branchée sur le patient, et le transfert des informations s'effectue par des voies électromagnétiques ou optoélectroniques. C'est un isolement presque parfait puisque, dans le cas d'un transfert électromagnétique, le courant de fuite est réduit à moins de  $10 \mu A$  ;

● les accidents dus à l'électricité statique, sont devenus plus rares. Il y a quelques années, ils représentaient le risque électrique majeur en salle d'opération. Il suffisait d'un mélange explosif (gaz ou vapeurs anesthésiques + oxygène) allumé par une décharge d'électricité statique. C'est un accident dont il faut tenir compte, mais ce n'est pas de l'électrocution.

### La normalisation

L'emploi quotidien d'une technique qui se complique, le nombre d'appareils en service qui se chiffre en millions d'exemplaires, la diversité des fabrications pour un même type d'appareil font qu'une certaine standardisation serait souhaitable. Là encore, le processus a été lent à démarrer car le corps médical est peu motivé par les problèmes de la normalisation, sauf pour des problèmes évidents, tels que la conicité des embouts de seringues. Mais dès que l'on aborde un matériel plus compliqué, il est nécessaire de tenir compte du malade qui va subir le matériel, du médecin qui va l'utiliser et du fabricant qui va le construire. En outre, la technique médicale a ceci de particulier que, dès qu'un matériel original est créé, il bénéficie d'une diffusion mondiale. Cela veut dire que l'on se heurte immédiatement à des problèmes de branchement sur le secteur, de raccordement au malade, de règles de sécurité propres à chaque pays et de législation quant à l'utilisation de ce matériel en milieu hospitalier. Il est donc indispensable que les utilisateurs et les fabricants se réunissent en commissions nationales puis internationales afin d'harmoniser les moyens en fonction des besoins.

En France, c'est l'*Association française de Normalisation (AFNOR)*, aidée par l'*Union technique de l'électricité (UTE)* pour les questions électriques et électroniques, qui assure la coordination des commissions et des groupes de travail. Ces deux organisations participant avec leurs homologues étrangers à des réunions sur le plan international au sein du *Comité Electrotechnique international (CEI)* et de l'*Organisation internationale de Normalisation (ISO)*.

La normalisation, outre qu'elle rationalise les moyens techniques mis entre les mains des médecins, offre un document précis permettant l'homologation du matériel médical.

En 1984, l'*AFNOR* a réuni les normes françaises de matériel biomédical sous la forme d'un recueil en quatre tomes :

- Tome 1 : matériel médical,
- Tome 2 : matériel chirurgical et divers,
- Tome 3 : radiologie et électricité générale.
- Tome 4 : matériel d'électricité médicale.

Ce recueil contient également les textes paranormatifs et les textes réglementaires techniques en vigueur en septembre 1983. Nous reproduisons en annexe la liste des normes concernant essentiellement l'électronique et l'électricité.

J. Trémolières

### Bibliographie

- [1] J. Trémolières - « La biotechnique, avenir de la médecine ». *Sciences et Techniques* n° 30, mars 1976.
- [2] J. Trémolières - « L'équipement électrique en pratique médicale ». *Electronique Applications* n° 9, printemps 1979.
- [3] J. Trémolières - « L'électronique dans les techniques de santé ». *Technique de l'Ingénieur*. E 2300, 2301, 2302, 2303, mars 1978.
- [4] « Recueil de normes françaises et matériel biomédical ». 4 tomes. AFNOR, 1984 (2<sup>e</sup> édition).

## NORMES FRANÇAISES MATERIEL BIOMEDICAL (Electronique)

### ● AUDIOMETRES

NF S 30-007, déc. 1982 : Zéro normal de référence pour l'étalonnage des audiomètres à sons purs en conduction aérienne.

NF S 31-001, juill. 1982 : Audiomètres.

### ● PROPRIETES ELECTRIQUES

C 91-102, févr. 1960 : Perturbations radioélectriques et systèmes d'antiparasitage. Textes officiels concernant les appareils industriels, artisanaux ou scientifiques et d'usage médical à courant à haute fréquence.

### ● RADIOLOGIE

M 62-101, août 1970 : Principes fondamentaux de protection dans la conception et la construction des installations dans lesquelles sont utilisées des sources radioactives non scellées.

NF C 01-075, juill. 1970 : Vocabulaire électrotechnique - Groupe 75 : Radiologie.

NF C 74-100, juin 1981 : Appareils à rayons X - Construction et essais - Règles.

NF C 74-101, févr. 1973 : Appareils à rayons X - Appareils de radiodiagnostic utilisés en traumatologie - Appareils à poste fixe - Règles particulières.

NF C 74-102, mars 1973 : Appareils à rayons X - Groupes radiogènes mobiles ou semi-fixes pour radiodiagnostic - Règles particulières.

NF C 74-109, mai 1970 : Appareils à rayons X - Symboles conventionnels de commande et de signalisation.

NF C 74-110, sept. 1963 : Appareils de téléthérapie - Règles.

NF C 74-110M1, sept. 1969 : Additif n° 1 à NF C 74-110.

NF C 74-105, juin 1956 : Cassettes et écrans renforçateurs - Dimensions.

NF C 15-160, nov. 1975 : Installations pour la production et l'utilisation des rayons X - Règles générales.

NF C 15-161, nov. 1976 : Installations pour la production et l'utilisation des rayons X - Règles particulières pour les installations de radiodiagnostic médical et vétérinaire (sauf dentaire).

NF C 15-162, nov. 1977 : Installations pour la production et l'utilisation des rayons X - Règles particulières pour les installations de röntgentherapie.

NF C 74-010, sept. 1983 : Sécurité des appareils électromédicaux (correspondant à la publication internationale CEI 601.1).

NF C 74-300, mars 1973 : Appareils d'électricité médicale - Règles générales.

NF C 74-300M1, oct. 1980 : Additif 1 à NF C 74-300.

### ● APPAREILS A ULTRASONS

NF C 74-306, juin 1963 : Appareils d'électricité médicale - Appareils à ultrasons (pour thérapie).

UTE C 74-335, juin 1982 : Appareils à ultrasons utilisés en diagnostic.

### ● LASERS

NF C 74-310, mars 1973 : Appareils d'électricité médicale - Photocoagulateurs à impulsions laser mobiles et portatifs de haute tension maximale égale à 5 kV au plus.

### ● AUTRES MATERIELS

NF C 74-300, mars 1973 : Appareils d'électricité médicale - Règles générales.

NF C 74-300M1, oct. 1980 : Additif 1 à NF C 74-300.

NF C 74-010, sept. 1983 : Sécurité des appareils électromédicaux - (correspondant à la publication internationale CEI 601.1). (Ces trois normes sont uniquement reproduites dans le tome 3).

NF C 74-301, juin 1983 : Appareils d'électricité médicale - Appareils à haute fréquence.

NF C 74-302, nov. 1964 : Appareils d'électricité médicale - Appareils à courant galvanique ou à basse ou moyenne fréquence.

NF C 74-303, juin 1963 : Appareils d'électricité médicale - Générateurs pour appareils d'électrocaustique et d'endoscopie.

NF C 74-304, juin 1963 : Appareils d'électricité médicale - électroencephalographes et électrocorticographes.

NF C 74-305, janv. 1967 : Appareils d'électricité médicale - Electrocardiographes et électrocardioscopes.

NF C 74-305M1, juin 1969 : Additif 1 à NF C 74-305.

NF C 74-305M2, mai 1983 : Additif 2 à NF C 74-305.

NF C 74-307, juin 1970 : Appareils d'électricité médicale - Appareils de défibrillation cardiaque à poste fixe.

NF C 74-307MI, oct. 1980 : Additif 1 à NF C 74-307.

NF C 74-340, juill. 1975 : Appareils d'électricité médicale - Appareils de défibrillation cardiaque de secours.

NF C 74-340M1, août 1970 : Additif 1 à NF C 74-340.

NF C 74-308, août 1970 : Appareils d'électricité médicale - Appareils d'entraînement électrique du cœur.

NF C 74-346, mars 1982 : Appareils d'électricité médicale - Stimulateurs cardiaques implantables à source d'énergie électrochimique.

NF C 74-309, mars 1973 : Appareils d'électricité médicale - Appareils d'actinologie.

NF C 74-350, août 1975 : Appareils de respiration artificielle de traitement.

NF C 74-365, nov. 1975 : Appareils d'électricité médicale - Appareils d'électrochirurgie à courant électrique haute fréquence.

NF C 74-365M1, oct. 1980 : Additif 1 à NF C 74-365.

NF C 74-380, déc. 1981 : Appareils d'électricité médicale - Equipements de surveillance et de thérapie.

NF C 74-380M1, déc. 1981 : Additif 1 à NF C 74-380.

NF C 74-381, déc. 1981 : Appareils d'électricité générale - Equipements de surveillance et de thérapie - Élément amplificateur de potentiels cardiaques.



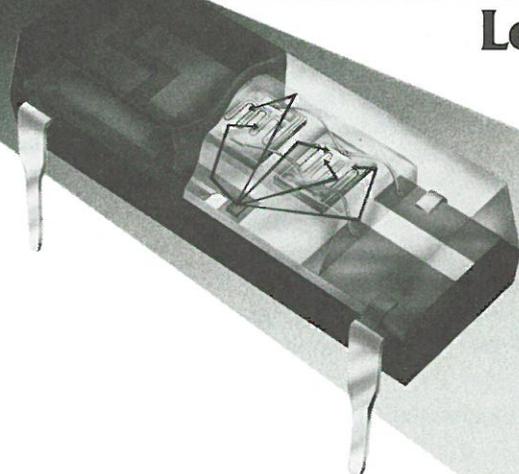
INTERNATIONAL RECTIFIER

# ChipSwitch™

CB 092000 798

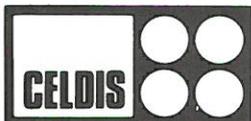
## Le seul relais statique entièrement intégré

UN  
NOUVEAU  
VECTEUR  
DANS LA  
DISTRIBUTION



La série ChipSwitch		
Réf.	Tension de fonctionnement	Courant ou tension d'entrée
DP 1110	de	5 mA
DP 1210	5 à 140	10 mA
DP 1610	VAC	3,5 V
DP 2110	de	5 mA
DP 2210	5 à 280	10 mA
DP 2610	VAC	3,5 V

- commutation au zéro
- $dv/dt$  à l'état bloqué 600 V/ $\mu$ s

CELDIS-DIODE  
DIVISION STC COMPOSANTS S.A.

4 à 8, allée de la Vierge - Silic 561  
94653 Rungis Cedex  
Tél. : (1) 560.58.00 - Télex : 200 485  
Nancy - Tél. : (8) 341.26.01 Lyon - Tél. : (7) 876.32.38

SERVICE-LECTEURS N° 5

## Pour vos dépannages sur le site LE PLUS PETIT 2 x 15 MHz de

**OSCILLOSCOPE 1420****BK PRECISION** DYNASCAN CORPORATION

- Utilisable à 20 MHz
- 10 mV/division
- Se loge dans un attaché-case ordinaire (8,9 cm de haut) × 22 × 30 cm
- Alimentation par batterie incorporée et sur secteur
- Séparateur synchro vidéo
- Base de temps 18 positions étalonnées
- Déclenchement TV lignes et trames
- X 10 —
- X Y, axe X sur canal B
- 3,6 kg seulement

### AUTRES PRODUCTIONS

- FREQUENCIMETRES - COMPTEURS
- GENERATEURS DE FONCTIONS
- ANALYSEURS LOGIQUES
- ALIMENTATIONS STABILISEES
- ALIMENTATIONS ININTERRUPTIBLES
- CONTROLEURS TRANSISTORS EN CIRCUIT
- TRANSISTOR METRES
- CAPACIMETRES
- GENERATEURS D'IMPULSIONS

— Catalogue sur demande —

**BLANC MECA ELECTRONIQUE**

FONTGOMBAULT ZI - 36220 TOURNON-SAINT-MARTIN

Tél. (54) 37.09.80 - Télex 750446

SERVICE-LECTEURS N° 6

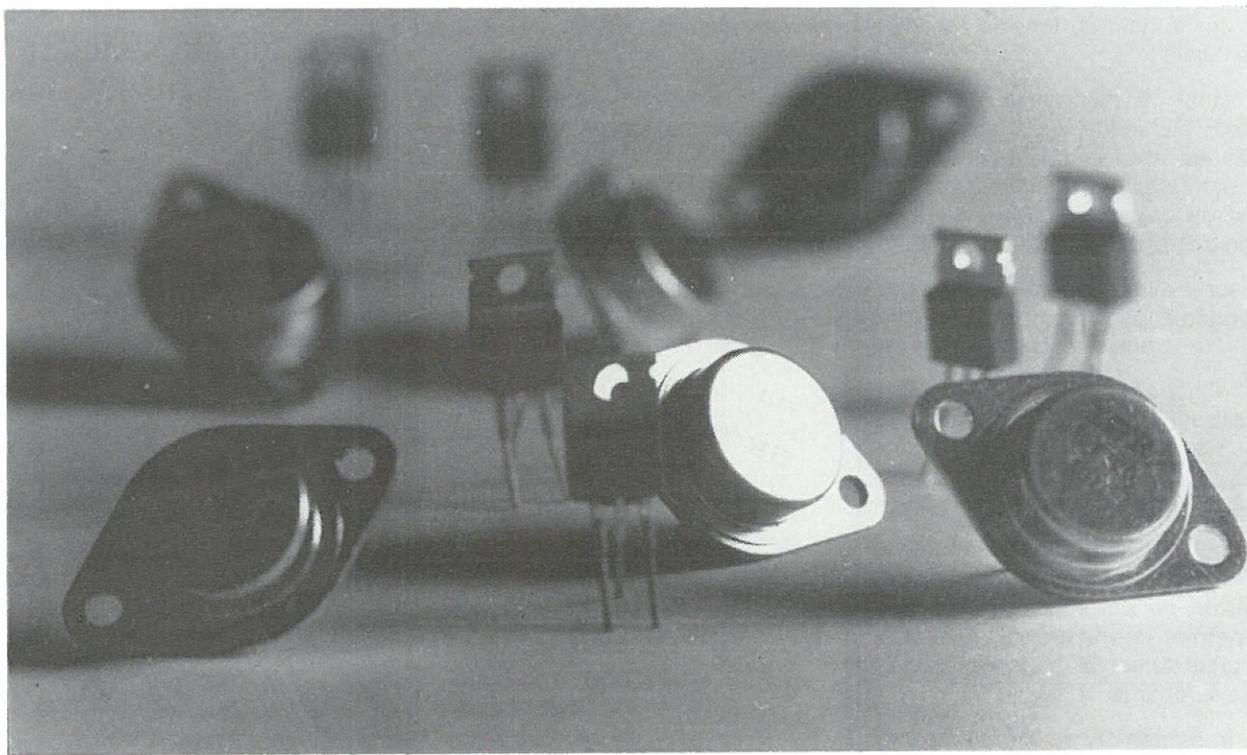
*Applications*

# Un amplificateur linéaire de puissance

La particularité de cet amplificateur, fonctionnant en classe AB, est d'utiliser des « Hexfet » complémentaires en étage de sortie.

Ce qui permet d'améliorer les performances globales par rapport aux montages classiques utilisant des transistors bipolaires, tout en réduisant la complexité du circuit « driver » de commande, le circuit de sortie étant dès lors piloté par un simple « classe A ».

Alimenté sous  $\pm 30$  V, le montage décrit ici délivre 60 W efficaces dans une charge de 4  $\Omega$ . La bande passante est supérieure à 100 kHz.



Les « Hexfet » International Rectifier : de sacrées bêtes !...

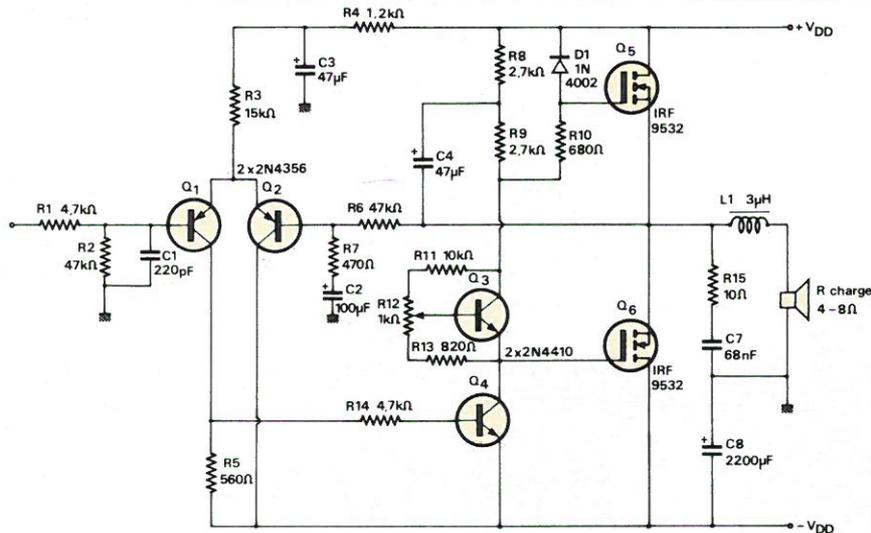


Fig. 1.

## Description du circuit

Le schéma de l'amplificateur est montré à la **figure 1**.

L'alimentation est différentielle ( $\pm V_{DD}$ ), ce qui permet une bonne réjection de l'alimentation, ainsi qu'un couplage direct de la charge à l'étage de sortie.

Les circuits de sortie fonctionnent en « source suiveuse ». Ceci offre un double avantage :

- la possibilité d'oscillation dans l'étage de puissance de sortie est réduite, car le gain en tension est inférieur à l'unité ;

- le signal de réaction à travers le radiateur sur lequel les circuits sont montés est éliminé, car le drain, qui est électriquement connecté à une broche du boîtier TO 220, est à une tension continue.

La sortie symétrique est réalisée par un bootstrap permettant de piloter la porte d'un transistor canal N,  $Q_5$  de sortie.

L'utilisation du circuit bootstrap  $C_4$ ,  $R_8$ ,  $R_9$  permet aussi au transistor driver,  $Q_4$ , d'opérer à courant constant, ce qui améliore la linéarité de l'étage pilote.

La diode  $D_1$  permet de restreindre la tension de porte de  $Q_5$  à  $+V_{DD}$ . Ceci permet de maintenir la symétrie de l'étage de sortie, même en condition de surcharge.

Le transistor  $Q_3$  et les résistances  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ ,  $R_{13}$  procurent un « offset » de tension pour les circuits de sortie.

$R_{12}$  est variable, permettant l'ajustement du courant de polarisation de sortie en fonction de la variation de la tension de seuil des Hexfet.

La compensation en température est réalisée par la combinaison de la tension base-émetteur du transistor bipolaire  $Q_3$  et de la tension de seuil des Hexfet  $Q_5$  et  $Q_6$ , qui ont un coefficient de température de  $-0,3 \text{ \% / } ^\circ\text{C}$ .

Le « driver » classe A,  $Q_4$ , opère avec un courant de polarisation déterminé par les résistances  $R_8$ ,  $R_9$  ; il est de 5 mA nominal.

Le transistor  $Q_4$  est piloté par une paire différentielle PNP,  $Q_1$ ,  $Q_2$ , en entrée.

Le courant de polarisation de l'étage d'entrée est de 2 mA, provoqué par  $R_3$ .

La contre-réaction de l'étage de puissance de sortie est réalisé par  $R_6$  sur la base de  $Q_2$ .

Les composants  $C_2$ ,  $R_7$  déterminent le gain en boucle fermée ( $R_6/R_7$ ) et augmentent le gain à basse fréquence.

Les composants  $R_{15}$ ,  $C_7$ , connectés entre le nœud de sortie et la masse, suppriment la réponse en haute fréquence de l'étage de sortie ; ainsi, les performances HF de l'amplificateur sont déterminées par l'étage d'entrée.

Les composants  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  de l'étage d'entrée définissent l'impédance d'entrée ( $47 \text{ K}\Omega$ ) et suppriment le bruit.

L'amplificateur d'entrée demande une alimentation dont l'ondulation résiduelle est supprimée. C'est le rôle de  $R_4$  et  $C_3$ , qui assurent aussi la stabilité en HF de l'amplificateur.

La longueur des connexions de  $Q_5$  et  $Q_6$  devra être minimale afin de réduire les oscillations de l'étage de sortie.

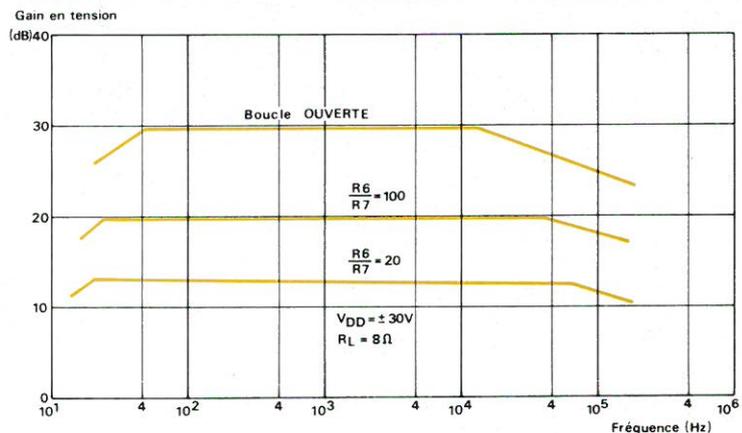


Fig. 2.

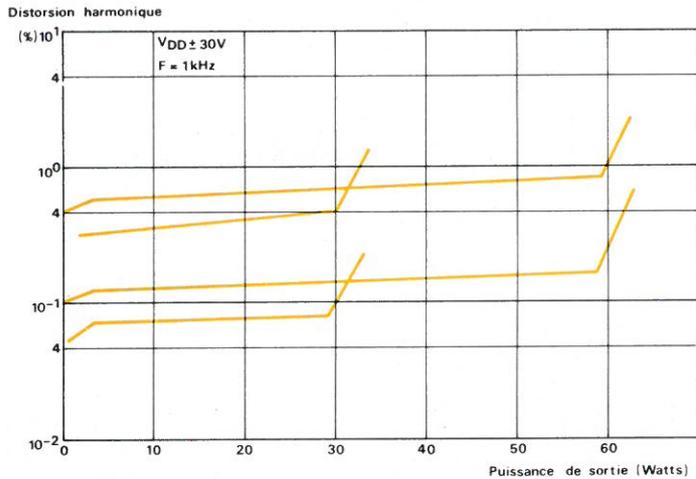


Fig. 3.

Une résistance série dans le circuit de porte ( $R_{10}$ ) supprimera les oscillations, mais une trop grande valeur diminuera le « slew rate » (temps de montée et de descente des fronts de commutation).

L'entrée en oscillation de l'amplificateur causée par couplage capacitif de la base du transistor « driver »  $Q_4$  est supprimée par addition d'une résistance série  $R_{14}$ .

Le décalage de phase quand l'amplificateur débite dans une charge réactive peut provoquer une instabilité en haute fréquence.

Avec une charge capacitive, l'addition d'une petite bobine de choc ( $3 \mu\text{H}$  avec  $8 \Omega$  pour  $2 \mu\text{F}$  de charge) restaurera la stabilité. La valeur finale de la bobine sera définie expérimentalement.

## Performances de l'amplificateur

La puissance de sortie monte jusqu'à 60 W efficaces sur  $4 \Omega$ ; le courant dans la charge est de 3,9 A efficaces ou 5,5 A crête.

Cette information est déduite des équations (1) et (2) suivantes :

$$(1) P_o = I_{\text{eff}}^2 \cdot R_{\text{charge}} = \frac{V_{\text{eff}}^2}{R_{\text{charge}}}$$

$$(2) I_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{crête}}}{\sqrt{2}}$$

$$(3) V_{\text{eff}} = \frac{V_{\text{crête}}}{\sqrt{2}}$$

La tension développée aux bornes de la charge avec une puissance dissipée de 50 W, tirée de l'équation (1), est de  $15,5 V_{\text{eff}}$  ou  $22 V_{\text{crête}}$ .

Pour soutenir une source de courant de 5,5 A, le transistor canal N IRF 532 requiert une tension de porte de 5 V.

On peut en conclure que la tension de polarisation (pic de tension positive) de porte est de :  
 $V_{\text{crête}} + V_{\text{gs}} = 27 \text{ V}$ .

Un calcul similaire pour un pic négatif, utilisant un canal P IRF 9532, montre que la tension de polarisation de porte requise est de  $-28 \text{ V}$ .

Par conséquent, une alimentation de  $\pm 30 \text{ V}$  est nécessaire pour une puissance de sortie de 60 W.

La tension d'alimentation ne doit pas descendre en dessous de  $\pm 28 \text{ V}$ ; lorsqu'elle est chargée, l'impédance de sortie de l'alimentation devra être inférieure à  $1 \Omega$ .

Avec un maximum de température ambiante de  $55^\circ\text{C}$ , la résistance thermique totale entre la jonction des deux Hexfet et l'ambiant sera inférieure à  $2^\circ\text{C/W}$ .

Considérant que l'IRF 532 et l'IRF 9532 ont chacun une résistance thermique entre jonction et boîtier de  $1,6^\circ\text{C/W}$ , le maximum de température boîtier sera inférieur à  $110^\circ\text{C}$  et la résistance thermique du radiateur sera inférieure à  $1,16^\circ\text{C/W}$  à l'ambiant.

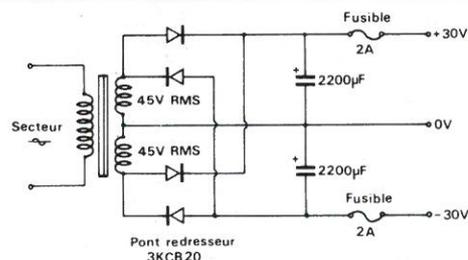


Fig. 4.

## Réponse en fréquence

Les courbes de réponse en fréquence, en boucle ouverte et en boucles fermées pour l'amplificateur, sont montrées à la figure 2.

Le gain en boucle ouverte, mesuré avec porte et source coupées du Hexfet, est de 30 dB, avec une largeur de bande à  $-3 \text{ dB}$  de 15 Hz à 60 kHz.

Les courbes montrées en boucles fermées se rapportent à des gains de 100 ( $R_7 = 470 \Omega$ ) et 20 ( $R_7 = 2,2 \text{ k}\Omega$ ).

Les deux courbes varient de 1 dB entre 15 Hz et 100 kHz avec une charge de  $8 \Omega$ .

Le « slew rate » de l'amplificateur, mesuré avec une onde carrée de 2 V crête-à-crête en entrée, est de  $13 \text{ V}/\mu\text{s}$  pour les fronts positifs et de  $16 \text{ V}/\mu\text{s}$  pour les fronts négatifs. La différence pourra être contrebalancée par addition d'une résistance en série dans la porte de  $Q_6$ .

## Distorsion harmonique totale

La fidélité de l'amplificateur est montrée dans les courbes de distorsion (fig. 3) et est limitée par le gain de boucle.

La réduction du gain en boucle fermée de 100 à 20 procure une amélioration significative de la figure de distorsion.

Le courant de polarisation de l'étage de sortie est ajusté à 100 mA et peut influencer la mesure de distorsion si l'on descend en dessous de 50 mA.

## Condition de polarisation

La dépendance du courant de polarisation de l'étage de sortie et de la tension de « l'offset » de sortie de l'alimentation est illustrée dans le tableau 1.

Le courant de polarisation est ajusté par le potentiomètre  $R_{12}$ .

Tension d'alimentation $\pm V_{DD}$ (V)	Offset de sortie $V_{OS}$ (mV)	Courant de polarisation de sortie $I_q$ (mA)
35	- 40	135
30	- 20	100
25	+ 4	75
20	+ 30	54

Tabl. 1. - Variation de la tension d'offset et du courant de polarisation de sortie en fonction de l'alimentation.

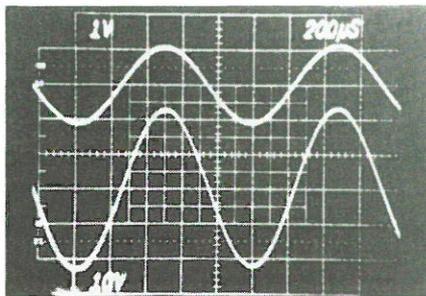


Fig. 5 a. - Réponse à une onde sinusoïdale de 1 kHz.

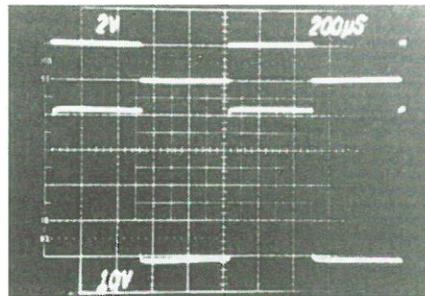


Fig. 5 c. - Réponse à une onde carrée de 1 kHz.

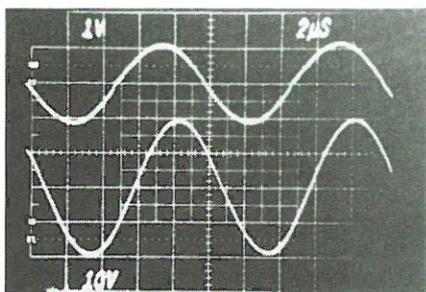


Fig. 5 b. - Réponse à une onde sinusoïdale de 100 kHz.

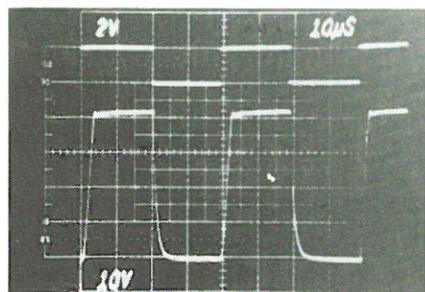


Fig. 5 d. - Réponse à une onde carrée de 25 kHz.

## Alimentation

Une simple alimentation convenant pour un ampli de classe AB est illustrée par la figure 4.

Les condensateurs de découplage de 2 200  $\mu$ F permettent une ondulation résiduelle de 5 V crête-à-crête à pleine charge.

## Performances résumées

En utilisant une paire complémentaire Hexfet, IRF 532 et IRF 9532, et une alimentation de  $\pm 30$  V, les performances suivantes peuvent être obtenues.

- Puissance de sortie maximum efficace

60 W sur 4  $\Omega$ ,  
32 W sur 8  $\Omega$ .

- Bande passante

De 15 Hz à 100 kHz à  $\pm 1$  dB.

- Distorsion harmonique totale à 1 kHz

0,15 % à 60 W sur 4  $\Omega$ ,  
0,08 % à 32 W sur 8  $\Omega$ .

- Gain en tension

Ajustable de 100 à 200.

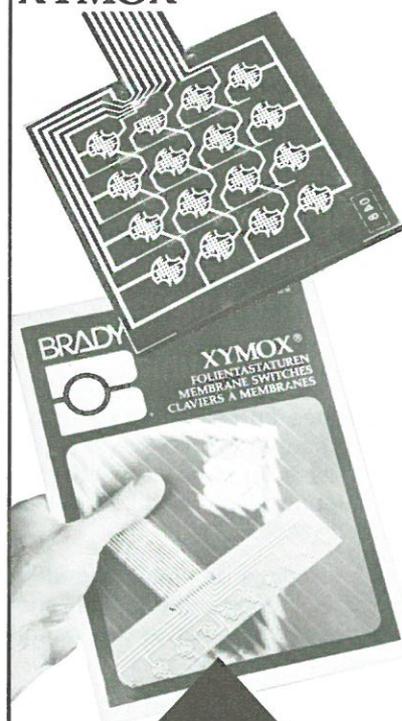
La figure 5 illustre la réponse de l'amplificateur à un signal d'entrée sinusoïdal de 1 kHz et 100 kHz, ainsi qu'à une onde carrée de 1 kHz et 25 kHz.

J.-M. Seillon

# claviers souples

## à membrane

XYMOX®



Dans ce nouveau catalogue :  
70 modèles standard  
de 1 à 64 touches

Kits pour prototypes avec claviers neutres pouvant être marqués par l'utilisateur. Disponibles sur stock. Réalisations spéciales sur demande.

BRADY



W.H. BRADY  
Route d'Ardon  
Jouy le Potier  
45370 CLERY St ANDRÉ  
Tél. (38) 45.80.65  
® Télex : 780 610

Applications

# Un « compteur d'informations » numérique

## Application originale des circuits « PAL »

Cette étude décrit le principe de réalisation d'un multicompteur d'octets, ou de mots, de capacité  $4 \times 1024$  bits à partir de quatre lignes synchrones ou asynchrones associées à un processeur. Des circuits intégrés spéciaux de type « PAL » : compteurs programmables, combinatoires, et des fonctions électroniques logiques en technologie « Fast-TTL » y sont employés.

### Principe du multicomptage d'informations

On doit, dans le cas d'une transmission ou réception d'information sur une ligne, connaître à tout moment la quantité d'information (octet ou mot) reçue.

L'utilisateur exploite cette information quantitative afin de gérer ultérieurement un protocole d'intervention et d'acquiescer certaines fonctions.

L'architecture partielle est reproduite sur le schéma de la figure 1.

L'information en provenance des lignes transite par un interface ligne d'entrée. Puis elle est dirigée grâce à un processeur frontal vers le bus général, pour être traitée par un processeur central.

L'information ou les paquets d'information traités peuvent être classés en deux catégories :

– les informations émises sur les lignes,

– les informations reçues sur les lignes.

Un examen rapide s'impose.

– Informations émises : le nombre

d'informations est connu dans le cas d'une transmission. Le processeur esclave ou le circuit DMA (« Direct Memory Access ») pilote l'émission des données. Un registre provisoire connexe à la fonction transmission est initialisé avec la quantité d'information à émettre.

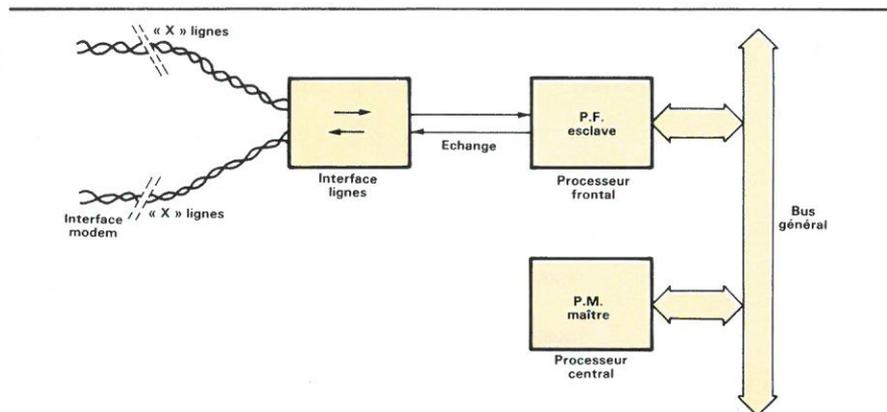


Fig. 1.

– Informations reçues : le nombre d'informations reçues est en principe indéterminé. Les informations sont reçues séquentiellement. Néanmoins, suivant la norme (V24, V28, V35, X25...), la trame est fixée avec un nombre maximum de caractères.

Nous allons examiner comment compter le nombre de données reçues des lignes. Nous verrons que la présente réalisation permet de compter le nombre d'informations (octet ou mot) reçues depuis quatre lignes extérieures, puis, éventuellement, de transférer les valeurs vers des registres utilitaires où elles seront lues ultérieurement au fur et à mesure des traitements.

### Organigramme du compteur d'informations

Afin de faciliter la réalisation, nous avons décomposé la fonction à obtenir en un certain nombre de fonctionnalités principales se déduisant les unes des autres.

Un périphérique externe indique la présence d'une donnée lue en réception.

Les fonctions de base qu'il faudra assurer sont les suivantes :

- comptage du nombre d'informations,
- stockage de l'information,
- lecture et transfert puis remise à zéro des compteurs.

### Le comptage du nombre d'information

Le choix matériel du compteur de base est fonction de la quantité maximale d'informations à compter.

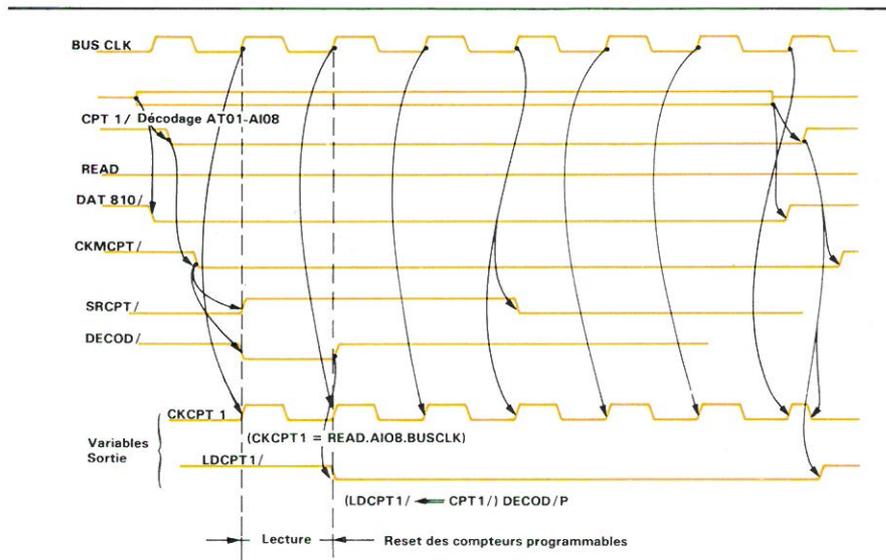


Fig. 2.

On se fixe une valeur maximale de 1 024 bits par trame. Soit :

$$2^N = 1\ 024 \text{ bits}$$

$$N = 10 \text{ bits}$$

L'utilisation d'un compteur préprogrammé type 20 X 10 (type similaire 74LS491) répond à notre problème.

Il comporte quatre séquences de base : comptage et/ou maintien, état « tri-state » permettant de l'interfacer sur un bus, commande de « reset » externe.

Trois signaux utilitaires sont utilisés :

- CPTI/ : validation des états en sortie.
- CKCPTI : horloge d'entrée pour incrémentation du compteur,
- LDCPTI/ : entrée chargement du compteur,

I étant l'indice de la ligne de réception. Le fonctionnement du compteur

est régi par le tableau 1 ci-dessous.

LDCPTI/	CKCPTI	SET	CPTI/	N° des broches
7	1	10	13	
H	H	L	H	comptage
L	X	X	H	chargement
H	X	L	L	lecture

Tableau 1.

La programmation du PAL 10 bits, conformément aux équations de fonctionnement et à la table des fusibles (sur système Data I/O), permet un emploi simple de ce circuit.

Il est employé en compteur avec chargement à zéro. Enfin, il est connecté directement en sortie sur le bus général afin de lire son contenu.

Les quatre lignes seront équipées d'un compteur.

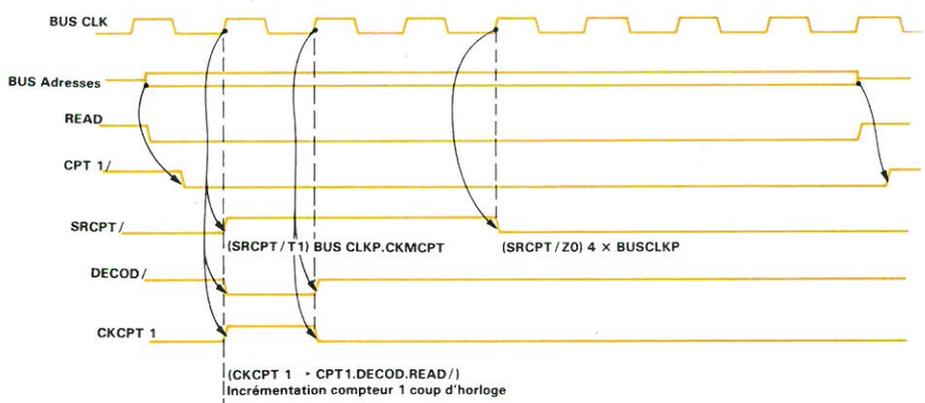


Fig. 3.

## L'organe de commande des compteurs

La gestion des différentes horloges des compteurs pour les cycles de lecture et d'écriture est réalisée par un PAL de type combinatoire référencé 10H8.

Deux cycles de fonctionnement sont nécessaires pour le signal d'horloge. Le cycle de comptage est représenté sur la **figure 2**, le cycle de lecture et de « reset » après lecture, sur la **figure 3**.

Ces cycles sont associés à la commande des compteurs principaux.

A chaque lecture des compteurs, le contenu est transféré sur le bus général puis vers un registre auxiliaire. A chaque lecture, il est remis à zéro.

Les équations du PAL déduites des séquences sont celles du **tableau 2**.

La programmation est réalisée sur *Data I/O* à partir de la matrice des fusibles du circuit HAL (PAL) 10H8.

Afin d'assurer un fonctionnement correct de l'ensemble compteur, le bit d'adresse AIO8 (mémoire lors d'un cycle complet) est associé aux équations.

Un seul PAL est nécessaire à la commande des 4 compteurs programmés 20 X 10.

CKCPT1	= CPT1 . BUSCLK . CSE . AIO8 . READ + CPT1 . DECOD . READ /
CKCPT2	= CPT2 . BUSCLK . CSE . AIO8 . READ + CPT2 . DECOD . READ /
CKCPT3	= CPT3 . BUSCLK . CSE . AIO8 . READ + CPT3 . DECOD . READ /
CKCPT4	= CPT4 . BUSCLK . CSE . AIO8 . READ + CPT4 . DECOD . READ /
CKCPTM/	= CPT1/ + CPT2/ + CPT3/ + CPT4/
CKCPTM	= CPT1 . CPT2 . CPT3 . CPT4

Tableau 2.

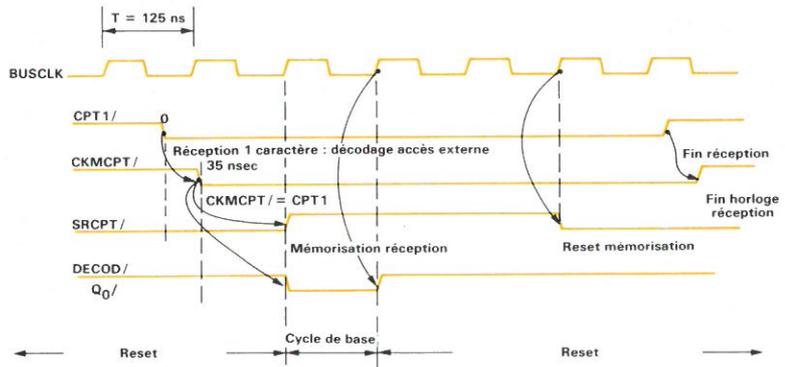


Fig. 4.

## Le cycle de base

Le fonctionnement asynchrone des informations d'entrée à partir des décodages d'adresse (non représenté) nécessite d'établir un cycle de base. On génère une fonction de base lors de l'écriture ou de la lecture des compteurs.

Cette fonction spécifique est réalisée au moyen d'un registre à décalage quatre états : un 74F194 en logique « FAST », auquel est associé un décodage d'état obtenu par une fonction logique supplémentaire.

Les séquences obtenues sont :

- CPT1/ (présence d'une information

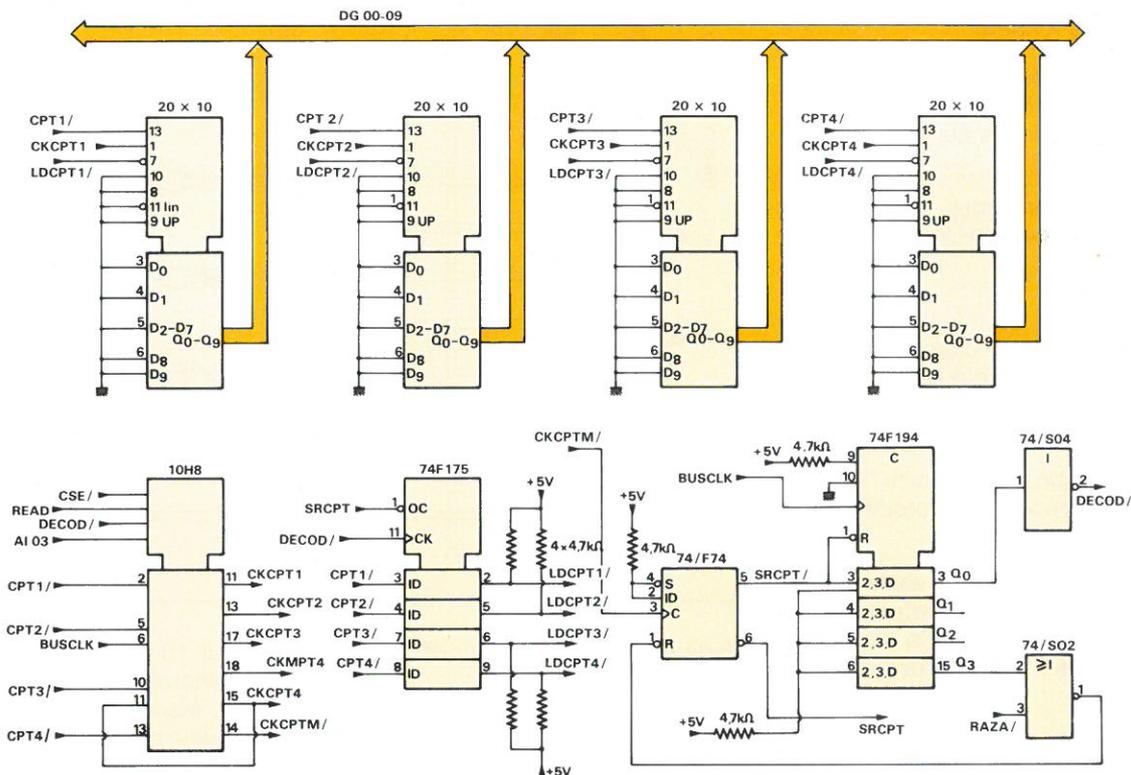


Fig. 5.

ligne 1) : reçu par la logique. Cette commande est en même temps envoyée vers les compteurs.

– CKCPTM/ (présence d'une information sur ligne) : elle informe la logique d'une demande de lecture ou d'écriture.

– SRCPT/ (réception, présence d'un caractère mémorisé) : elle mémorise l'arrivée d'un caractère ou une demande de lecture. Elle autorise le fonctionnement du registre à décalage.

– DECOD/(présence d'un cycle) d'une durée de 125 ns.

La gestion des lectures/écritures des données est une caractéristique intéressante. Elle opère comme suit.

Lors de la réception d'un caractère sur une ligne, l'information est mémorisée. Un registre à décalage assure un cycle de base de 125 ns. Ce cycle déclenche la progression du compteur, dans le cas d'une écriture, ou la lecture du compteur puis le « RESET » dans le cas d'une lecture du nombre de caractères reçus sur la ligne.

Les séquences sont représentées sur la figure 4.

### Le cycle de « RESET » après lecture

Ce cycle, qui prolonge le cycle de base en lecture, est réalisé au moyen d'une bascule 74F175 sur chacune des quatre voies d'entrée.

A la fin du décodage, la commande du registre valide LDCPT1/ jusqu'à la terminaison du cycle, ce qui est représenté sur la figure 2.

Toutes les commandes sont dirigées vers chacun des compteurs.

### Réalisation

Après avoir étudié chacune des étapes de conception, la solution proposée reprend le synoptique de la figure 5.

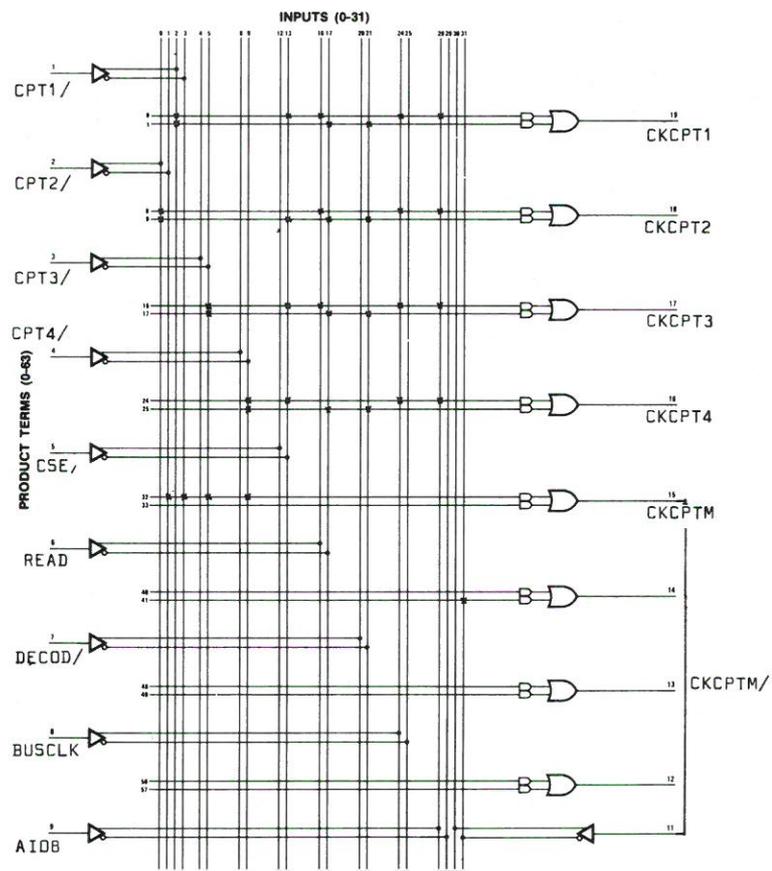
L'interconnexion des circuits TTL et des PAL ne pose aucun problème particulier.

Les signaux d'entrée associés à une routine logicielle permettent de connaître le nombre d'octets ou de mots transférés sur chacune des quatre lignes.

Le processeur esclave contrôle la réception des signaux de ligne puis vient lire le contenu des compteurs et met à zéro les compteurs entre deux

## Dictionnaire des signaux

RAZA/	RESET du registre à décalage
AIO8	bit d'adresse 8
BUSCLK	horloge de base 8 MHz période 125 ns
DECOD/	décodage du cycle d'accès
READ	signal de lecture/écriture
CSE	chip select externe
CKMCPT	horloge de commande
CPT1	décodage ligne 1 validé
CPT2	décodage ligne 2 validé
CPT3	décodage ligne 3 validé
CPT4	décodage ligne 4 validé
SRCPT/	RESET début et fin de cycle
CKCPT1	horloge compteur d'information 1
CKCPT2	horloge compteur d'information 2
CKCPT3	horloge compteur d'information 3
CKCPT4	horloge compteur d'information 4
LDCPT1/	lecture compteur d'information 1
LDCPT2/	lecture compteur d'information 2
LDCPT3/	lecture compteur d'information 3
LDCPT4/	lecture compteur d'information 4



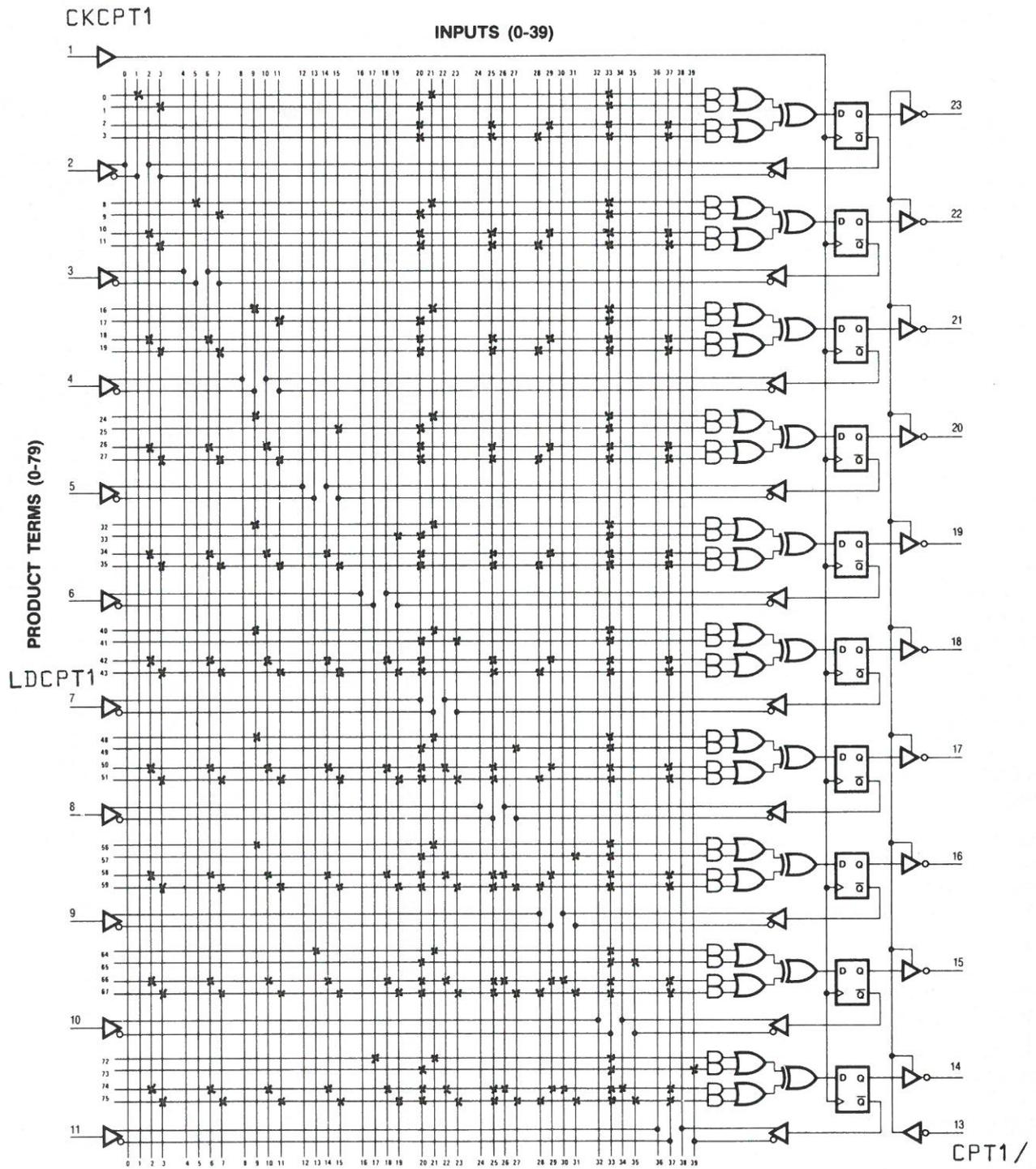
transferts de trame sur l'une quelconque des lignes.

Un « dictionnaire » des signaux mis en cause dans cette étude est par ailleurs donné en annexe.

Les « PAL » utilisés : 20 X 10

– compteur 10 bits – et 10H8 – logique combinatoire –, sont de marque *Monolithic Memories*. Les autres circuits intégrés proviennent de *Texas Instruments*.

A. Carlier



Annexe 1 – Ci-contre : diagramme logique du « HAL 10H8 ».  
 Annexe 2 – Ci-dessus : diagramme logique du « PAL 20 X 10 ».  
 Les « points de croix » correspondent aux interruptions effectuées dans la matrice des fusibles.  
 (Docs Monolithic Memories.)

Etude

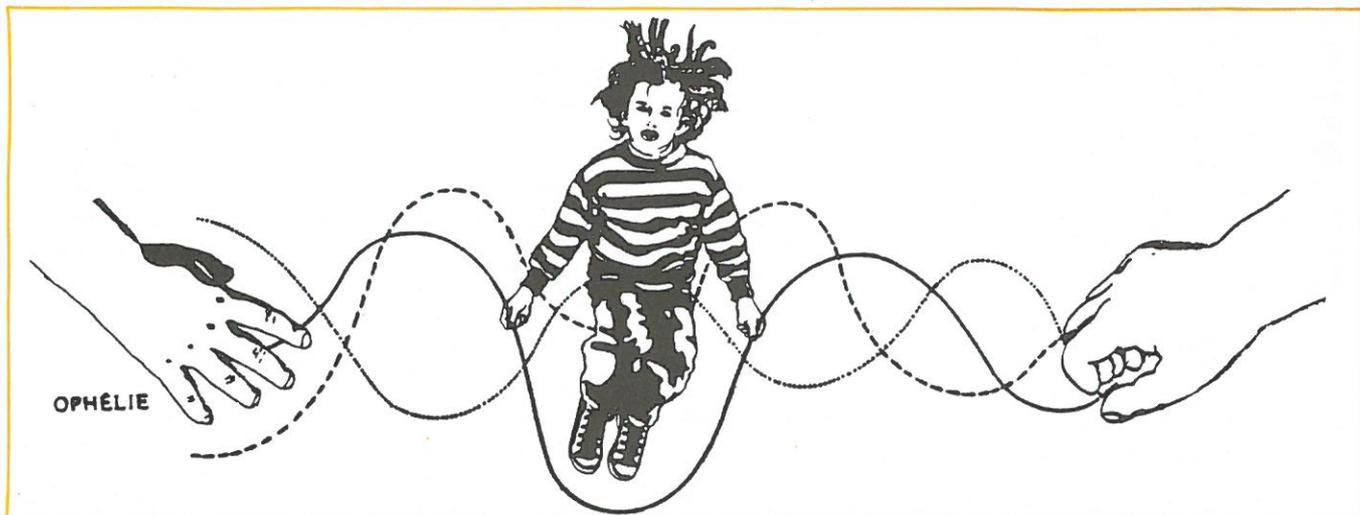
# La spectrométrie d'impulsions et ses applications

Les éléments que l'on trouve dans la nature peuvent être dans un état stable ou instable ; dans ce dernier cas, ils sont dits radioactifs et émettent diverses particules, telles  $\alpha$ ,  $\beta$  ou  $\gamma$ .

Une des caractéristiques importantes de celles-ci se rapporte à leurs énergies ; en effet, chaque radioélément est défini par le type de particule qu'il émet et par l'énergie avec laquelle celle-ci quitte le noyau.

La mesure de cette énergie est de la plus haute importance et peut être effectuée de différentes manières. Une méthode consiste à utiliser un détecteur qui fournit, quand un rayonnement nucléaire le traverse, un signal électrique dont l'amplitude est proportionnelle à son énergie. Il suffira ensuite de trier les impulsions électriques en fonction de leurs amplitudes pour avoir des renseignements sur l'énergie des particules ayant engendré ce type de signal.

Cet article étudie la configuration de l'électronique associée au détecteur et la manière d'interpréter les résultats.



## Rappels

### sur l'énergie nucléaire

#### Masse et énergie d'une particule

Examinons maintenant deux caractéristiques importantes d'une particule nucléaire, à savoir sa masse et son énergie.

Nous introduisons ici le terme de masse, car si, en physique classique, elle est considérée comme une constante, il n'en est plus de même en physique nucléaire, où elle n'est plus une grandeur immuable.

En effet, considérons une particule de masse  $m_0$  au repos. Il est possible, grâce à un potentiel électrique, de l'accélérer et d'étudier comment varie sa masse en fonction de ce potentiel d'accélération, et donc de sa vitesse (fig. 1). On constate que, pour des vitesses faibles, la masse est sensiblement constante, tandis qu'elle augmente pour des vitesses élevées, le rapport  $m/m_0$  devenant supérieur à l'unité. Pour de grandes vitesses, la courbe tend vers une asymptote, comme si la masse tendait vers l'infini.

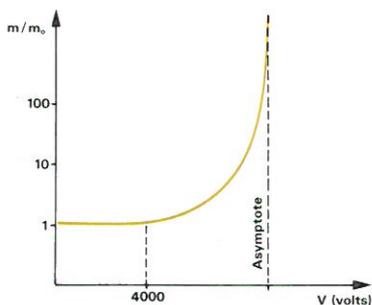


Fig. 1.

Au contraire de la mécanique rationnelle où la masse est une constante (car dans ce domaine les vitesses sont faibles), il faut, dans le cas de corpuscules de grandes célérités, tenir compte d'une différence de masse par rapport à celles au repos.

Ceci a conduit Einstein à introduire la mécanique relativiste, où il tient compte de cette réalité en posant la relation suivante :

$$\frac{m}{m_0} = \frac{1}{\sqrt{1 - (v/c)^2}}$$

dans laquelle :

$m_0$  = masse de la particule au repos  
 $m$  = masse de la particule à une certaine vitesse

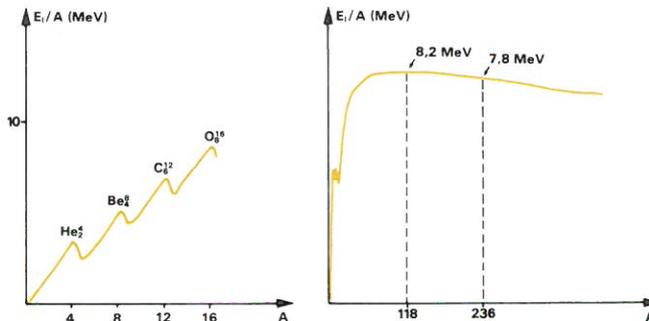


Fig. 2.

$v$  = vitesse de la particule  
 $c$  = vitesse de la lumière.

Dans le domaine non relativiste, l'énergie d'une particule est donnée par :

$$E = mv^2/2 = eV \text{ (énergie cinétique)}$$

avec :

$E$  = énergie cinétique de la particule en électron-volt  
 $m$  = masse de la particule  
 $v$  = vitesse de la particule  
 $e$  = charge de la particule  
 $V$  = potentiel d'accélération

tandis que dans le domaine relativiste, elle est donnée par :

$$E = (m - m_0) c^2 = eV \text{ (énergie cinétique)}$$

avec :

$E$  = énergie cinétique de la particule en électron-volt  
 $m$  = masse en mouvement  
 $m_0$  = masse au repos  
 $c$  = vitesse de la lumière.

On peut aussi écrire que :

$$E = \Delta mc^2, \text{ avec } m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - (v/c)^2}}$$

où  $\Delta m$  est la variation de la masse de la particule quand elle a acquis une certaine vitesse.

Une constatation importante peut être déduite de la relation suivante :

$$E = (m - m_0) c^2 = mc^2 - m_0 c^2$$

Chacun de ces termes devant avoir les dimensions d'une énergie, on en déduit qu'un corps au repos a une énergie équivalente à  $m_0 c^2$ . On a donc une équivalence entre masse et énergie, et si, par un procédé physique quelconque, on faisait disparaître cette masse, il y aurait émission d'une énergie équivalente à  $m_0 c^2$ , et émise sous forme de rayonnement par exemple. Ce fait est vérifié par l'expérience puisqu'un électron positif peut

se combiner avec un électron négatif avec disparition totale des masses, et apparition d'une énergie rayonnante de  $2 m_0 c^2$ .

On écrit souvent la relation sous la forme suivante :

$$mc^2 = E + m_0 c^2$$

où :

$mc^2$  = l'énergie totale  
 $E$  = l'énergie cinétique de la particule  
 $m_0 c^2$  = l'énergie équivalente à la masse au repos

Remarquons ici que dans tout processus physique, l'énergie totale se conserve ; elle est donc identique avant et après le phénomène.

Notons que cette théorie n'a de sens que pour les corpuscules ultimes de la matière, c'est-à-dire pour des particules de masses faibles et dont la vitesse avoisine celle de la lumière. C'est le cas pour les particules  $\beta$  et  $\gamma$  qui sont relativistes, tandis que la particule  $\alpha$ , plus lourde, peut être traitée par la théorie non relativiste.

Pour les lois macroscopiques, les corpuscules sont lourds et, de ce fait, ont une vitesse moindre ; la variation de masse est extrêmement faible et on peut la considérer comme nulle.

#### Energie de liaison

Un autre point important est l'énergie de liaison des particules à l'intérieur du noyau. Ce dernier, composé de neutrons et de protons, forme un édifice ayant une structure jointive et possédant une cohésion. Cette dernière n'est pas évidente car, à l'intérieur du noyau, il existe des forces qui tendent à empêcher cet édifice de former un tout. Il y a d'une part les « forces de répulsions coulombiennes » entre les protons, qui sont proportionnelles à un facteur «  $1/d^2$  », où «  $d$  » est la distance entre protons.

Cette dernière étant faible, ces forces sont élevées. D'autre part, il existe aussi des « forces d'attraction newtoniennes » qui sont très faibles.

L'effort de répulsion est donc prépondérant, et malgré cela, le système possède une cohésion. Il faut donc qu'il y ait certaines forces qui l'assurent, et à cela correspond une certaine « énergie de liaison ».

Ce concept se comprend aisément par les considérations suivantes : un nuclide « R » est caractérisé par son nombre de protons (Z), et par son nombre de masses (A) qui est la somme des protons et des neutrons. On le représente par :  $R_Z^A$

Considérons Z protons et (A-Z) neutrons, tous au repos et éloignés les uns des autres. Un tel système a une énergie totale égale à l'énergie équivalente aux masses aux repos :

$$(A - Z) m_n c^2 + Z m_p c^2 \quad [1]$$

$m_n$  et  $m_p$  sont les masses du neutron et du proton.

Formons maintenant avec ces corpuscules une entité dans un noyau ; celui-ci aura une masse  $M_{Z,A}$  et une énergie équivalente à la masse au repos qui vaut :

$$M_{Z,A} c^2 \quad [2]$$

Il est possible de mesurer que la relation [2] est de valeur plus faible que la relation [1]. Cette différence énergétique correspond à l'énergie de liaison «  $E_1$  » du système :

$$E_1 = [(A - Z)m_n + Zm_p - M_{Z,A}]c^2$$

La figure 2 montre comment varie l'énergie de liaison par nucléon en fonction du nombre de masses. On



Fig. 3.

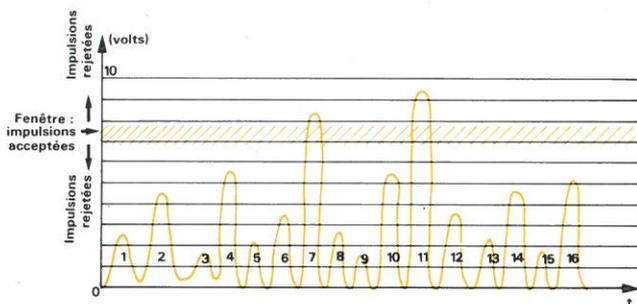


Fig. 4.



Fig. 5.

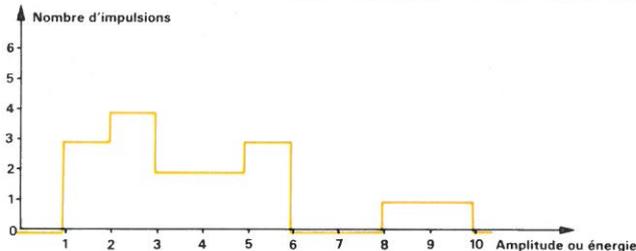


Fig. 6.

constate qu'elle augmente avec le nombre de masses, et qu'elle présente un maximum très aplati aux environs de  $A = 130$ .

Prenons l'exemple d'un noyau dont  $A = 236$  ; à cela, correspond une énergie de liaison de 7,8 MeV par nucléon. L'énergie de liaison du système vaut donc :

$$E_1 = A \cdot 7,8 \text{ MeV}$$

Brisons ce noyau en deux morceaux de masse  $A = 118$  ; l'énergie de liaison correspondante lue sur le graphique vaut 8,2 MeV par nucléon. L'énergie de liaison du système vaut à ce moment :

$$2 \cdot \frac{A}{2} \cdot 8,2 \text{ MeV}$$

L'énergie de liaison du système final est plus élevée que celle du système initial ; cette variation vaut :

$$\Delta E_1 = A(8,2 - 7,8) \text{ MeV}$$

Comme dans tout processus physique, il y a conservation de l'énergie totale ; il faut qu'à cette augmentation de l'énergie de liaison corresponde une diminution de masse, et de ce fait il doit y avoir apparition d'une énergie  $E = \Delta mc^2$ . C'est le phénomène de fission.

## Energie de désintégration

Un dernier point à considérer est l'énergie de désintégration. Pour expliciter cette théorie, prenons l'exemple d'un noyau au repos qui émet une particule  $\alpha$  (fig. 3). Cette dernière, de masse « m », est émise avec une vitesse « v », tandis que le noyau résiduel recule avec une vitesse « V ».

La particule «  $\alpha$  » étant non relativiste, l'énergie est donnée par la formule classique :

$$E_\alpha = mv^2/2$$

$$E_R = MV^2/2$$

$E_\alpha$  et  $E_R$  représentent l'énergie de la particule  $\alpha$  et l'énergie de recul du noyau. On appelle énergie de désintégration «  $E_d$  » l'énergie définie par la relation suivante :

$$E_d = E_\alpha + E_R$$

On peut aussi exprimer cette énergie par :

$$E_d = E_\alpha (1 + m/M)$$

Nous pouvons donc connaître  $E_d$  par simple mesure de l'énergie de la particule  $\alpha$  avec un détecteur adéquat.

## Mesure de l'énergie des particules nucléaires

### Spectrométrie d'impulsions

Nous avons déjà vu dans notre revue comment il était possible de détecter un rayonnement nucléaire. Rappelons succinctement quelques-unes des caractéristiques des moyens de détection existant aujourd'hui.

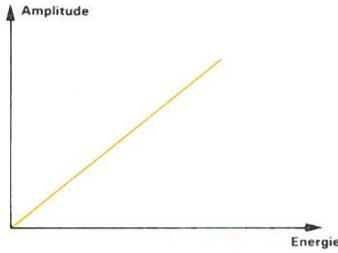


Fig. 7.

Il existe deux types de radiations nucléaires : d'une part celles constituées de particules matérielles chargées, et d'autre part celles constituées de particules électriquement neutres. Dans le premier cas, on trouve le rayonnement  $\beta$  constitué soit d'électrons positifs (positons), soit d'électrons négatifs, le proton, qui est un noyau d'hydrogène, et le rayonnement  $\alpha$ , qui est composé d'un noyau d'hélium. Dans le deuxième cas, on trouve les rayonnements X et  $\gamma$ , ainsi que les neutrons thermiques et rapides.

Le principe de la détection repose sur le fait que, quand un rayonnement nucléaire traverse un milieu gazeux ou luminescent, il va produire au sein même de ce dernier des ionisations ou des excitations avec émission de lumière. Ce courant d'ionisation – ou cette émission de photons – peut être transformé en impulsions électriques ; de ce fait, chaque particule nucléaire traversant un milieu détecteur y produira un signal électrique qui sera envoyé vers une unité de traitement.

Comme détecteurs, citons la chambre d'ionisation, le compteur proportionnel, le compteur Geiger, le compteur à scintillation et le compteur à semi-conducteur.

Une caractéristique importante des détecteurs est que certains d'entre eux fournissent une impulsion électrique dont l'amplitude est proportionnelle à l'énergie de la particule incidente. C'est le cas, par exemple, pour les compteurs proportionnels et à scintillation.

Si l'on est en présence d'une source émettant des particules de différentes énergies, le signal de sortie du détecteur aura, après mise en forme, l'aspect de la figure 4. Il se compose d'une série d'impulsions d'amplitudes différentes, chacune de celles-ci correspondant à une particule d'énergie particulière.

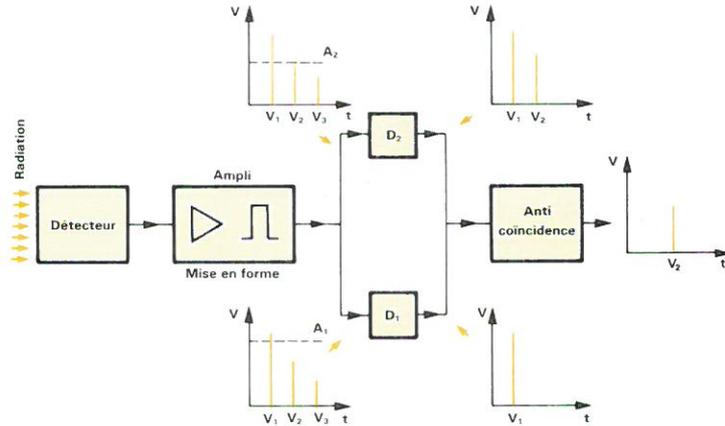


Fig. 8.

Le problème est maintenant de déterminer le spectre d'énergie de la source, c'est-à-dire de déterminer le nombre de particules d'énergies données atteignant le détecteur en un certain temps. On utilisera pour cela un sélecteur d'amplitude.

### L'analyseur monocanal

Le montage utilisé (fig. 5) est constitué d'un détecteur de radiations fournissant un signal électrique qui sera envoyé vers un sélecteur d'amplitude après avoir été amplifié et mis en forme. Le sélecteur d'amplitude est un dispositif à seuil ne laissant passer les impulsions que si elles ont une amplitude comprise entre un niveau inférieur et supérieur.

Toutes les impulsions plus « petites » que le niveau bas ou plus « grandes » que le niveau haut seront éliminées. La largeur de cette fenêtre est réglable par l'opérateur, qui peut également la déplacer sur toute l'amplitude du signal. Si l'on choisit une largeur de fenêtre de 1 V et que l'on déplace celle-ci volt par volt, on va pouvoir tracer le graphique de la figure 6. Quand la fenêtre est au niveau compris entre 1 et 2 V, seules les impulsions 3, 9 et 15 tombant dans cette bande vont sortir du sélecteur ;

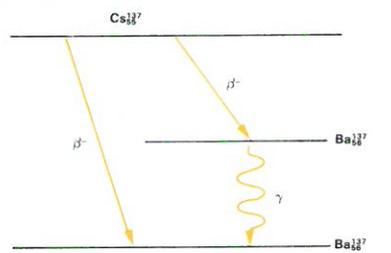


Fig. 9.

le numérateur va donc indiquer 3. La fenêtre est ensuite mise entre 2 et 3 V ; les impulsions 1, 5, 8 et 13 vont être numérisées. On peut maintenant reporter les résultats sur un graphique donnant le nombre d'impulsions enregistrées en fonction de l'amplitude de celles-ci.

Cette dernière étant proportionnelle à l'énergie des particules, l'axe d'amplitude peut donc être gradué en énergie ; le graphique donne ainsi le nombre de particules enregistrées pendant un certain temps en fonction de leurs énergies. On a donc bien relevé le spectre d'énergie de la source.

Il est évident que l'appareil nécessite un étalonnage pour savoir à quelle amplitude correspond une énergie donnée. Pour cela, on prend différentes sources émettant des particules d'énergie connue. Pour chacune d'elles, on relève la hauteur du pic à l'aide du sélecteur d'amplitude. Le report des résultats sur un graphique (fig. 7) va nous donner la droite d'étalonnage qui nous permettra de graduer l'axe d'amplitude de la figure 6 en énergie.

En pratique, pour relever un spectre aussi proche que possible de la réalité, on choisira une largeur de fenêtre la plus petite possible (par exemple 0,1 V) et un temps de comptage le plus grand possible pour diminuer les erreurs statistiques.

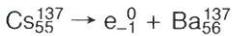
La figure 8 donne le schéma de principe utilisé pour réaliser une telle expérience.

Les impulsions issues du détecteur attaquent deux circuits à seuil D1 et D2 qui ne laissent passer que les impulsions d'amplitudes supérieures à un certain niveau (A1 et A2). Ces circuits sont par exemple des multivibrateurs de Schmitt. D1 ne laisse passer que l'impulsion V1 et D2 laisse passer

les impulsions V1 et V2. Ces signaux entrent ensuite dans un circuit d'anti-coïncidence qui a la propriété d'éliminer les signaux arrivant simultanément sur ses entrées. On retrouve donc l'impulsion V2 seule, dont l'amplitude tombait dans la fenêtre A1-A2, les autres ayant été éliminées.

Voyons maintenant à titre d'exemple comment se présente le spectre d'énergie d'une source de césium 137, dont le schéma de désintégration est donnée à la figure 9.

Il y a d'abord émission d'une particule  $\beta$  suivant la réaction :



Après cette émission, le barium formé est soit stable, soit dans un état énergétique instable. Dans ce cas, il émet un quantum  $\gamma$  d'énergie égale à 0,662 MeV pour aboutir à du barium stable. Si ce rayonnement  $\gamma$  tombe sur un détecteur adéquat, par exemple un cristal d'iodure de sodium, il va interagir avec les atomes du milieu suivant trois processus, à savoir l'effet photoélectrique, l'effet Compton et l'effet de paire.

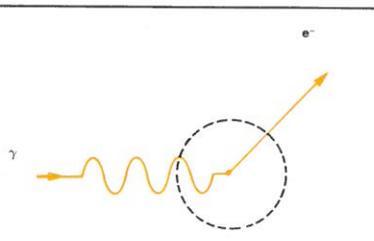


Fig. 10.

En ce qui concerne l'effet photoélectrique (fig. 10), le rayonnement, d'énergie  $E_0$ , arrache un électron d'un atome du milieu. Cette particule est projetée avec une énergie  $E = E_0$ , tandis que le photon incident disparaît.

L'effet Compton (fig. 11) provoque lui aussi l'arrachement d'un électron à un atome du milieu, mais le photon incident d'énergie  $E_0$  ne disparaît pas ; il est dévié de sa trajectoire. L'énergie  $E_1$  « emportée » par l'électron s'étend depuis zéro jusqu'à une valeur maximum donnée par la relation suivante :

$$E_{\text{max}} = \frac{E_0}{1 + \frac{m_0 c^2}{2 E_0}}$$

avec :  $m_0$  = masse de l'électron au repos ;  $c$  = vitesse de la lumière.

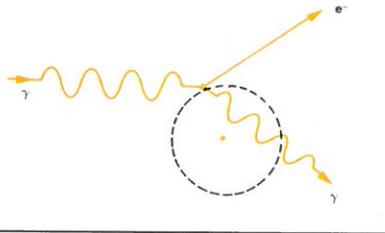


Fig. 11.

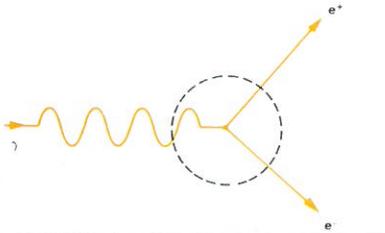


Fig. 12.

La différence d'énergie  $E_0 - E_1$  est emportée par le photon de sortie.

Dans le dernier cas, c'est-à-dire l'effet de paire (fig. 12), le photon incident d'énergie  $E_0$  interagit avec le champ coulombien du noyau ; il disparaît et il y a création d'une paire électron-positon dont l'énergie globale vaut :

$$E = E_0 - 1,022 \text{ MeV}$$

Ce processus n'aura lieu que pour des photons d'énergie supérieure à 1,022 MeV.

Un rayonnement  $\gamma$  tombant sur un détecteur va donc engendrer des impulsions électriques de différentes amplitudes correspondant aux différents modes d'interactions.

En attaquant un discriminateur avec ces impulsions, et en comptant

le nombre de celles qui arrivent à l'intérieur d'une fenêtre, il est possible de tracer le spectre d'énergie en faisant voyager cette dernière.

Le tableau 1 donne le nombre d'impulsions qui, par minute, tombent à l'intérieur d'une fenêtre dont la largeur vaut 0,2 V ; le niveau bas de cette dernière explorera la plage de 0 à 10 V. La source est ici du césium 137 et son spectre d'énergie est montré à la figure 13.

On constate l'existence d'un pic important situé à 8,7 V ; c'est le pic photoélectrique dont l'énergie donnée dans les tables est de 0,662 MeV. A partir de cette valeur, l'axe horizontal peut être gradué en énergie. Nous

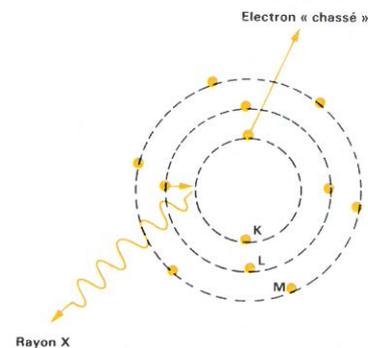


Fig. 14.

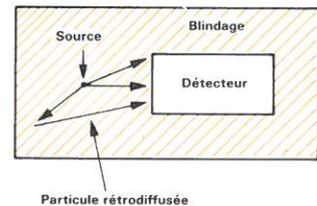


Fig. 15.

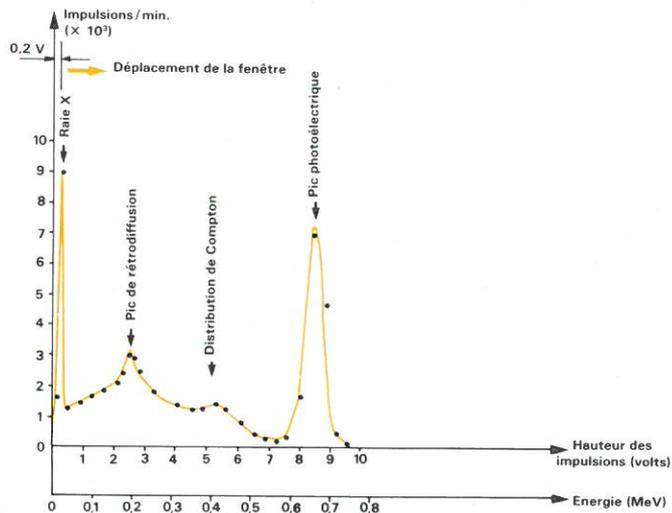


Fig. 13.

constatons également un autre pic important situé à 30,2 keV (0,4 V) ; il correspond à la raie « X » du césium. L'énergie réelle de ce pic donnée dans les tables est de 32 keV. L'explication de l'existence de cette raie est que le barium instable revient dans un état énergétique stable principalement par émission d'un rayonnement  $\gamma$  ; mais cet excès d'énergie peut aussi être cédé à un électron de la couche « K » (fig. 14), qui se trouve ainsi éjecté de l'atome. A partir de ce moment, un électron de la couche « L » vient se placer sur la couche « K », et ce passage d'un électron d'une couche à l'autre se fait avec émission d'un rayon « X » d'énergie égale à 32 keV.

Impulsions minute	Hauteur du niveau bas (V)
1 607	0,2
8 973	0,4
1 240	0,6
1 454	1
1 595	1,4
1 819	1,8
1 995	2,2
2 448	2,4
3 052	2,6
2 906	2,8
2 405	3
1 783	3,4
1 614	3,8
1 447	4,2
1 263	4,6
1 284	5
1 376	5,4
1 288	5,8
798	6,2
376	6,6
232	7
208	7,4
272	7,8
1 564	8,2
6 978	8,6
4 758	9
407	9,4
53	9,8

Tableau 1. - Relevé du spectre du Cs137.

Après cette raie, on trouve la distribution continue des électrons de Compton jusqu'au pic photoélectrique.

Un dernier point à expliquer au sujet de ce spectre est l'existence du pic de rétrodiffusion. En effet, une partie du rayonnement (fig. 15) émis par la source atteint le détecteur et une autre partie s'échappe vers l'arrière ; néanmoins, ces particules peuvent être rétrodiffusées vers l'avant (par le blindage par exemple), et at-

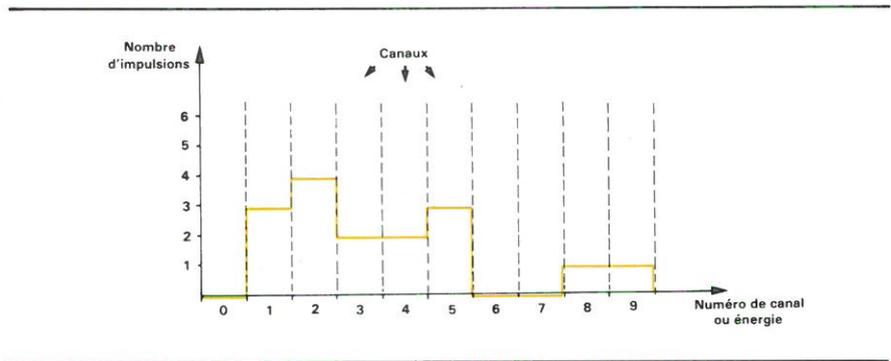


Fig. 16.

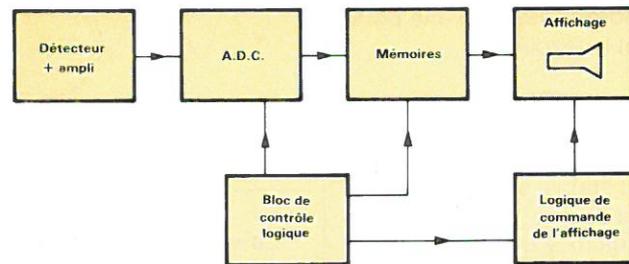


Fig. 17.

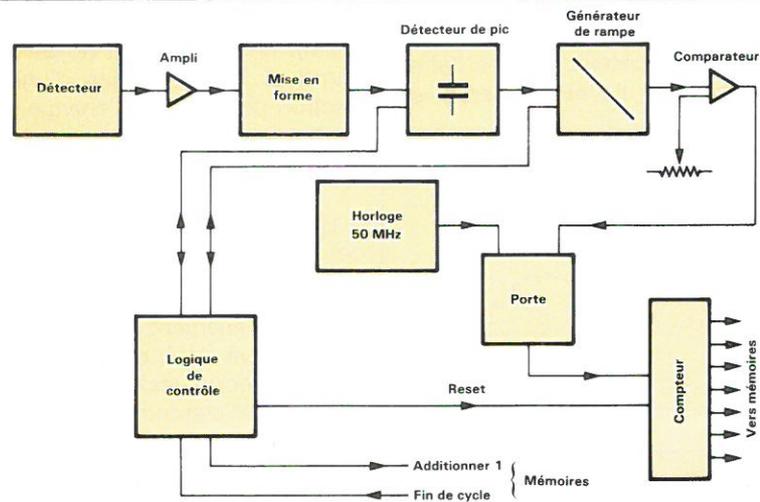


Fig. 18.

teindre malgré tout le détecteur ; celui-ci enregistre donc le rayonnement rétrodiffusé dont l'énergie est de 196 keV. Un calcul réel donnerait 184,9 keV.

Notons ici que les différences entre les valeurs lues sur le graphique et les valeurs réelles sont dues aux erreurs expérimentales. Une meilleure exactitude sera obtenue en diminuant la largeur de la fenêtre et en augmentant le nombre de points de mesures.

L'intérêt pratique de telles mesures est d'ordre qualitatif et quantitatif.

En effet, si l'on est en présence d'une source inconnue, on peut relever son spectre d'énergie, ou du

moins relever la position du pic photoélectrique. Celle-ci correspond à une énergie qui, comme nous l'avons vu, est celle du « quanta  $\gamma$  » émis par la source. A partir de là, on peut vérifier dans des tables à quel type de source correspond ce rayonnement d'énergie déterminée.

On peut aussi comparer la position du pic photoélectrique de la source inconnue par rapport au même pic de différentes sources connues. On arrivera ainsi par comparaison à nommer la source inconnue.

D'autre part, la surface du pic photoélectrique est proportionnelle à l'activité de la source ; il faut bien entendu tenir compte de divers facteurs influençant la mesure. C'est le cas par

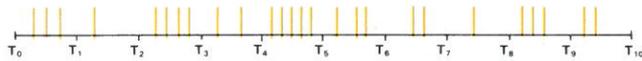


Fig. 19.

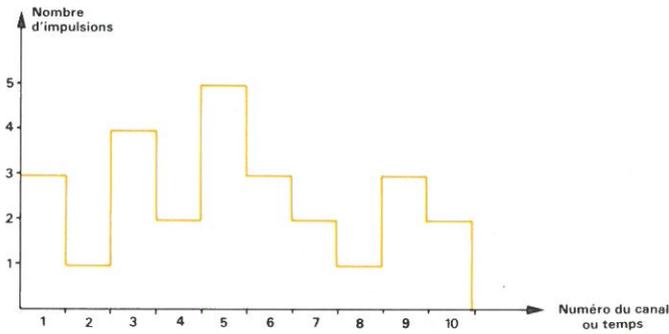


Fig. 20.

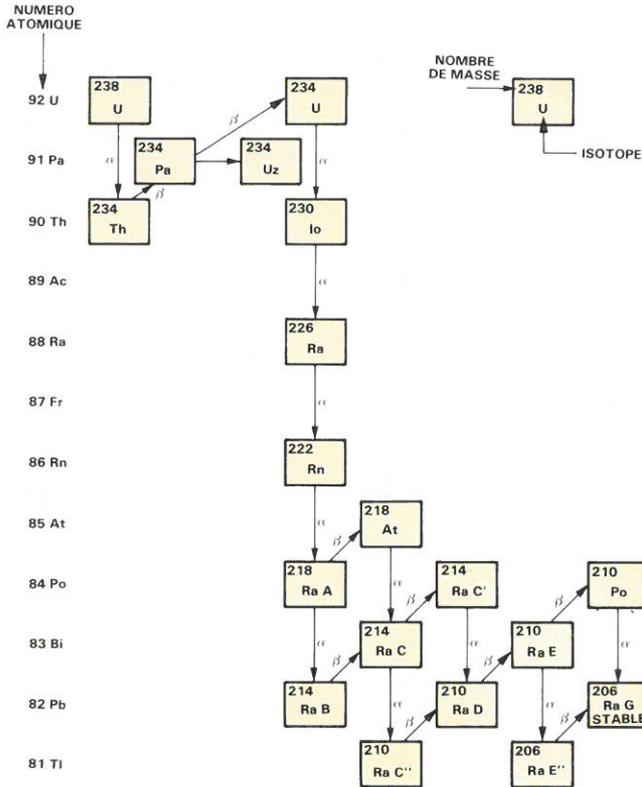


Fig. 21.

exemple du bruit de fond, puisque sans source, le compteur va malgré tout enregistrer un certain nombre d'impulsions dues à la radioactivité naturelle.

Le temps mort de l'installation de comptage influence aussi la mesure ; en effet, quand le détecteur et l'électronique associée enregistrent une impulsion, il faut un certain temps pour que l'ensemble revienne à l'état initial, temps pendant lequel aucune impulsion ne sera comptée. Dès lors, il faut intégrer cette perte de comptage dans les résultats.

Entre également en ligne de compte un facteur géométrique, puisque la source émet dans toutes les directions et que le détecteur est placé dans un certain angle solide.

Le rendement du détecteur influence aussi la mesure, puisque tous les corpuscules traversant ce dernier ne donnent pas lieu à une impulsion électrique.

Compte tenu de ces facteurs, on appliquera un coefficient de proportionnalité au calcul de la surface du pic photoélectrique pour connaître l'activité de la source.

## Analyseur multi-canaux

Si l'intérêt pratique d'un spectromètre mono-canal n'est plus à démontrer, il présente néanmoins certains inconvénients, dont l'un est justement le fait qu'il ne possède qu'une seule fenêtre qui sera déplacée par un opérateur.

Si les impulsions s'étalent sur une hauteur de 10 V et que l'on choisit une largeur de canal de 0,1 V, on voit immédiatement le nombre élevé de mesures qu'il est nécessaire d'effectuer pour relever le spectre avec une bonne précision. De plus, pour chaque position de la fenêtre, il faut en moyenne compter le nombre d'impulsions pendant au moins une minute.

Le relevé d'un spectre va donc prendre un temps relativement appréciable.

De plus, si l'on est en présence de plusieurs sources, ou encore si un radionuclide émet plusieurs gamma d'énergies différentes, les difficultés pour relever le spectre augmentent vu que l'on aura interpénétration des différents pics ; ceci peut conduire à diminuer encore la largeur de la fenêtre dans le but d'augmenter la précision.

Notons qu'il est possible d'effectuer un enregistrement automatique du spectre en entraînant la fenêtre par un moteur, en synchronisme avec celui d'un enregistreur.

Un moyen élégant pour relever le spectre d'énergie d'une source serait de compter au même moment le nombre d'impulsions qui tomberaient dans plusieurs fenêtres ou canaux ; c'est ce que fait l'analyseur multi-canaux.

Reprenons, comme nous l'avons déjà fait **figure 4**, le train d'impulsions fourni par le détecteur et appliquons-le à l'entrée de l'appareil. Celui-ci va compter le nombre d'impulsions de chaque amplitude, et stocker les résultats dans différents canaux (**fig. 16**). On forme ainsi un histogramme représentatif de la fréquence de répétition de ces amplitudes. En d'autres termes, on effectue une analyse de la distribution de l'amplitude des impulsions, ce qui est équivalent au fait de relever le spectre d'énergie de la source. L'axe horizontal représente ici le numéro des canaux ; chacun de ceux-ci est donc équivalent à la fenêtre d'un spectromètre mono-canal. Une amplitude particulière étant affectée à chacun des canaux, on peut donc graduer cet axe en énergie puisqu'on a proportionnalité entre énergie et hauteur d'impulsion.



ISOTOPES	PERIODES	ENERGIES $\alpha$ MeV	ENERGIES $\beta$ MeV	ENERGIES $\gamma$ MeV
Uranium 238	$4,5 \cdot 10^9$ ans	4,2		0,048
Thorium 234	24,1 j		0,10-0,19	0,029-0,063-0,091
Protactinium 234	1,18 min		0,58-1,5-2,31	0,75-1-autres
Protactinium 234 (UZ)	6,66 h		1,13-autres	0,043-0,80-autres
Uranium 234	$2,5 \cdot 10^5$ ans	4,717-4,768		0,051
Thorium 230	$8 \cdot 10^4$ ans	4,615-4,682		0,068-autres
Radium 226	1 620 ans	4,589-4,777		0,188
Radon 222	3,825 j	5,48		
Polonium 218 (Radium A)	3,05 min	6		
Astatine 218	1,3 s	6,7-6,65		
Radon 218	$1,9 \cdot 10^{-2}$ s	7,13		0,61
Plomb 214 (Radium B)	26,8 mn		0,59-0,65	0,24-0,30-0,35 autres
Bismuth 214 (Radium C)	19,9 mn	5,5	0,4-1-1,51	0,61-1,12-1,76 14 autres (jusq. 2,43)
Polonium 214 (Radium C')	$1,6 \cdot 10^{-4}$ s	7,68		
Thallium 210 (Radium C'')	1,3 mn		1,96	plusieurs
Plomb 210 (Radium D)	22 ans		0,017-0,063	0,047
Bismuth 210 (Radium E)	5,01 j	5,06	1,17	
Polonium 210 (Radium F)	138,4 j	5,305		0,8
Thallium 206 (Radium E')	4,2 mn		1,51	
Plomb 206	stable			
Tableau 2. – Famille de l'uranium.				

ISOTOPES	PERIODES	ENERGIES $\alpha$ MeV	ENERGIES $\beta$ MeV	ENERGIES $\gamma$ MeV
Thorium 232	$1,41 \cdot 10^{10}$ ans	3,948-4,007		0,059
Radium 228	6,7 ans		0,04	
Actinium 228	6,13 h		1,18-1,76-2,10 autres	plusieurs de 0,057 à 1,64
Thorium 228 (Radiothorium)	1,91 j	5,2-5,338-5,421		0,084-autres
Radium 224 (Thorium X)	3,6 j	5,445-5,681		0,241-autres
Thoron 220	54 s	6,28		
Polonium 216 (Thorium A)	0,158 s	6,775		très peu
Astatine 216	$3 \cdot 10^{-4}$ s	7,79		
Plomb 212 (Thorium B)	10,6 h		0,33-0,57-autres	0,12-0,24-0,30
Bismuth 212 (Thorium C)	60,5 mn	6,04-6,08-autres	1,52-2,25-autres	0,04-0,73-0,79-1,08 1,62-autres
Polonium 212 (Thorium C')	$3 \cdot 10^{-7}$ s	8,78-autres		
Thallium 208 (Thorium C'')	3,1 min		1,03-1,25 1,52-1,79	0,28-0,51-0,58 0,86-2,62
Plomb 208	stable			
Tableau 3. – Famille du Thorium.				

L'intérêt pratique est ici que l'on visualise une distribution des événements radioactifs en fonction du temps. Ceci est particulièrement intéressant dans l'étude des décroissances radioactives, où l'on obtiendra un histogramme exponentiel.

Une autre branche d'intérêt est l'étude de la radioactivité naturelle ; on peut par exemple compter les impulsions provenant du bruit de fond naturel pendant une demi-heure, et répéter cette mesure sur un ou plusieurs jours. On peut ainsi déterminer les variations de la radioactivité ambiante.

A ce propos, quand on étudie le rayonnement naturel, on peut s'occuper de celui provenant des terrains, des roches, des matériaux de construction, etc. Ils contiennent des traces d'uranium et de thorium ; ces deux éléments sont radioactifs et se désintègrent pour donner une série de nuclides eux-mêmes radioactifs.

Les figures 21 et 22 donnent respectivement les chaînes de désintégrations de l'uranium et du thorium. Les tableaux 2 et 3 donnent les renseignements relatifs à ces deux familles ; on peut trouver les demi-vies des éléments formés, ainsi que l'énergie des différentes particules émises.

Nous pouvons constater que dans chacune des chaînes de désintégration, il existe un isotope de l'élément de numéro atomique 86 ; ce dernier est un gaz rare : le radon ( $Rn_{86}^{222}$ ), qui provient de la désintégration du radium ( $Ra_{88}^{226}$ ) dans la famille de l'uranium ( $U_{92}^{238}$ ) et le thoron ( $Tn_{86}^{220}$ ), qui provient de la désintégration du radium ( $Ra_{88}^{224}$ ) dans la famille du thorium ( $Th_{90}^{232}$ ).

On trouve donc dans l'air ambiant deux gaz radioactifs provenant des traces d'uranium et de thorium dans le sol. Ces deux gaz diffusent vers la surface et se dégagent dans l'atmosphère. Ils se désintègrent en donnant des produits dérivés solides qui se

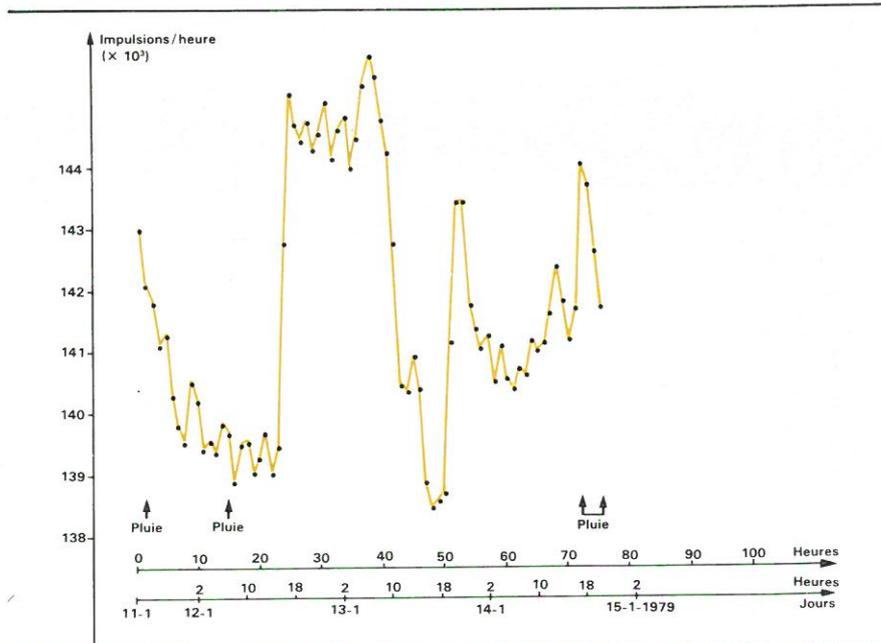


Fig. 24.

fixent sur les aérosols en suspension dans l'air. La figure 23 montre le spectre d'énergie de l'uranium et du thorium. Les mesures ont été effectuées avec un analyseur multi-canaux associé à un détecteur « gamma » à scintillation (cristal d'iodure de sodium).

A la figure 24, on peut voir le résultat des mesures de radioactivité ambiante effectuées en Afrique (Cameroun), où il existe dans le sol des traces d'uranium relativement importantes. Le détecteur est ici encore un scintillateur et l'analyseur multi-canaux est utilisé suivant son second mode de fonctionnement, c'est-à-dire en échelle de comptage. On a enregistré les impulsions pendant 1,5 mn dans chaque canal. La somme de 40 canaux correspond donc à une heure d'enregistrement. Le graphique porte sur des mesures effectuées pendant 3 jours. On constate d'importantes variations de l'activité naturelle qui sont dues aux émissions des gaz radon et thoron. Ces dernières dépendent évidemment de la nature du sol, mais également des conditions climatiques.

En effet, certaines variables météorologiques telles que la pression, la température, l'hygrométrie de l'air, la force et la direction du vent peuvent influencer les mesures.

Des études sur la détection du radon et du thoron ont été entreprises et montrent qu'on peut les utiliser comme « traceurs » pour observer la circulation des masses d'air. En effet, du fait de l'importante période radioactive du radon, on peut le détecter à grande distance de son point de dégagement.

Des mesures de radon au niveau du sol permettent d'avoir une indication de la stabilité verticale ; des études ont montré qu'il peut servir d'indicateur dans les échanges verticaux des basses couches de l'atmosphère, vu qu'il existe des corrélations entre le radon et les paramètres liés à la stabilité verticale.

On constate ici l'importance des mesures de radon et thoron du point de vue météorologique.

M. Lacroix

Composants

# Le thyristor G.T.O. : principes d'utilisation

Le G.T.O. (Gate Turn Off) est un thyristor qui s'amorce et se bloque par la gâchette. Tout comme un thyristor classique, le G.T.O. supporte, à l'état bloqué, des tensions directes très importantes (jusqu'à 1 500 V) et, à l'état passant, des pointes de courant bien supérieures à la valeur moyenne admissible.

Il peut travailler à des fréquences de commutation élevées (supérieures à 25 kHz) et sa commande est obtenue par un faible courant de gâchette, positif (par rapport à la cathode) pour l'amorçage et négatif pour le blocage.

Ce composant réalise donc une excellente combinaison des avantages des thyristors classiques et des transistors.

Afin de familiariser le concepteur de circuits de puissance avec les spécifications et le fonctionnement du G.T.O., les lignes qui suivent étudient les principaux paramètres de ce composant, permettant ainsi d'optimiser ses caractéristiques.

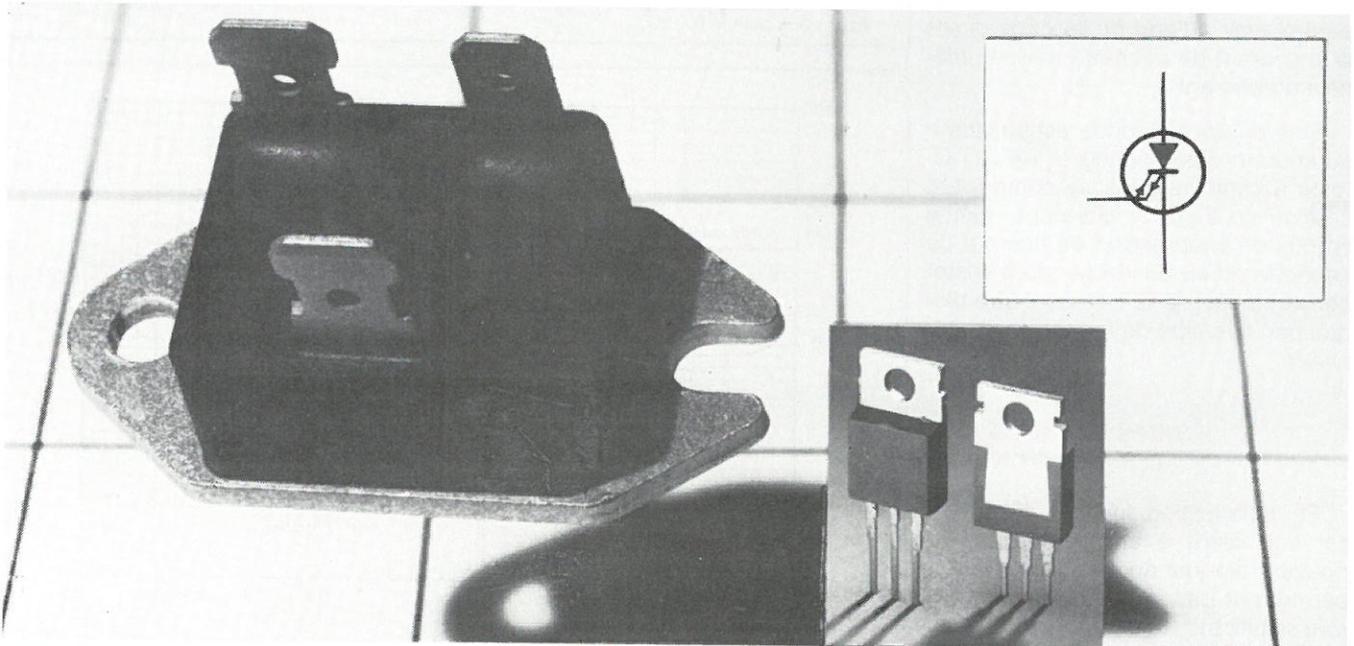


Fig. 1. – Représentation symbolique et physique du thyristor G.T.O.

## Caractéristiques directes

Le réseau de courbes  $I_A/V_{AK}$  de la figure 2 montre deux comportements du G.T.O. à l'amorçage, en fonction du niveau de courant d'anode. Lorsque celui-ci est inférieur au courant d'accrochage  $I_L$ , le G.T.O. réagit comme un transistor haute tension ayant un facteur d'amplification de courant  $I_A/I_G$  croissant avec le courant d'anode. Si le courant de gâ-

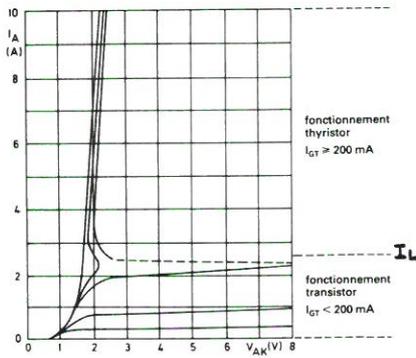


Fig. 2. - Caractéristique  $I_A = f(V_{AK})$  suivant le courant de la gâchette.

chette est insuffisant pour provoquer le déclenchement, le G.T.O. est en blocage direct avec un faible courant de fuite entre anode et cathode. Au contraire, si le courant de gâchette est supérieur au niveau  $I_{GT}$  nécessaire pour l'amorçage, le G.T.O. est rendu passant et il apparaît une faible chute de tension résiduelle entre anode et cathode. Tant que le courant d'anode est inférieur au courant  $I_L$ , le G.T.O. peut revenir à l'état de blocage direct si le courant de gâchette devient inférieur au courant  $I_{GT}$ .

Si le courant d'anode est supérieur au courant d'accrochage  $I_L$ , le G.T.O. reste à l'état passant, se comportant comme un thyristor classique, même en cas de suppression de courant de gâchette ; mais à l'inverse du thyristor conventionnel, le G.T.O. peut être bloqué par inversion de la tension de gâchette.

## Caractéristiques inverses

En polarisation inverse, le G.T.O. est équivalent à une résistance, ne pouvant bloquer aucune tension et ne permettant pas le passage d'un courant significatif.

Dans le cas où une tenue en tension inverse est nécessaire pour le

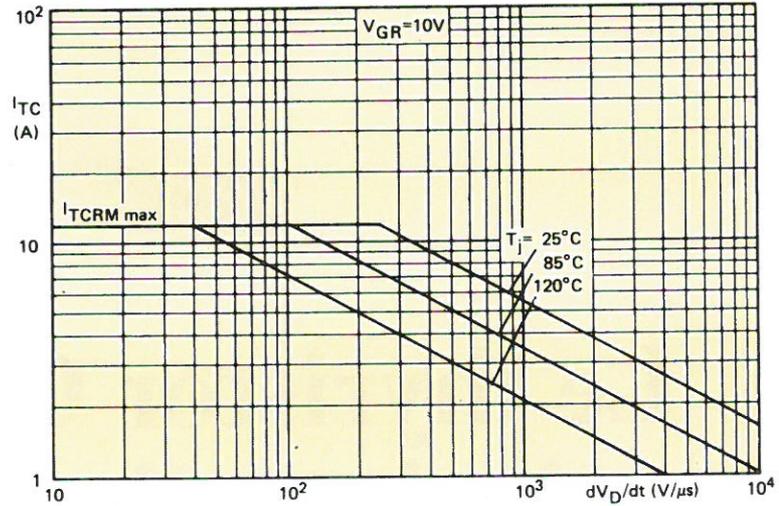


Fig. 4. - Courant d'anode contrôlable, fonction du  $dV_D/dt$  réappliqué, avec charge inductive et  $V_{GR} = 10$  V, pour le BT 157.

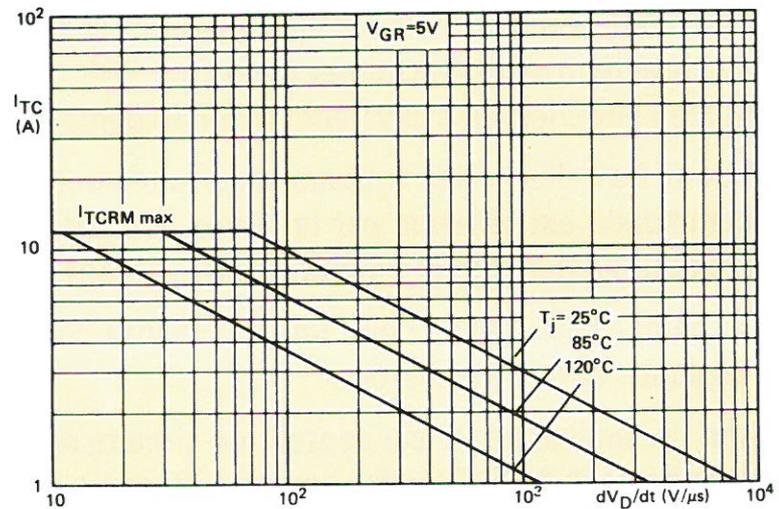


Fig. 5. - Courant d'anode contrôlable, fonction du  $dV_D/dt$  réappliqué, avec charge inductive et  $V_{GR} = 5$  V, pour le BT 157.

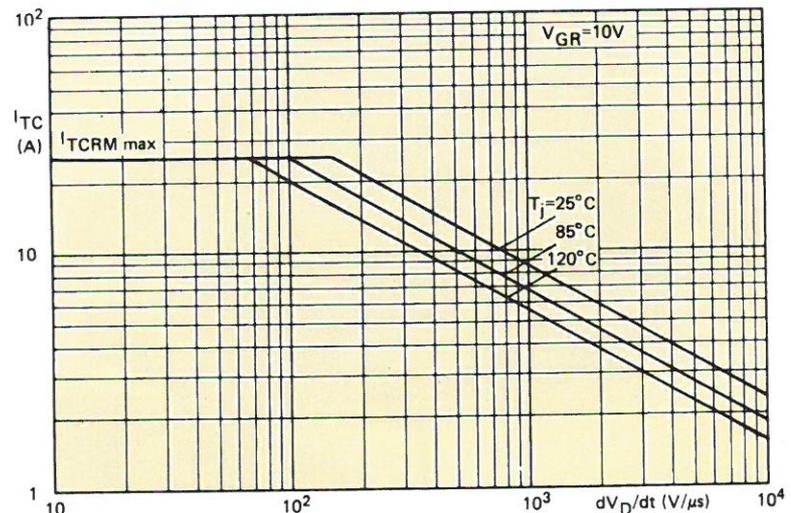


Fig. 6. - Courant d'anode contrôlable, fonction du  $dV_D/dt$  réappliqué, avec charge inductive et  $V_{GR} = 10$  V, pour les BT 58 et BT 58.

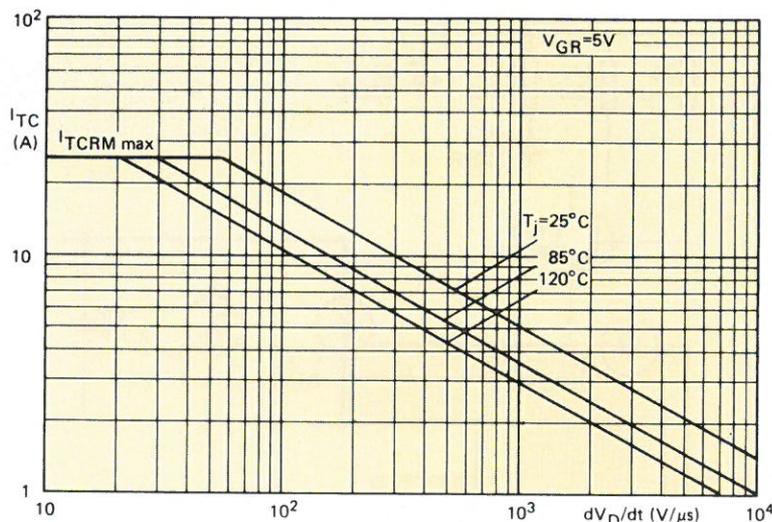


Fig. 7. – Courant d'anode contrôlable, fonction du  $dV_D/dt$  réappliqué, avec charge inductive et  $V_{GR} = 5 V$ , pour les BTW 58 et BTW 58.

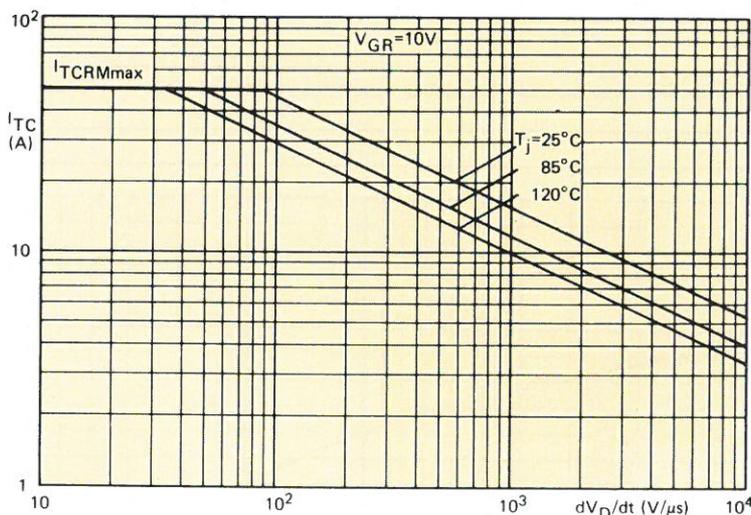


Fig. 8. – Courant d'anode contrôlable, fonction du  $dV_D/dt$  réappliqué, avec charge inductive et  $V_{GR} = 10 V$ , pour les BTW 59 et BTW 59.

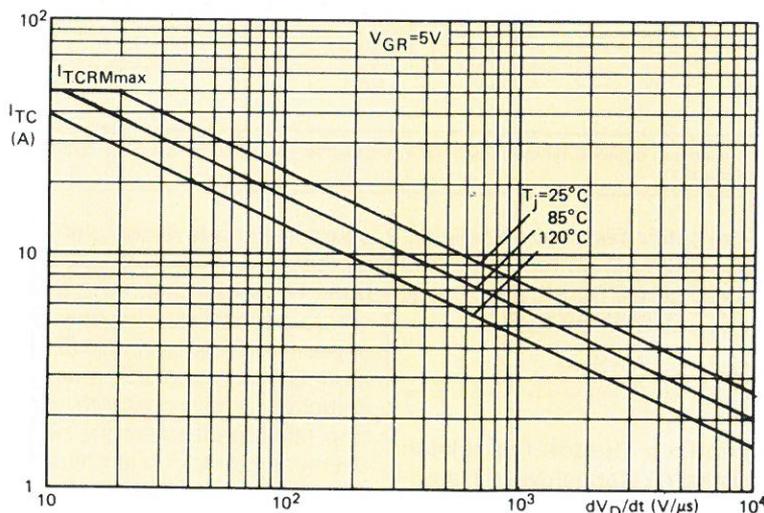


Fig. 9. – Courant d'anode contrôlable, fonction du  $dV_D/dt$  réappliqué, avec charge inductive et  $V_{GR} = 5 V$ , pour les BTW 59 et BTW 59.

système, il suffit de connecter une diode en série avec le G.T.O. De même, pour un courant inverse élevé, une diode doit être montée en anti-parallèle. La figure 3 représente ces différentes configurations.

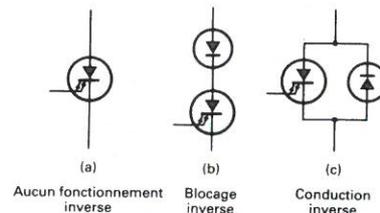


Fig. 3. – Comment changer le comportement en inverse du G.T.O. avec des diodes additionnelles.

### Courant d'anode maximum contrôlable

Bien que les cristaux utilisés soient relativement petits, le G.T.O. supporte des pointes de courant d'anode, en conduction ou au blocage, nettement supérieures au courant moyen nominal spécifié. Par exemple, le BTW 59 de RTC, pour une valeur moyenne de 15 A, permet de bloquer des courants crête de 50 A. La seule contrainte est, dans la phase de blocage, de s'assurer que le taux de croissance de la tension anode-cathode, pour des charges inductives, est limité.

Les courbes des figures 4 à 9 explicitent la relation entre le courant crête contrôlable,  $I_{TCRM}$ , et le  $dV/dt$  appliqué au circuit anode-cathode. Plus le courant à contrôler est élevé, plus le  $dV/dt$  admissible sera faible. De plus, les courbes ci-après montrent que, à  $dV/dt$  fixé, le courant  $I_{TCRM}$  augmente avec la tension négative de gâchette. Ceci est important et indique que l'impédance du circuit de commande, lors de l'extinction du G.T.O., doit être aussi faible que possible.

La figure 10 donne un exemple typique de circuit à utiliser. En particulier, l'impédance de la boucle de blocage (trait épais fig. 10) doit être minimisée. Dans le cas de l'utilisation d'une capacité de découplage, celle-ci doit être placée très près du condensateur électrolytique.

Afin de contrôler la montée de tension anode-cathode au blocage, il peut être nécessaire d'utiliser l'un des schémas de la figure 11. Le circuit 11a est destiné aux systèmes ne comportant qu'un seul G.T.O., ou dans les montages en pont.

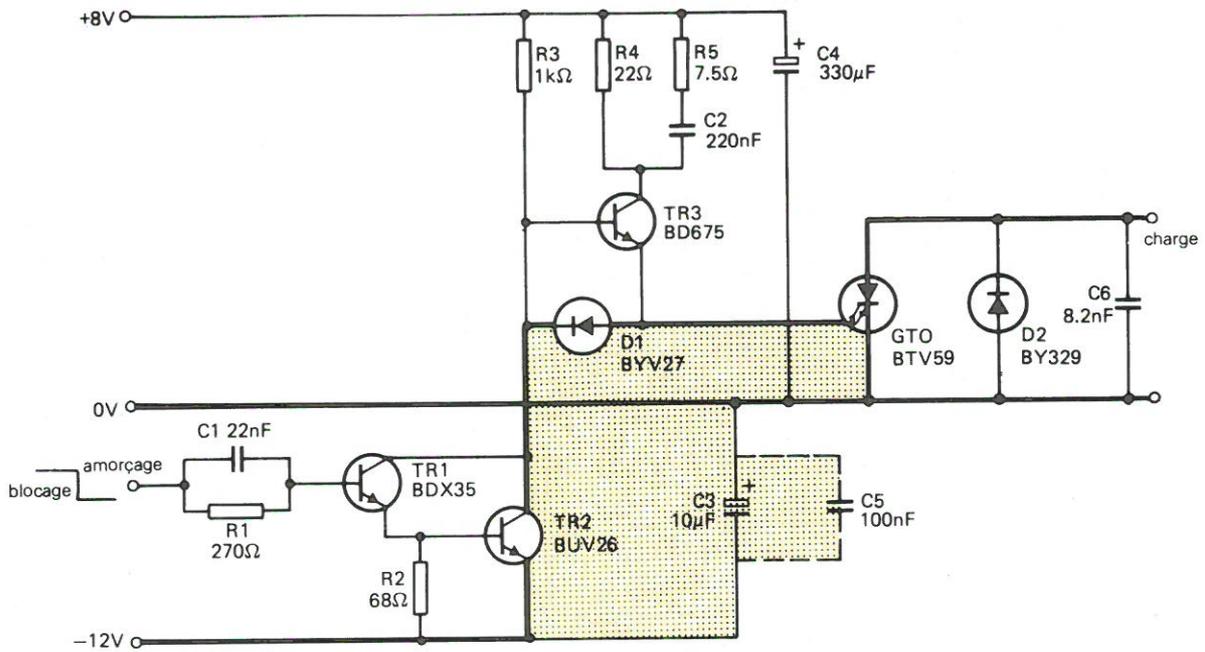


Fig. 10. — Schéma pratique de commande possible pour le BTV 59. Rq : la surface doit être réduite autant que possible afin de minimiser l'inductance parasite.

Le circuit 11b convient aux montages en pont. Le circuit RC d'aide à la commutation, employé pour les thyristors classiques, n'est pas très utilisable pour le G.T.O. En effet, lors du blocage d'un thyristor conventionnel, par commutation forcée, le taux de croissance de courant,  $dI/dt$ , peut être maîtrisé par le circuit extérieur d'extinction ; dans le cas du G.T.O., le courant est interrompu par le cristal de silicium et le contrôle du  $dV/dt$  doit être effectué différemment. Le circuit RCD, fig. 11a, est utilisé dans les montages en pont avec adjonction d'un circuit constitué d'une diode et d'une inductance, en parallèle, l'ensemble en série avec l'alimentation. Pour tout circuit d'aide à la commutation, l'efficacité est dépendante de la minimisation des inductances série, y compris celles provoquées par le câblage (fig. 11c).

La figure 12 illustre les effets de l'inductance du circuit d'aide à la commutation sur le courant contrôlable d'anode.

### Aire de sécurité

Le G.T.O. est un semi-conducteur à deux états stables, il ne peut rester dans un état quasi saturé durant les phases de blocage ou d'amorçage. Il n'y a donc pas de limitation de l'aire de sécurité tant que la polarisation de la gâchette est positive. Dans le cas

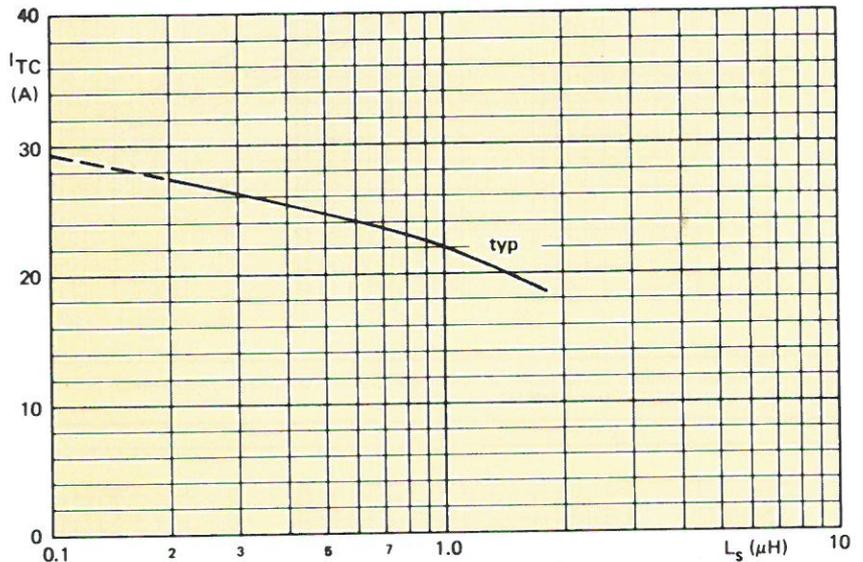


Fig. 12. — Courant d'anode typique contrôlable en fonction de l'inductance du circuit d'aide à la commutation.

d'une polarisation négative de celle-ci, l'aire de sécurité est un rectangle. Un exemple est donné figure 13, pour le thyristor G.T.O. BTW 58 de RTC.

### Mise en conduction

a) Précautions durant l'impulsion ou la décharge capacitive de commande.

Pendant la phase d'amorçage, il faut être sûr que le circuit de gâchette fournit un courant suffisant lorsque le

courant d'anode risque d'être inférieur au courant d'accrochage  $I_L$ . La figure 14 montre que, dans le cas d'un amorçage réalisé par une décharge capacitive dans le circuit de gâchette d'un G.T.O. connecté à une charge inductive, une constante de temps trop faible peut provoquer un déclenchement incertain si le courant de gâchette devient inférieur au niveau  $I_{GT}$  avant que le courant d'anode n'ait dépassé la valeur  $I_L$ . Un amorçage incertain peut aussi être dû à des variations importantes de la charge.

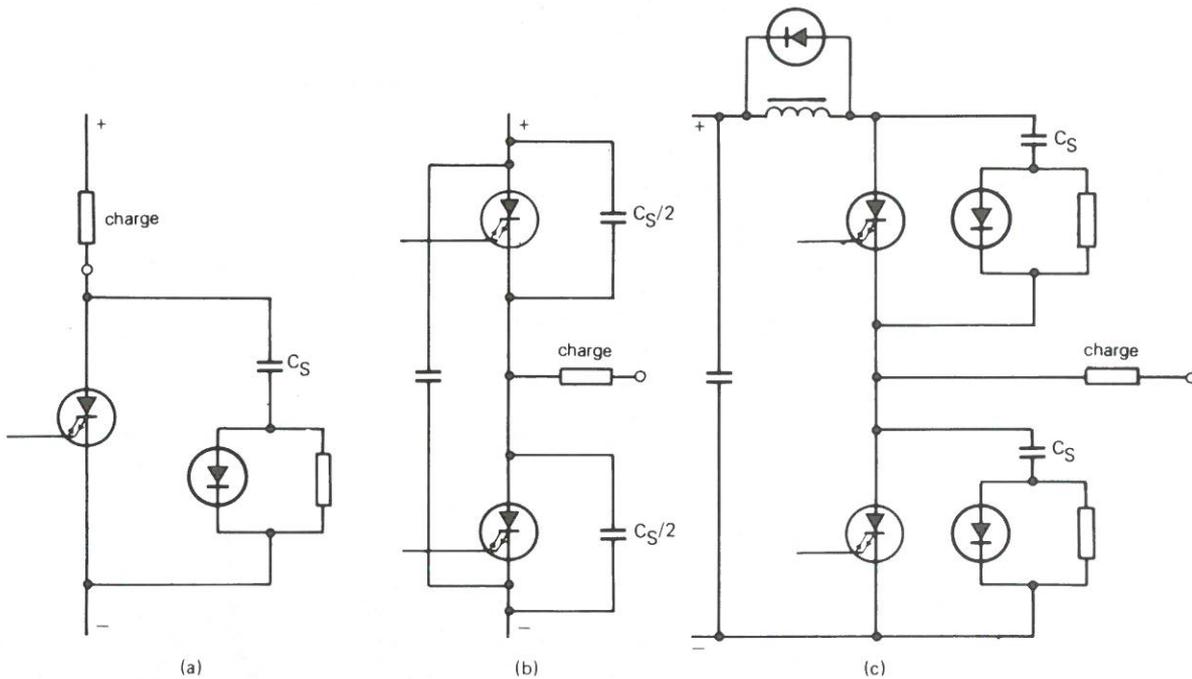


Fig. 11. — On a la relation suivante :  $C_S = I_{TC} / dV/dt$  avec  $C_S$  en  $\mu F$ ,  $I_{TC}$  en A et  $dV/dt$  en  $V/\mu s$ .

D'autre part, si le courant d'anode est très peu supérieur à la valeur  $I_L$  du courant d'accrochage, une décroissance trop rapide du courant de gâchette provoque une mise en conduction incertaine (fig. 15). Le temps de descente de l'impulsion de commande devra donc être augmenté.

**b) Réduction des pertes en commutation.**

Pour réduire les pertes pendant les commutations, il est essentiel de minimiser le temps de mise en conduction  $t_{on}$  du G.T.O. Comme le montre la figure 16, les deux composantes de  $t_{on}$  (le temps de retard  $t_d$  et le temps de montée  $t_r$ ) diminuent lorsque le courant positif de gâchette augmente.

La forme d'onde théorique idéale du courant de gâchette est représentée figure 17.

On trouve une croissance rapide jusqu'à l'obtention d'un niveau 2 à 5 fois supérieur à la valeur minimale  $I_{GT}$  assurant le déclenchement, puis une diminution jusqu'à  $I_{GT}$  après que le courant d'anode ait atteint une valeur bien supérieure au courant de déclenchement  $I_L$ . Ceci peut être réalisé par l'utilisation d'un circuit RC dans la commande positive de gâchette (R5-C2, fig. 10). Dans le cas de thyristors classiques, une montée trop rapide du courant d'anode provoque des effets importants de dissipation localisée dans le cristal durant la phase de mise

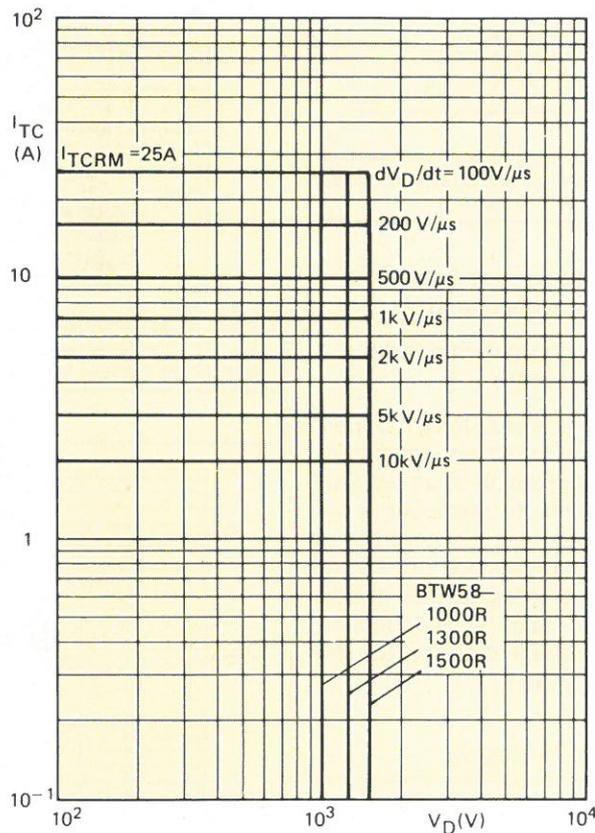


Fig. 13. — Aire de sécurité du BTW 58 avec une commande négative de gâchette.

en conduction. La structure interdigitée du composant G.T.O. accroît très sensiblement la capacité à supporter les contraintes d'un amorçage rapide. Pour les circuits sans réseau RCD de protection, la dissipation lors de l'en-

clenchement est relativement faible. Dans le cas où le réseau RCD est nécessaire, la décharge capacitive doit être prise en compte, surtout lorsqu'une capacité seule est utilisée ; alors, toute l'énergie stockée doit être

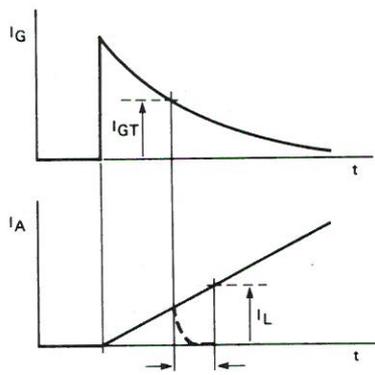


Fig. 14. - Risque d'amorçage incertain lorsque  $I_G < I_{GT}$  et  $I_A < I_L$ .

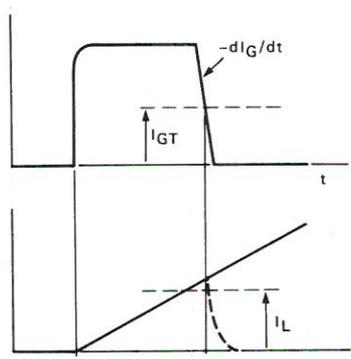


Fig. 15. - Possibilité de non déclenchement si  $I_A < I_L$  et  $-dI_G/dt$  trop grand.

dissipée sous forme de pertes d'amorçage du G.T.O. à chaque cycle.

**c) Avantages d'une commande continue de gâchette.**

Comme le transistor, le G.T.O. peut être amorcé et laissé en conduction par simple application d'un courant continu de gâchette supérieur à  $I_{GT}$ . Les graphiques 18 à 22 montrent ce mode de fonctionnement qui se traduit par une chute de tension anode-cathode plus faible en conduction, même si le courant d'anode est très supérieur au niveau  $I_L$ .

**La phase de blocage**

Pour comprendre cette phase de blocage, nous rappelons quelques principes de la conduction dans le cristal du thyristor G.T.O.

La figure 23 représente la coupe d'un cristal en conduction. Pendant l'état passant, la région centrale est remplie d'un plasma électron-trou autorisant le passage d'un courant im-

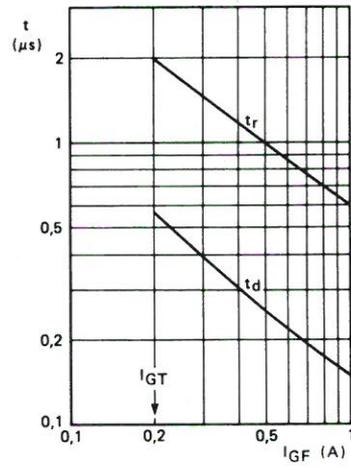


Fig. 16. - Variations de  $t_r$  et  $t_d$  en fonction de  $I_{GF}$ .

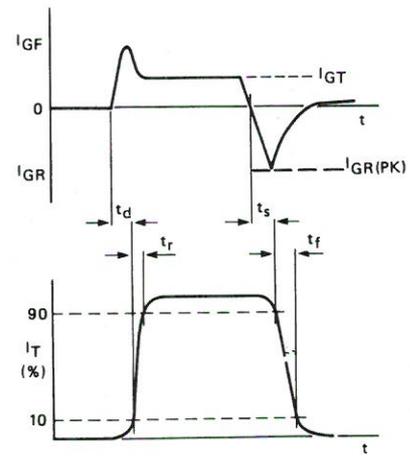


Fig. 17. - Courant de gâchette idéal.

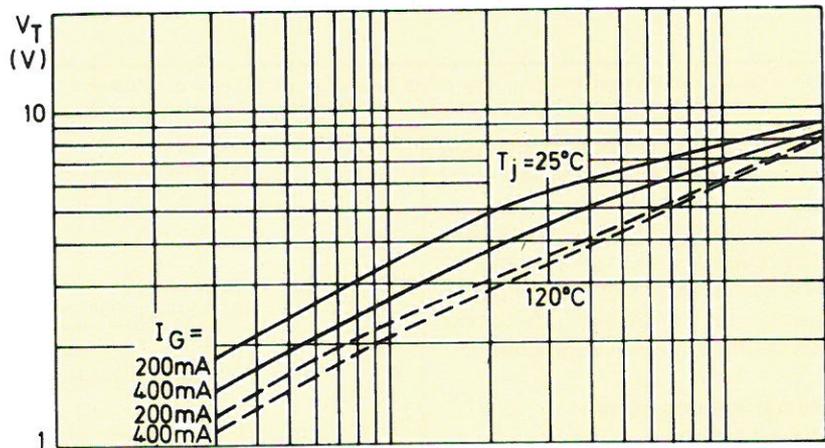


Fig. 18. - Chute de tension aux bornes du G.T.O. fonction du courant d'anode, à courant continu de gâchette fixé pour le composant BT 157.

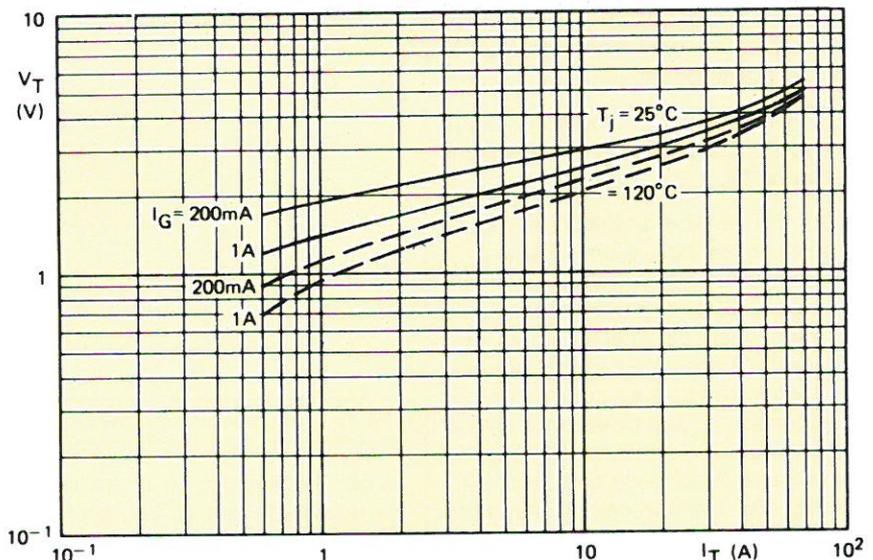


Fig. 19. - Chute de tension aux bornes du G.T.O. BT 58, fonction du courant d'anode, à courant continu de gâchette fixé.

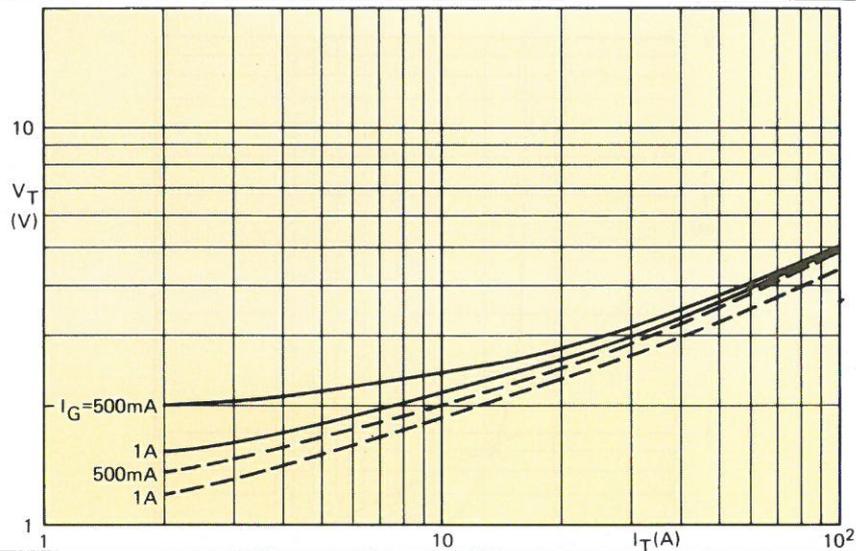


Fig. 20. - Chute de tension aux bornes du G.T.O. BTW 59, fonction du courant d'anode, à courant continu de gâchette fixé.

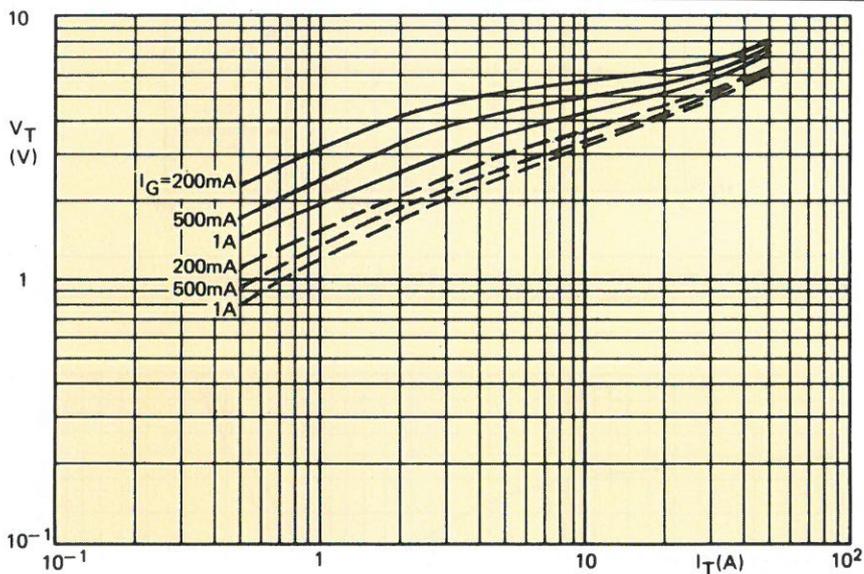


Fig. 21. - Chute de tension aux bornes du G.T.O. BTW 58, fonction du courant d'anode, à courant continu de gâchette fixé.

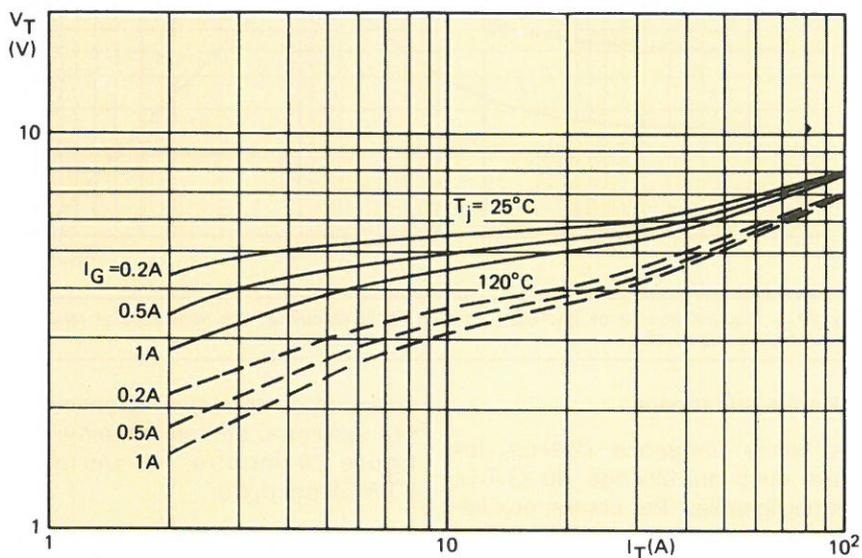


Fig. 22. - Chute de tension aux bornes du G.T.O. BTW 59, fonction du courant d'anode, à courant continu de gâchette fixé.

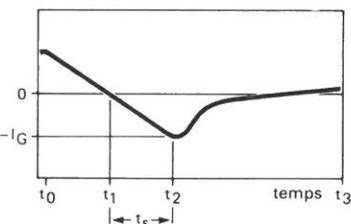
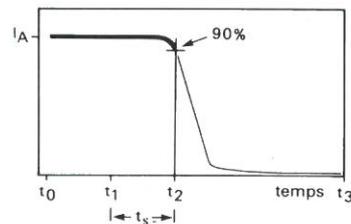
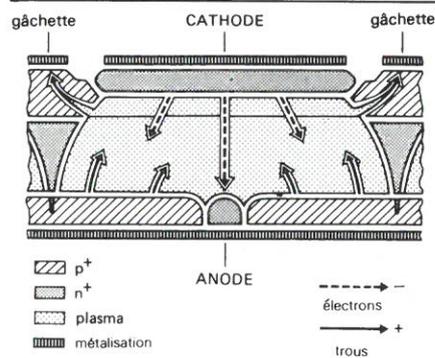


Fig. 23. - Coupe d'un cristal de G.T.O. au début du blocage (temps de stockage  $t_s$ ) lorsque commence l'extraction du courant de gâchette.

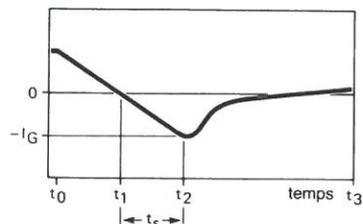
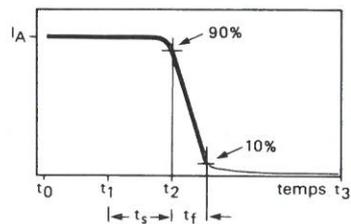
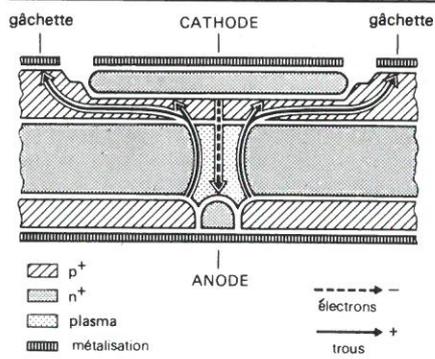


Fig. 24. - Coupe d'un cristal de G.T.O. au début de la seconde phase du blocage: temps de décroissance  $t_f$ .

portant avec une faible chute de tension anode-cathode.

Pour bloquer le G.T.O., le plasma doit être interrompu, ce qui peut être réalisé par application d'une polarisation négative de base. Cette tension négative provoque « l'écrasement » du plasma en un fin canal comme le montre la **figure 24**. La durée nécessaire à la disparition du plasma est le temps de stockage  $t_s$ . Pour réduire ce temps  $t_s$ , un champ relativement important, de  $-5\text{ V}$  à  $-10\text{ V}$ , doit être créé entre la gâchette et la cathode du composant. La structure de la gâchette est réalisée de façon à pouvoir supporter, pendant de courtes périodes (de l'ordre de  $20\ \mu\text{s}$ ), un fonctionnement en régime d'avalanche inverse. Il est à noter qu'une tension négative supérieure à la tension de claquage ne favorisera pas le phénomène de blocage.

Lorsque le plasma est interrompu, le courant d'anode décroît et la tension d'anode augmente avec une pente liée à la charge. La relation entre la tension négative de gâchette appliquée et les deux composantes du temps de blocage,  $t_s$  et  $t_f$ , est explicitée **figure 25**.

Le temps de décroissance du courant d'anode est aussi fonction du courant extrait par la gâchette, comme le montrent les courbes de la **figure 26**.

Par exemple, si le courant d'anode d'un BTW 58 est de  $5\text{ A}$  et que l'on souhaite bloquer le G.T.O. par un courant de gâchette de  $1\text{ A}$ , les temps de stockage et de décroissance seront respectivement de  $2\ \mu\text{s}$  et de  $1,5\ \mu\text{s}$ .

La capacité à supporter des valeurs crête élevées de courant de gâchette inverse, nécessaires à un blocage rapide, est favorisée par une fine structure d'anode et une région p+ de basse impédance sous la cathode. Ceci est rendu possible par un contrôle précis de la diffusion. Des points chauds localisés, pendant la phase de blocage, sont évités grâce à l'utilisation d'une structure interdigitée avec des « doigts » longs et fins de cathode.

Comme le montre la **figure 27**, la dernière phase du blocage consiste en une légère traînée de courant due aux charges résiduelles stockées dans le cristal. Un dopage à l'or assure une recombinaison rapide de celles-ci et minimise les effets de ce courant résiduel sur le bilan total des pertes au blocage.

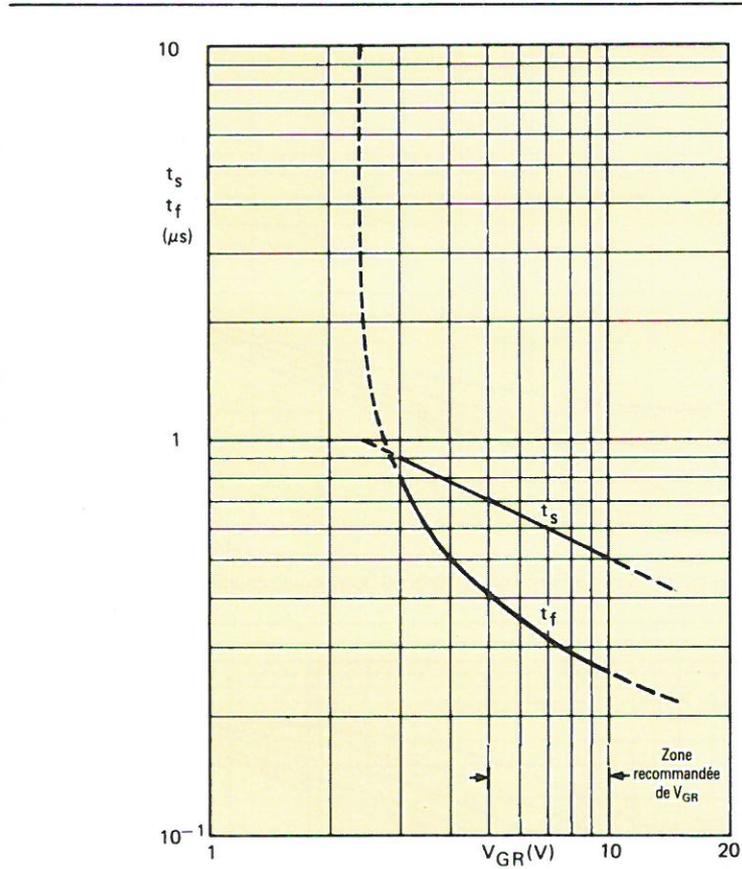


Fig. 25. — Influence de la tension négative de gâchette sur les valeurs de  $t_s$  et  $t_f$ .

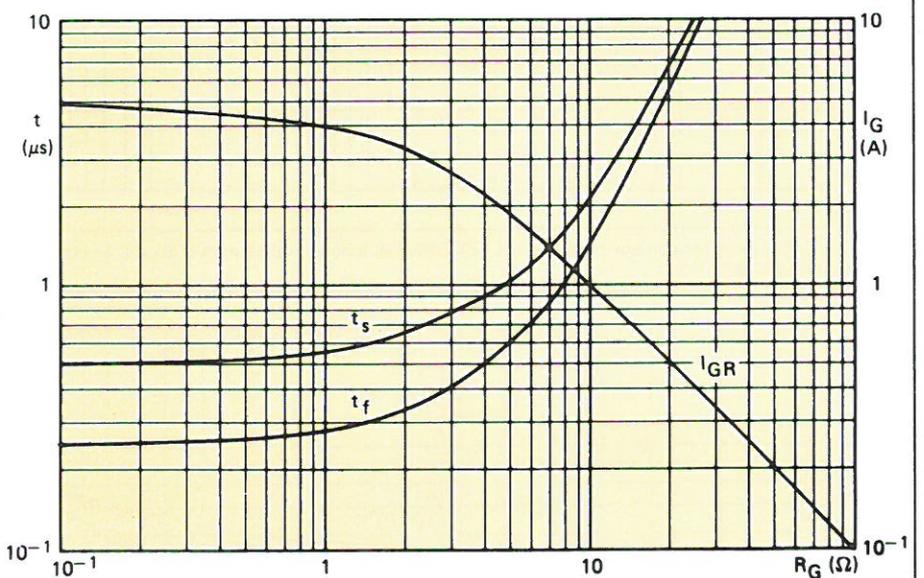


Fig. 26. — Courant inverse de gâchette, fonction de la résistance série extérieure et relations donnant les temps  $t_s$  et  $t_f$ .

**d) Pertes au blocage.**

A basse fréquence ( $2\text{ kHz}$ ), les pertes dues au blocage du G.T.O. sont négligeables. Par contre, aux fréquences élevées et particulièrement si le taux de croissance de la tension anode-cathode est élevée, les pertes de blocage doivent être estimées et

prises en compte dans la conception des systèmes. Le nomogramme de la **figure 28** montre les pertes du BTW 58 par cycle.

La dissipation totale peut être évaluée en multipliant le terme  $E_t$  obtenu par la fréquence de commutation. La diminution du  $dV/dt$  réappliqué réduit

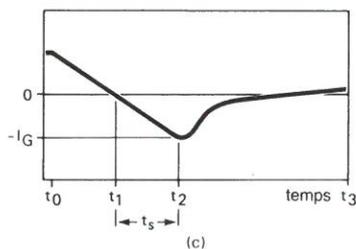
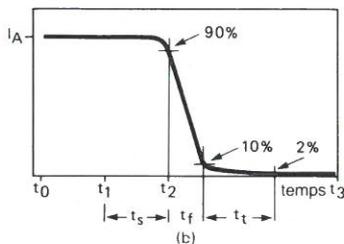
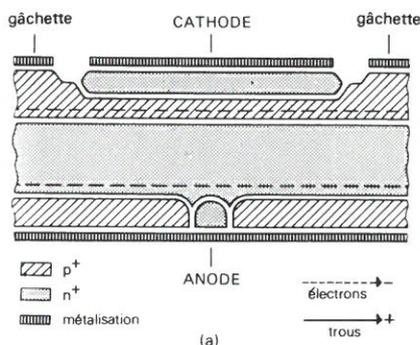


Fig. 27 - Coupe d'un cristal de G.T.O. pendant la phase finale du blocage (traînée de courant) durant laquelle se produit la recombinaison des charges de la zone n.

sensiblement les pertes au blocage mais demande une capacité de plus grande valeur pour le circuit RCD. Une telle capacité présente aussi l'avantage de permettre des valeurs plus élevées du courant  $I_{TCM}$ . Il faut toutefois noter que les pertes à l'amorçage augmentent. Lors de la conception du circuit, il faudra donc trouver le meilleur compromis suivant l'application voulue.

## Les paramètres importants

Ce chapitre résume les paramètres les plus importants, nécessaires à la conception de circuits fiables. Ces principes sont valables pour toutes les applications à G.T.O. ; pour illustrer la méthode, un exemple pratique est décrit.

### a) Tensions prises en compte.

La tension continue anode-cathode et la tension crête répétitive sont déduites du circuit. Des marges de sécurité doivent être prises, par exemple concernant les variations possibles de la tension d'entrée ou les phénomènes transitoires.

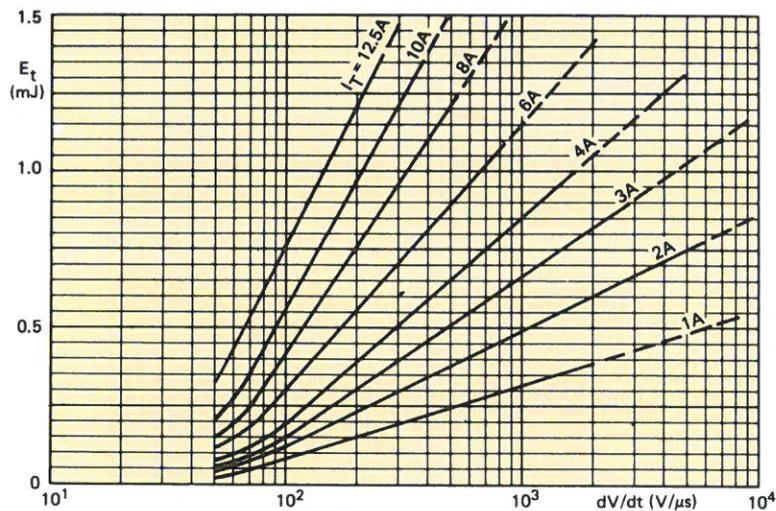


Fig. 28. - Pertes maximales dues au blocage ( $E_t$ ), fonction du  $dV/dt$  réappliqué, la valeur crête du courant au blocage étant fixée pour le BTW 58 à 120 °C avec une tension linéairement réappliquée jusqu'à 1 200 V.

Les quatre valeurs spécifiées pour chaque composant dans la feuille de caractéristiques sont :

$V_{DC}$  : Tension continue anode-cathode à l'état bloqué.

$V_{DSM}$  : Tension de crête non répétitive à l'état bloqué.

$V_{DRM}$  : Tension de crête répétitive à l'état bloqué (facteur d'utilisation 50 %).

$V_{DWM}$  : Tension maximale d'utilisation à l'état bloqué (facteur d'utilisation 50 %).

Caractérisation des différentes tensions (fig. 30) :

- a) Circuit résonnant
- b) Circuit à ondes quasi-rectangulaires.

**b) Courant crête d'anode ; taux de montée de la tension réappliquée au blocage ; circuit d'aide à la commutation.**

Ces paramètres sont liés entre eux par les courbes caractéristiques  $I_{TCM}$  fonction du  $dV/dt$  (courant d'anode crête contrôlable fonction de la croissance de tension réappliquée au blocage entre anode et cathode). Pour un fonctionnement fiable, la phase de blocage ne doit pas se produire en dehors de ces courbes, à température de jonction et tension négative de gâchette fixées. La plupart des applications demandent des limitations minimum ou maximum de  $dV/dt$ , à moins que celui-ci ne soit déterminé par le circuit extérieur. De même, dans la plupart des applications, la valeur crête du courant d'anode qui doit être interrompu, peut être déterminée. Si le

système n'impose aucune contrainte concernant le  $dV/dt$ , les pertes du circuit « d'aide à la commutation » peuvent être réduites en choisissant la valeur maximale du  $dV/dt$  compatible avec le courant crête à bloquer.

Le phénomène de blocage est, de plus, optimisé si l'on choisit la tension négative de gâchette la plus élevée possible, limitée par la tension de claquage inverse de la jonction gâchette-cathode.

La valeur de la capacité de protection nécessaire, permettant d'obtenir le  $dV/dt$  désiré, est donnée par :

$$C_S = I_{T \text{ crête}} \times \frac{1}{dV/dt}$$

On prendra une marge de sécurité pour la valeur de  $C_S$ . Si celle-ci est relativement petite, le condensateur peut être placé directement en parallèle sur le G.T.O. Dans le cas de montage en pont, une capacité de valeur  $C_S/2$  est suffisante pour chaque G.T.O. On placera de plus une capacité de découplage, comme le montre figure 11b.

La valeur la plus élevée du condensateur est limitée par l'énergie dissipée dans le G.T.O. et le courant crête d'anode provoqué par sa décharge.

Une évaluation des valeurs maximales, dans le cas de réseau triphasé d'entrée, est donnée ci-dessous, à titre d'exemple, pour cinq types de G.T.O fabriqués par RTC :

BT 157 :	25 nF
BTV 58 :	50 nF
BTW 58 :	50 nF
BTV 59 :	100 nF
BTW 59 :	100 nF

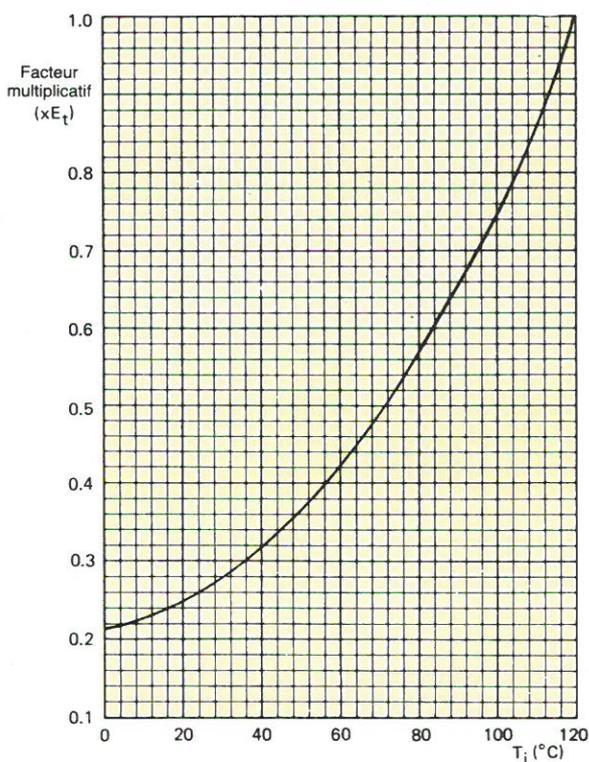


Fig. 29. — Coefficient de variation des pertes au blocage E<sub>t</sub> en fonction de la température T<sub>j</sub>, avec I<sub>G</sub> = 0,5 A et V<sub>GR</sub> = 10 V pour le BTW 58.

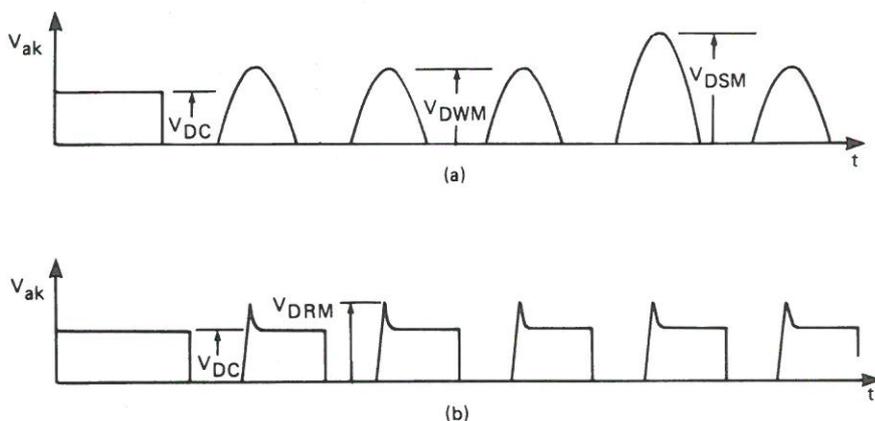


Fig. 30. — Caractéristiques des différentes tensions :  
a) circuit résonnant,  
b) circuit à ondes quasi-rectangulaires.

Si la contrainte en dV/dt impose une valeur plus élevée, l'utilisation d'un circuit RCD (cf. figure 11a) est nécessaire. Si deux G.T.O. sont utilisés dans un circuit en pont, une faible inductance et une diode sont nécessaires dans le circuit d'alimentation continue (cf. figure 11c).

### c) Dissipation totale du G.T.O.

La dissipation totale du G.T.O. doit être évaluée afin de calculer le radiateur nécessaire.

Les pertes se décomposent en quatre groupes principaux :

- Pertes à l'état passant.
- Pertes à l'état bloqué.
- Pertes à la mise en conduction.
- Pertes au blocage.

Ces pertes peuvent être estimées indépendamment, de la façon suivante :

#### c1 – Pertes à l'état passant.

Celles-ci peuvent être obtenues par le nomogramme donné dans les spécifications, liant la dissipation au courant moyen et au facteur d'utilisation « a ». Celui-ci est défini comme le rapport entre le courant efficace I<sub>T(RMS)</sub> et le courant moyen I<sub>T(AV)</sub>.

#### c2. Pertes à l'état bloqué.

Elles sont données par le produit du courant de fuite, I<sub>D</sub>, par la tension à l'état bloqué multiplié par le facteur d'utilisation. La valeur I<sub>D</sub> spécifiée permet de déterminer le cas le plus défavorable à tension d'anode et température de jonction maximales.

#### c3. Pertes à la mise en conduction.

Celles-ci dépendent principalement du courant d'anode et de la forme d'onde de tension au moment de l'amorçage. Si un circuit RCD de protection est utilisé (fig. 11a) et la fréquence de commutation faible, les pertes de mise en conduction sont négligeables. Si une simple capacité est employée, l'énergie stockée dans celle-ci est dissipée dans le G.T.O. à chaque période. Par conséquent, les pertes peuvent être calculées en multipliant l'énergie stockée dans le condensateur par le nombre de décharges par seconde. Dans les montages n'utilisant pas de circuit « d'aide à la commutation », les pertes à la mise en conduction peuvent être estimées par la relation suivante :

$$P_{SW(ON)} = \frac{1}{6} \times V_{DS} \times I_T \times t_r \times f_s$$

avec :

V<sub>DS</sub> : Tension d'anode avant conduction

I<sub>T</sub> : Courant d'anode après amorçage

t<sub>r</sub> : Temps de croissance du courant

f<sub>s</sub> : Fréquence de commutation

#### c4. Pertes au blocage

Elles dépendent grandement des conditions initiales avant blocage et des formes d'onde des courants et tensions qui peuvent être modifiées par le circuit « d'aide à la commutation » utilisé. Généralement, la traînée de courant, durant cette phase, engendre les pertes les plus importantes.

Les courbes des figures 28 et 29 permettent d'évaluer ces pertes, en fonction du courant crête, du dV/dt et de la température de jonction. Il est à noter qu'une faible diminution de la température de jonction en fonctionnement réduit sensiblement ces pertes.

Une fois connues la dissipation totale du G.T.O., la température ambiante et celles de jonction en fonctionnement, le radiateur peut être déterminé.

## d) Conception du circuit de gâchette

Ce circuit doit être réalisé pour répondre à deux impératifs : une mise en conduction et un blocage optimaux.

La jonction gâchette-cathode du G.T.O. se comporte exactement comme une diode. Le courant direct (servant à l'amorçage) doit être limité afin d'éviter une dissipation excessive. La tension inverse doit être déterminée pour empêcher un phénomène d'avalanche de trop longue durée, qui provoquerait de même une trop forte dissipation. Les feuilles de spécification donnent, pour chaque G.T.O., la puissance maximale admissible dans le circuit de gâchette.

Le circuit théorique de commande est représenté à la figure 31.

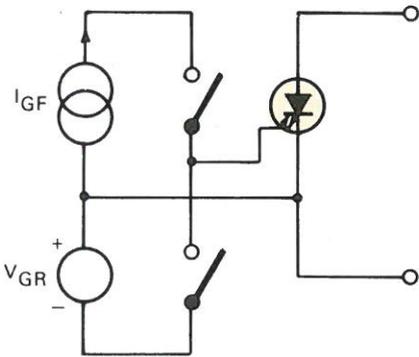


Fig. 31. — Principe de commande.

Les circuits spécifiques au blocage et à la mise en conduction sont décrits ci-dessous :

### 1° Circuit de mise en conduction

Le courant direct minimum assurant le déclenchement du G.T.O. est donné par la valeur  $I_{GT}$  des caractéristiques. Il est à noter que le paramètre  $I_{GT}$  est fonction de la température et que le premier amorçage se fait à plus basse température que celle du fonctionnement nominal.

Si le courant utilisé est juste au niveau  $I_{GT}$ , le G.T.O. sera amorcé mais le taux de croissance de courant  $di/dt$  sera faible. Dans certaines applications, telles que les onduleurs autonomes de type résonnant, cela ne présente aucun inconvénient, à l'inverse des circuits hacheurs (cas des systèmes de commande de moteur asynchrone) où le  $di/dt$  peut être très important.

Pour réduire la dissipation, il peut être nécessaire d'augmenter le cou-

rant de gâchette  $I_{GR(PK)}$  de quelques fois la valeur  $I_{GT}$ . De plus, l'accroissement du courant  $I_{GT}$  réduit le temps de la phase d'amorçage.

Dans tous les cas, il est utile de maintenir un courant positif de gâchette de valeur au moins égale à  $I_{GT}$ , pendant toute la durée de conduction du G.T.O. Ceci réduit en effet la chute de tension à l'état passant et diminue donc les pertes en conduction. Dans les systèmes où le courant d'anode est susceptible de prendre une valeur inférieure au courant de maintien  $I_H$ , la présence d'un courant de gâchette permet de s'assurer que le composant reste bien amorcé.

Le cas théorique idéal est d'obtenir une valeur d'amorçage de l'ordre de  $5 I_{GT}$ , puis un niveau continu de valeur  $I_{GT}$ .

### 2° Circuit de blocage

Pour obtenir un blocage fiable, une source de tension négative de basse impédance doit être placée entre gâchette et cathode. Le courant crête négatif de gâchette est alors déterminé par la résistance interne gâchette-cathode du G.T.O. et le courant d'anode à bloquer. La valeur maximale de cette tension négative,  $V_{GR}$ , est limitée par la tension d'avalanche inverse de la jonction gâchette-cathode. Pour les BT 157, BTW 58, BTW 58, BTW 59, BTW 59 (pris comme exemple précédemment),  $V_{GR}$  est supérieure à 10 V. L'influence sur la phase de blocage d'une tension plus faible est montrée dans les spécifications particulières par la courbe  $I_{TCM}$  fonction du  $dV/dt$ , à  $V_{GR}$  fixée.

Une réduction de la valeur  $V_{GR}$  jusqu'à 5 V entraîne une diminution de moitié du courant crête contrôlable au blocage.

Dans le cas où la source de tension disponible n'est pas limitée par d'autres considérations de circuit, 10 V est la valeur conseillée.

Pour ne pas limiter la pointe négative de courant de gâchette,  $I_{GR(PK)}$ , le circuit de blocage doit présenter une faible impédance. Les valeurs maximales de crête  $I_{TC}$  sont obtenues aux valeurs négatives  $I_{GR}$  maximales, c'est-à-dire au gain minimum en courant pendant la phase de blocage. L'élément qu'il faut absolument minimiser dans le circuit de blocage est l'inductance série. En effet, le temps de stockage du G.T.O. peut être inférieur à  $0,5 \mu s$ , et toute l'impulsion négative du courant  $I_{GR(PK)}$  doit pouvoir

circuler pendant ce temps. Si la tension disponible est de 10 V, l'inductance série maximale peut être évaluée comme suit :

Pour un courant d'anode crête  $I_{T(PK)}$  fixé, si l'on impose un gain en courant au blocage de 2, la valeur crête négative du courant de gâchette est donc :

$$I_{GR(PK)} = I_{T(PK)}/2.$$

Le temps de stockage maximum à température ambiante est donnée par les spécifications. En pratique, le temps de stockage  $t_s$  peut être inférieur, mais une marge de sécurité (un facteur 2, par exemple) assure une bonne fiabilité.

Des valeurs de  $I_{GR}$ ,  $t_s$  et  $V_{GR}$ , on déduit l'inductance série  $L_g$  :

$$L_g \leq (V_{GR} \times t_s) / (2 \times I_{GR(PK)})$$

soit

$$L_g \leq (V_{VGR} \times t_s) / I_{T(PK)}$$

Il faut remarquer qu'à la fin du temps de stockage, lorsque la décroissance rapide du courant d'anode se produit, le courant de gâchette atteint sa valeur crête et commence à diminuer. Du fait que ce courant circule dans l'inductance série  $L_g$ , la jonction gâchette-cathode est en avalanche inverse pendant la courte durée nécessaire à la dissipation de l'énergie stockée dans l'inductance  $L_g$ . Une faible valeur  $L_g$  n'entraîne aucune détérioration du G.T.O.

La source de tension permettant la polarisation inverse de gâchette dépend de l'application et du facteur d'utilisation. Par exemple, dans le cas d'une alimentation de type série résonnant ou de certains circuits hacheurs, une capacité peut être montée en série avec la gâchette.

Cette capacité se charge, pendant la conduction du G.T.O., par le courant de gâchette et peut être utilisée comme source négative pour l'extinction du composant.

La valeur du condensateur doit être assez élevée pour que l'impulsion négative ne provoque pas une décharge de plus de 1 V et assez faible pour que la capacité puisse être suffisamment chargée durant la conduction du G.T.O.

La tension de charge crête doit être inférieure à la tension de claquage de la jonction gâchette-cathode, pour éviter une dissipation trop importante de gâchette.

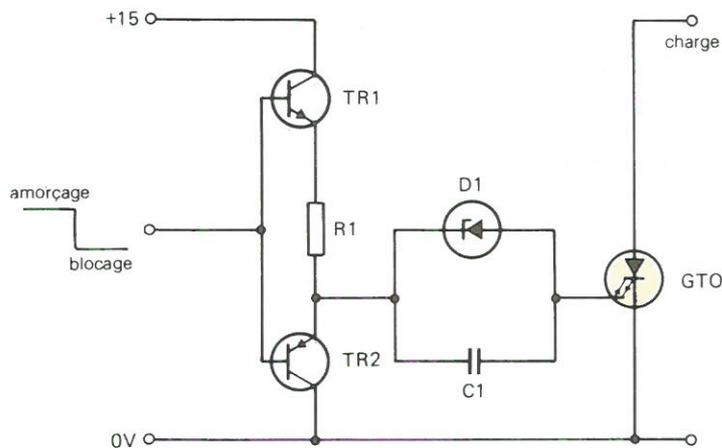


Fig. 32. – Exemple de circuit de commande pour de faibles facteurs d'utilisation.

La figure 32 représente un tel circuit de commande. Le transistor TR1 provoque la mise en conduction du G.T.O. et la charge du condensateur C1. R1 limite la valeur du courant crête. La diode Zener Z1 limite la tension maximale de charge de C1 à 12 V et permet le passage du courant au-delà de cette valeur de tension.

Le transistor TR2 est un « Darlington » réalisant le blocage. Une combinaison de la chute de tension directe du Darlington et de la tension négative  $V_{C1}$  permet d'obtenir une commande de gâchette d'environ  $-10$  V ; les charges extraites par la gâchette peuvent être déterminées par  $I_{GR}$  et  $t_S$ . Une hypothèse de calcul est de considérer le courant de gâchette comme triangulaire, d'amplitude crête  $I_{GR(PK)}$  et de durée  $2 \times t_S$ . Les charges extraites sont alors :

$$Q_C = I_{GR(PK)} \times t_S$$

Dans le cas où le facteur d'utilisation est grand, par exemple pour la

commande de moteur asynchrone où la plage de variation est de 0 % à 100 %, une source de tension indépendante est nécessaire.

Un découplage de cette tension par un condensateur à faible coefficient de self inductance est nécessaire pour assurer une faible inductance série du circuit de gâchette.

Une configuration simple à transistor ou Darlington peut être employée (cf. fig. 10).

#### e) Choix de la diode montée en anti-parallèle

Afin d'éviter une polarisation inverse du G.T.O. supérieure à quelques volts et permettre le passage du courant inverse nécessaire à certaines applications, il peut être nécessaire de placer en anti-parallèle sur le G.T.O. une diode. Le choix de celle-ci est fixé par le courant moyen direct  $I_{F(AV)}$ , et le courant crête répétitif  $I_{FRM}$ , de même que par la tension crête répétitive  $V_{RRM}$ . La valeur de  $V_{RRM}$  est la même

que la tension  $V_{DRM}$  considérée pour le G.T.O.

Pour les onduleurs de commande de moteurs alternatifs, les deux relations suivantes doivent être vérifiées :

$$I_{FRM} (\text{diode}) = I_{TRM} (\text{G.T.O.})$$

$$I_{F(AV)} (\text{diode}) = I_{F(AV)} (\text{G.T.O.})$$

Une famille de diodes a été spécialement développée par RTC pour répondre à la haute tenue en tension des G.T.O. Le tableau ci-dessous montre la concordance Diode/G.T.O. pour quatre modèles.

G.T.O.	DIODE
BTV 58	BY 329
BTV 59	BY 329
BTW 58	BY 359
BTW 59	BY 359

#### f) Conclusion

Les étapes principales nécessaires à la conception fiable de systèmes utilisant des thyristors G.T.O. sont :

- Déterminer les caractéristiques de tension
- Choisir le G.T.O. permettant les  $I_{TC}$  et  $dV/dt$  désirés
- Calculer le radiateur
- Concevoir le circuit de commande
- Choisir la diode de protection en anti-parallèle, si nécessaire.

#### D'après la note technique SC 53 de RTC

Cette note donne en outre un exemple détaillé de détermination du circuit lié aux G.T.O.

**Référence :** Publication technique Philips N° 116 : « Simple rules for G.T.O. circuit design », par A. Woodwoth et F. Burgum.

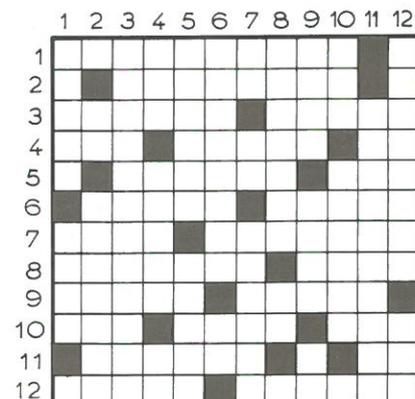
## Les mots croisés d'Electronique Applications

### Horizontalement

1. L'induction est liée à cette propriété.
2. Des œufs à la coque.
3. Il est à la masse. N'a qu'un petit morceau de camembert.
4. Ne connaissent aucune retenue. Une vieille pépinière d'envahisseurs. Une bonne recette pour la faire.
5. Selon Stevenson, une partie revint à John Silver. Lettre de Platon.
6. Est donc fauché. Quel bêta !
7. Révèle une certaine impatience. S'est installée dans une colonie où règne une certaine effervescence.
8. Se fit pesant. Fragments de plateau formant des buttes.
9. Traîne en longueur. Son rôle est protecteur.
10. Forme une pointe sur la Méditerranée. Procède à des mises à feu. Un voisin.
11. Fait appel à l'un de nos sens. S'étend à 1 500 m.
12. Est insonore, mais pas inodore. Dangereusement attirante.

### Verticalement

1. Découvrit les effets d'auto-induction. Parenté.
2. Victime du faisin. Se fait encore parfois en série.
3. Provoquent certains ralentissements.
4. Signe de précocité. S'exprimer à la manière d'un roi. Il n'est pas gracieux de les voir.
5. Le dernier coup. Fait appel à la raison.
6. Ses effets se font ressentir sur le flux. N'est pas courant.
7. Gardent l'entrée. Traditionnel au Japon. Tensions dans les circuits primaires.
8. Tumeur.
9. Unité en campagne.
10. Fonda Albe la Longue. L'accent de Béziers. Abrite une vaste nécropole.
11. Fait la manche. Il ne supporte pas les mauvais conducteurs.
12. La bonne est à prendre.
12. Nous fait dire que c'est râpé. Sut protéger ses espèces.



Etude

# La détection synchrone (deuxième partie)

La première partie de cette étude s'est attachée à donner les principes théoriques fondamentaux de la détection synchrone.

Afin de ne pas se limiter à des considérations purement formelles, l'auteur envisage dans ce second article les applications principales de ce procédé, à savoir : en sciences physiques, en réception radio (stéréo, DBL, BLU) et en télévision.

## Applications en physique

Les propriétés du détecteur synchrone en termes de bande passante et de bruit en font un outil très efficace aux mains des physiciens pour détecter et mettre en évidence des signaux issus d'expériences physiques (parfois à l'échelle moléculaire ou atomique), généralement très faibles et complètement noyés dans le bruit.

On ne peut donc pas omettre de décrire brièvement les deux principales méthodes qui sont utilisées, lesquelles sont connues sous le nom de « détection synchrone simple » dans le cas d'une grandeur fixe (par exemple la mesure de flux lumineux faibles par détection du courant traversant un élément photosensible), et « détection avec modulation faible amplitude », ou en anglais « lock-in », dans le cas où l'on étudie une grandeur en fonction d'une autre ( $y = f(x)$ ) par balayage.

La première méthode, illustrée par la figure 20, met directement en évidence le signal recherché, la deuxième, illustrée plus loin par la figure 22, met en évidence la première ou la deuxième dérivée du signal  $y = f(x)$ .

**Première méthode :** Supposons que l'on souhaite par expérience déterminer la grandeur  $Y$  dont les valeurs, très faibles, issues d'un capteur sont difficilement mesurables, car noyées dans le bruit. Le spectre du bruit étant généralement beaucoup plus large que celui du signal, on ne peut pas séparer ce signal par simple filtrage.

On fait donc appel au procédé suivant : modulation puis démodulation synchrone du signal capté (fig. 20) comme suit :

$$Y \rightarrow Y \cos \omega t \rightarrow S \cos \omega t \rightarrow S$$

(modulation) (signal capté) (démodulation synchrone)

**Seconde méthode : « Lock-in ».** Cette méthode est utilisée dans le cas d'un phénomène physique  $Y$ , fonction d'une grandeur  $X$ .

$$Y = Y(X)$$

pour  $X_{\min} < X < X_{\max}$

On doit donc balayer la grandeur  $X$  ( $X = K \cdot t$ ) entre ses valeurs limites pour pouvoir relever à la sortie du capteur la

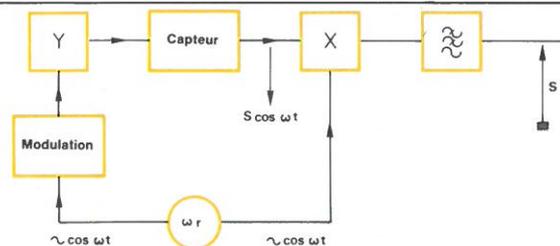


Fig. 20.

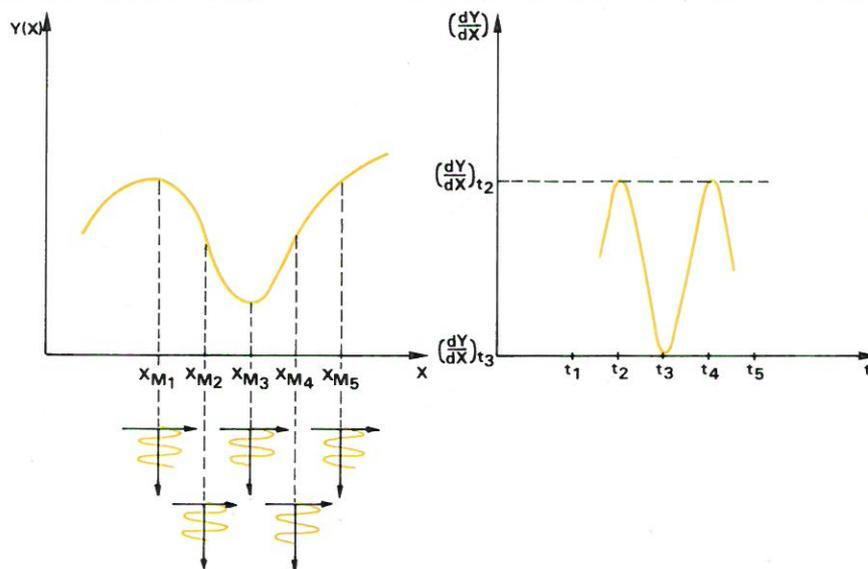


Fig. 21.

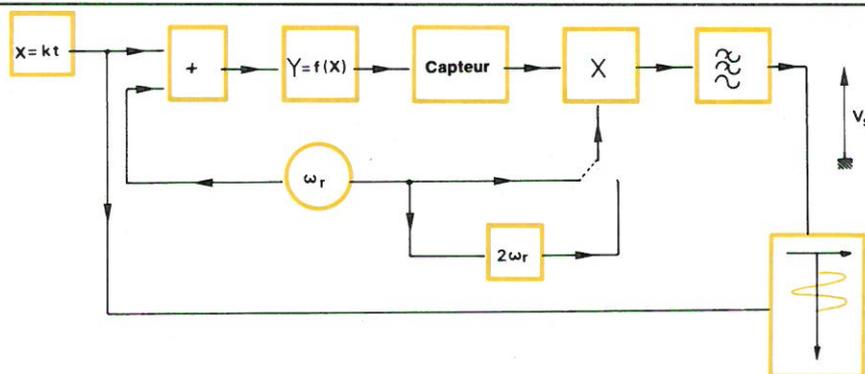


Fig. 22.

valeur correspondante de Y (fig. 21). Ces valeurs étant généralement faibles devant un niveau de bruit prohibitif, une détection simple et directe du phénomène n'est pas facile.

On a recours encore une fois à la modulation de la grandeur X suivie d'une démodulation synchrone.

On utilise donc pour X non plus la forme  $X = K \cdot t$  (simple balayage), mais la relation suivante :

$$X = K \cdot t + X_{00} \cos \omega_r t = X_{Mt} + X_{00} \cos \omega_r t \text{ (fig. 21)}$$

avec  $X_{00}$  toujours petit devant  $X_{Mt}$  ( $X_{Mt} = K \cdot t_M$ )

K est donné en unités de X/sec.

Ainsi, la réponse du système autour d'un point M quelconque est décrite par le développement en série de Taylor de la fonction Y (X) :

$$Y_{(M)}(X) = Y(X_M) + \frac{(X-X_M)}{1!} Y'(X_M) + \frac{(X-X_M)^2}{2!} Y''(X_M) + \dots$$

$$= Y(X_M) + (X_{00} \cdot \cos \omega_r t) Y'(X_M) + (X_{00} \cos \omega_r t)^2 Y''(X_M) + \dots$$

Soit enfin :

$$Y_{(M)}(X) = Y(X_M) + (X_{00} \cos \omega_r t) Y'(X_M) + \left( \frac{1 + \cos 2\omega_r t}{2} \right) Y''(X_M)$$

Après la détection synchrone en utilisant comme référence le signal modulant ( $\omega_r$ ) à la sortie on a :

$$V_s(t_M) \propto Y'_{(M)}$$

c'est-à-dire l'état de la sortie à chaque instant ;  $t_M$  est la dérivée du signal Y(X).

En utilisant comme référence l'harmonique deux du signal modulant on a :

$$V_s(t_M) \propto Y''_{(M)}$$

### Cas d'un signal de référence non sinusoïdal

Lorsque le signal de référence n'est pas sinusoïdal mais périodique d'une autre forme, le fonctionnement du détecteur n'a rien d'original. Il est cependant intéressant de consacrer quelques lignes au cas d'un signal carré, car dans quelques cas (en physique – surtout en photométrie) l'utilisation d'une telle forme s'avère plus simple. Notons quand même que plusieurs auteurs commencent l'étude du détecteur synchrone avec un signal de référence carré.

Supposons que la référence soit le signal « tout ou rien » de la figure 23.

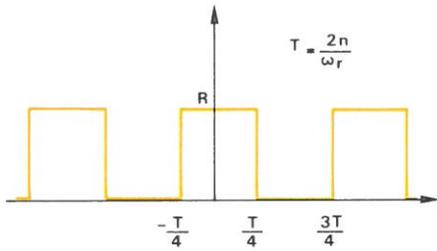


Fig. 23.

L'analyse harmonique du signal  $V_r(t)$  donne :

$$V_r(t) = \alpha_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos n\omega_r t$$

avec  $\omega_r$  la fréquence fondamentale. On a :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T V_r(t) \cos(n\omega_r t) dt = \frac{2}{T} \int_{-T/4}^{T/4} R \cos(n\omega_r t) dt$$

Soit :

$$a_n = \frac{2R}{n \cdot \pi} \cdot \sin \frac{\pi \cdot n}{2}$$

Et :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/4}^{T/4} R dt = \frac{R}{T} \cdot \frac{T}{2} = \frac{R}{2}$$

Ainsi :

$$V_r(t) = \frac{R}{2} + \frac{2R}{\pi} \cos \omega_r t - \frac{2R}{3\pi} \cos(3\omega_r t) + \frac{2R}{5\pi} \cos(5\omega_r t) - \dots$$

A partir de cette expression, il est évident que le détecteur synchrone de la figure 24 (simulé par un interrupteur qui s'ouvre et se ferme au rythme du signal  $V_r(t)$ , au lieu d'être contrôlé par une unique pulsation  $\omega_r$ , se trouve contrôlé inévitablement et simultanément par tous les harmoniques impairs de la pulsation fondamentale  $\omega_r$ .

La tension de sortie correspondant à la pulsation ( $K\omega_r$ ) se trouve multipliée par le facteur  $\lambda = 2/K\pi$

$$V'_s(t) = V_e(t) \left[ \frac{R}{2} + \frac{2R}{\pi} \cos \omega_r t - \frac{2R}{3\pi} \cos(3\omega_r t) + \dots \right]$$

Le fonctionnement du détecteur, en ce qui concerne la sélectivité de détection et le bruit, est dégradé à cause des inévitables fenêtres de détection aux fréquences harmoniques (fig. 25). La tension de sortie est la somme des tensions détectées à l'entrée aux différentes fréquences harmoniques. En pratique, il s'agit donc de faire un choix suivant le cas précis et en fonction de ce que l'on désire.

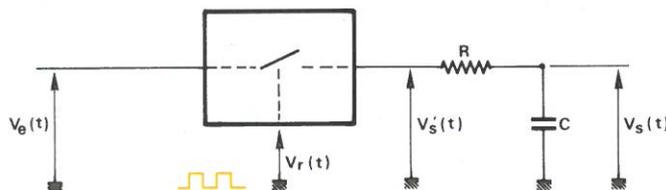


Fig. 24

## Applications à la réception radio

### Utilisation d'un détecteur synchrone comme démodulateur AM

Le démodulateur synchrone, qui très souvent en radio-technique porte le nom de « détecteur de produit », est très utilisé dans les récepteurs AM. Si, dans le cas d'une démodulation AM classique avec porteuse, où l'on a la possibilité de faire une détection d'enveloppe, il offre une amélioration de la qualité de réception, le démodulateur synchrone est indispensable en DSB et BLU (modulations sans porteuse).

Examinons les différents cas en commençant par la modulation AM classique avec porteuse.

#### • A.M. avec porteuse

Soit le signal  $X(t)$  à l'entrée du démodulateur (fig. 28) avec :

$$X(t) = A(1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega t + \varphi) \quad [1]$$

où  $\Omega$  et  $\omega$  sont respectivement la pulsation du signal modulant et celle de la porteuse,  $m$  le taux de modulation et  $A$  l'amplitude de la porteuse non modulée.

Ainsi  $m \cdot A = A_m$  représente l'amplitude du signal modulant.

Pour la démodulation rien ne change si l'on considère que le signal  $X(t)$  est le signal reçu après amplification (fig. 26) ou le signal issu de l'étage F.I. du récepteur (fig. 27). Dans ce deuxième cas, la pulsation  $\omega$  n'est pas, bien sûr, la fréquence porteuse mais la fréquence intermédiaire du récepteur.

$$\text{On a : } V_1(t) = X(t) \cdot V_r(t) \quad [2]$$

Supposons la référence (oscillateur local pour la détection) avec la même fréquence  $\omega$ . On a :

$$V_r(t) = R \cdot \cos(\omega t + \varphi_r) \quad [3]$$

En développant la relation [2] on obtient :

$$V_1(t) = \frac{AR}{2} (1 + m \cos \Omega t) [\cos(2\omega t + \Sigma\varphi) + \cos \Delta\varphi]$$

avec :

$$\Sigma\varphi = \varphi + \varphi_r$$

$$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_r$$

Si  $\Omega < \frac{1}{RC} < \omega$ , on obtient :

$$V'_s(t) = \frac{AR}{2} (1 + m \cos \Omega t) \cos \Delta\varphi$$

d'où :

$$V_s(t) = \frac{AR}{2} m \cos \Omega t \cos \Delta\varphi \text{ et :}$$

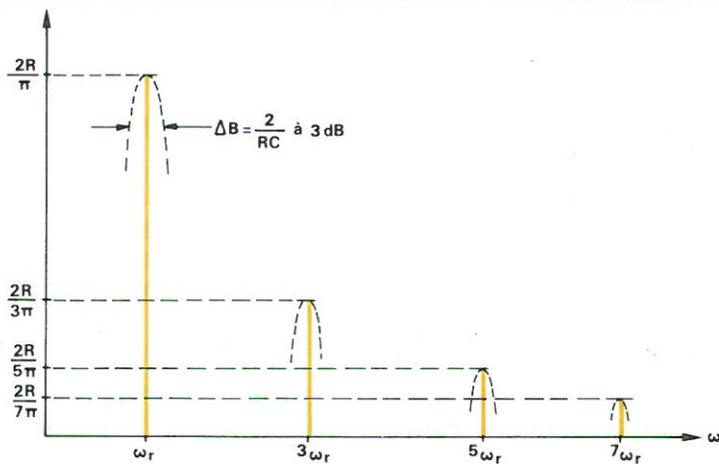


Fig. 25.

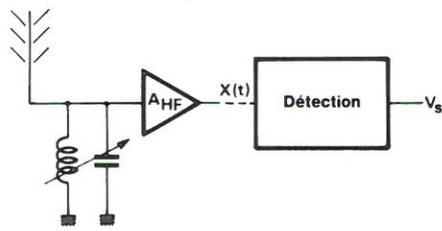


Fig. 26.

$$V_s(t) = \left(\frac{R}{2} \cos \Delta\varphi\right) \cdot A_m \cos \Omega t \quad [4]$$

Ce résultat représente le signal modulant à un facteur près. Il faut quand même signaler encore une fois l'influence du facteur  $[\cos \Delta\varphi]$  sur le rendement de la détection. Ce facteur risque de masquer plus ou moins le signal de modulation (fig. 29).

En réalité, si  $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2} (\varphi - \varphi_r = \frac{\pi}{2})$ ,  $\cos \Delta\varphi = 0$

donc :  $V_s(t) = 0$ , non à cause de l'absence de signal modulant, mais parce que porteuse et référence sont en quadrature.

La meilleure condition pour récupérer le signal BF à la sortie est obtenue lorsque  $\Delta\varphi = 0$  ( $\cos \Delta\varphi = 1$ ), c'est-à-dire lorsque la porteuse et la référence sont deux signaux synchrones (cohérents) soit :

$$V_s(t) = \frac{R}{2} A_m \cos \Omega t$$

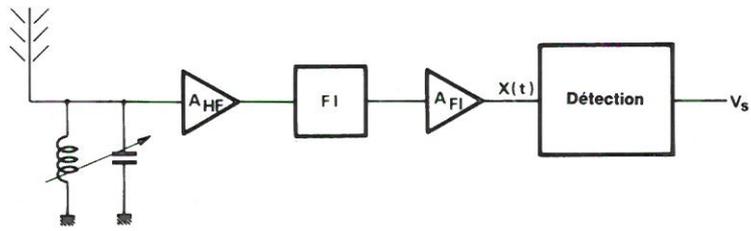


Fig. 27.

Une dernière remarque est utile : Si  $\omega_r \neq \omega$ , le signal de sortie présente une distorsion de fréquence.

On peut facilement prouver que :

$$V_s(t) = \frac{R}{2} A \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi)$$

(si le filtre de sortie laisse passer la pulsation  $\Delta\omega$ ). C'est-à-dire qu'on n'obtient pas le signal modulant.

● Signal double bande latérale (D.B.L.)

Soit  $X(t)$  un signal D.B.L. donné par l'expression :

$$X(t) = A \cos \Omega t \cos(\omega t + \varphi) = \frac{A}{2} \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi] + \frac{A}{2} \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi]$$

Il est sans importance que le signal  $X(t)$  vienne directement de l'amplificateur HF ou du bloc F.I. (fig. 26 et 27). Simplement, dans ce deuxième cas,  $\omega$  est la fréquence intermédiaire.

Un tel signal arrivant au démodulateur synchrone subit une transposition de fréquence, et après la détection on obtient :

$$V_s(t) = \left(\frac{R}{2} \cos \Delta\varphi\right) \cdot A_m \cos \Omega t \quad [5]$$

(fig. 30).

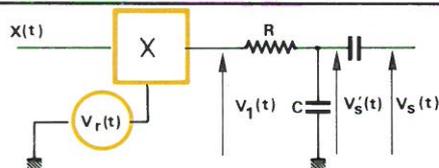


Fig. 28.

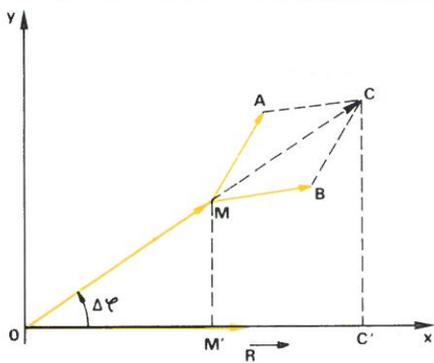


Fig. 29. — R : vecteur référence ; OM : vecteur porteuse ; MA et MB : vecteurs B.L.

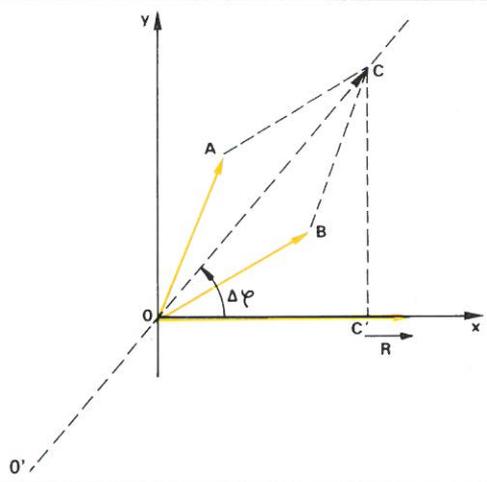


Fig. 30. — O'O : porteuse supprimée ; OA, OB : vecteurs BLS, BLi ; OC' : vecteur détecté.

La nécessité d'avoir  $\cos \Delta\varphi = 1$  est également ici évidente. Pour cette valeur le rendement de détection devient maximal.

Le signal double bande latérale se rencontre surtout en télévision (fig. 19a,b) et en émission « stéréo ». A titre indicatif, la figure 36 montre un ensemble de modulation (émission) et de démodulation (réception) des signaux « stéréo ». Au niveau de la démodulation, la reproduction fidèle des signaux [G-D] nécessite une détection synchrone.

● Signal B.L.U

Si  $X(t)$  est un signal B.L.U., on a l'expression :

$$X(t) = A \cos [(\omega + \Omega) t + \varphi] \text{ pour la B.L.S,}$$

ou

$$X(t) = A \cos [(\omega - \Omega) t + \varphi] \text{ pour la B.L.I.}$$

Prenons le cas de la bande latérale supérieure. En développant la relation [2] et après filtrage, on trouve :

$$V_s(t) = \frac{R}{2} A \cos (\Omega t + \Delta\varphi) \tag{6}$$

Cette fois, le résultat est différent des deux cas précédents. Le terme  $\Delta\varphi$  (toujours  $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_r$ , le déphasage entre la porteuse supprimée et la référence) est moins gênant parce qu'il intervient comme simple déphasage du signal modulant et non plus comme facteur  $\cos \Delta\varphi$ .

Cette « distorsion » de phase n'est en principe pas gênante (fig. 31). Ainsi, la cohérence de phase entre référence et signal B.L.U. n'est pas à première vue indispensable. (Par contre la cohérence en fréquence, comme dans les autres cas, est indispensable. Dans le cas contraire :

$$V_s(t) = \frac{R}{2} A \cos [(\Delta\omega + \Omega) t + \Delta\varphi],$$

donc distorsion complète.)

Conclusion

D'après l'analyse faite plus haut, il est évident que, dans tous les cas (AM avec porteuse, D.B.L. et B.L.U.), la reproduction fidèle et dans les meilleures conditions du signal Basse Fréquence exige une référence cohérente en fréquence et en phase avec le signal support (fréquence porteuse pour la fig. 26 ou fréquence intermédiaire pour la fig. 27). Une erreur de phase provoque une diminution de rendement de la détection dans les deux premiers cas et une distorsion de phase dans le cas de la B.L.U.

Pour obtenir la cohérence, on améliore selon le cas la chaîne de détection et on essaye de générer ou asservir la fréquence de référence à partir de la fréquence « support » ( $\omega$ ). Nous examinerons les différentes procédures utilisées.

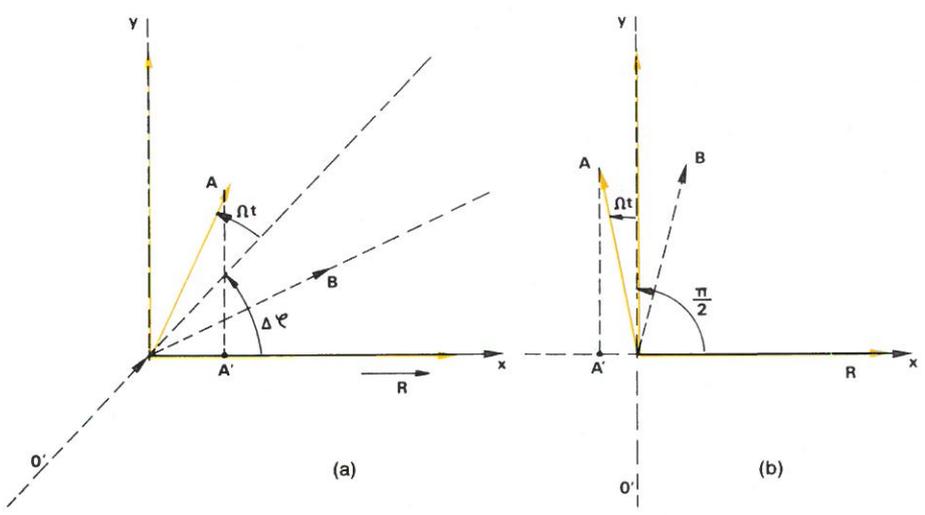


Fig. 31. — O'O : porteuse supprimée ; OA : vecteur BLS ; OB : BLi supprimée ; OA' : vecteur détecté.

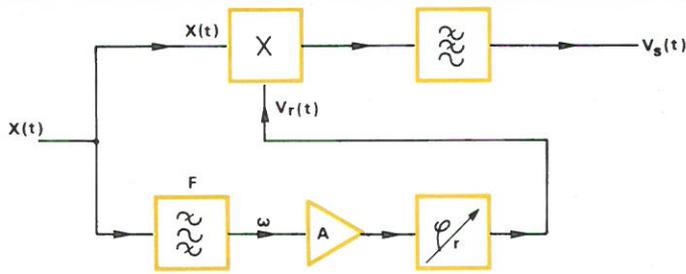


Fig. 32.

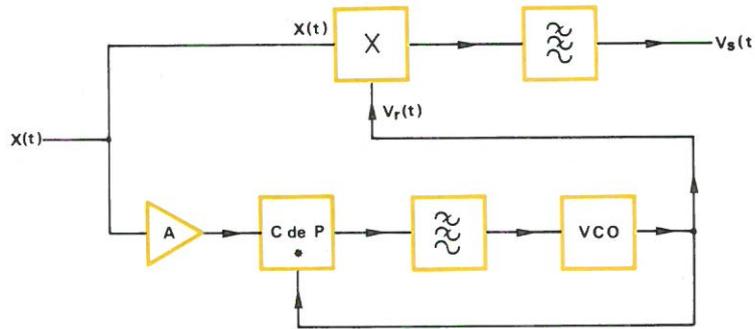


Fig. 33. (\*) C de P représente le comparateur de phase.

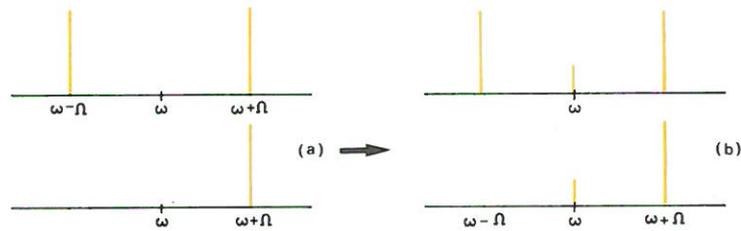


Fig. 34.

● Avec porteuse (AM classique)

Dans ce cas on peut utiliser comme référence le terme  $A \cos(\omega t + \varphi)$  de  $X(t)$  :

$$X(t) = A (1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega t + \varphi) = A \cos(\omega t + \varphi) + \frac{Am}{2} \left[ \cos((\omega + \Omega)t + \varphi) + \cos((\omega - \Omega)t + \varphi) \right]$$

séparé des deux bandes latérales par filtrage pointu et amplifié convenablement, comme on peut le voir sur la figure 32.

Dans cette figure, A est l'amplificateur et  $\varphi/r$  un éventuel déphaseur pour équilibrer la différence de phase entre les deux chemins de la chaîne et chercher la condition  $\Delta\varphi = 0$ .

L'inconvénient majeur du système, cependant simple en principe, est le fait que le filtre F est « étroit », donc la bande d'accord de l'ensemble est très limitée (effectivement :  $B_F < 2\Omega$ ). Pour surmonter cet inconvénient, on utilise le système plus élaboré de la figure 33. Ici, la référence est le signal d'un oscillateur local (V.C.O.), verrouillé sur la fréquence  $\omega$  du signal reçu à l'aide d'un asservissement de phase.

● Signal sans porteuse (D.B.L. ou B.L.U.)

Dans le cas des D.B.L. ou B.L.U. pures, on ne dispose pas dans l'expression du signal reçu  $X(t)$  d'un terme à la fréquence  $\omega$  (fréquence support) (fig. 34a) qui permettrait de faire la démodulation synchrone suivant la procédure des figures 32 ou 33.

Pour remédier à cet inconvénient, on transmet une faible puissance à la fréquence  $\omega$ , dont le rôle est d'asservir l'oscillateur local de détection (fig. 34b). Ainsi la procédure de la figure 33 est envisageable.

C'est le cas par exemple en télévision (fig. 19b) ou à l'émission-réception des signaux « stéréo » (fig. 36). Dans le système NTSC de télévision, par exemple, on transmet des salves de synchronisation de la référence pendant la durée de la suppression ligne. Dans le cas des signaux stéréo, cette faible émission concerne la fréquence support (38 kHz) de l'information « G-D », qui est incluse continuellement dans le spectre de signaux transmis (en réalité, ce n'est pas directement cette fréquence qui est transmise, mais la moitié, soit 19 kHz, qui sera ensuite doublée dans le récepteur - fig. 36).

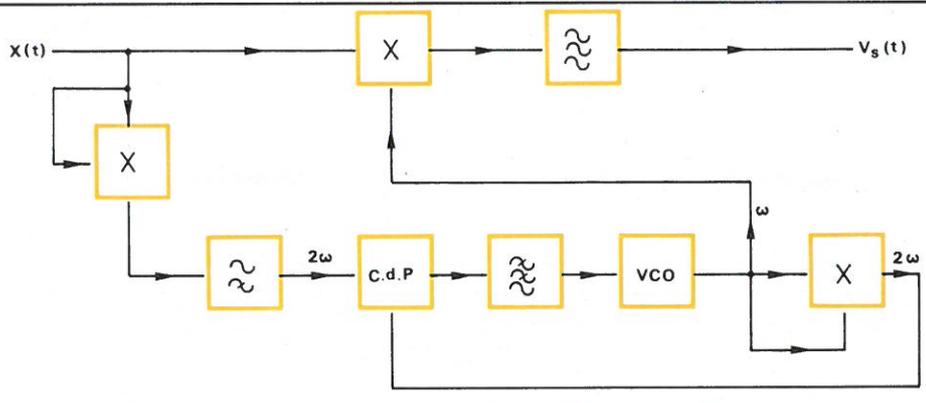


Fig. 35.

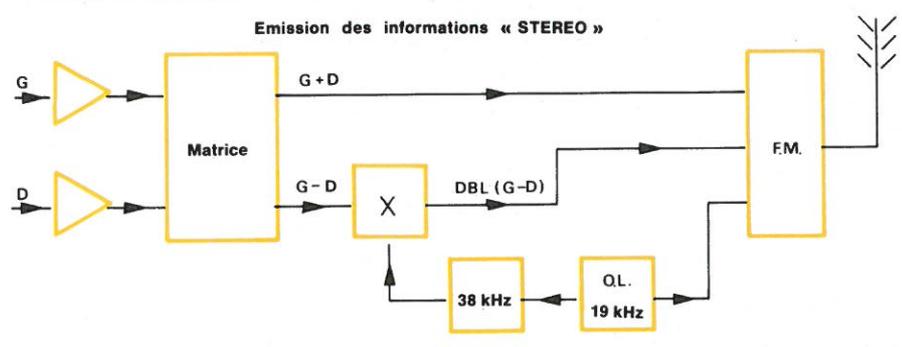


Fig. 36.

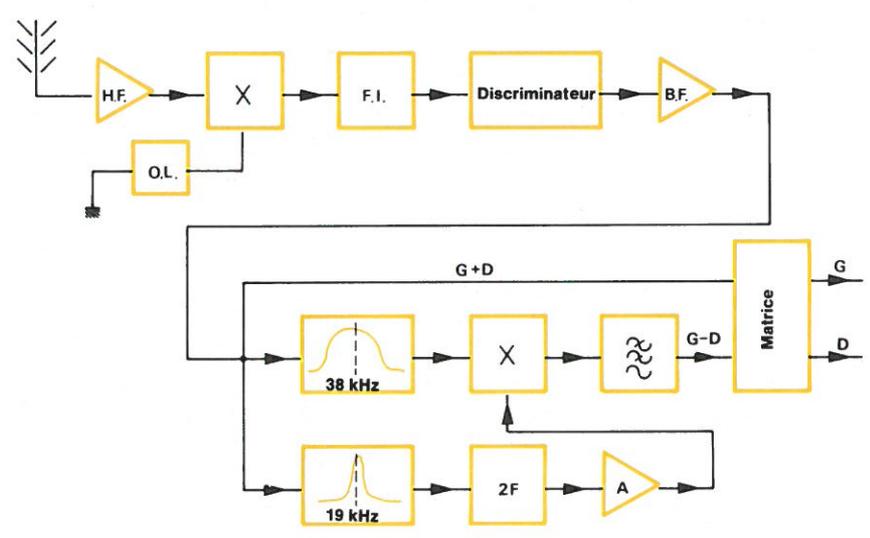


Fig. 37.

En tout cas, si on veut éviter la transmission d'un faible signal d'asservissement de l'oscillateur local, on peut utiliser au niveau de la réception des procédures plus compliquées pour obtenir la cohérence nécessaire à la détection (fig. 35).

Soit  $X(t) = A \cos \Omega t \cdot \cos(\omega t + \varphi)$

En prenant le carré de  $X(t)$

$$X^2(t) = A^2 \cos^2 \Omega t \cdot \cos^2(\omega t + \varphi)$$

$$= \frac{A^2}{4} (1 - \cos 2\Omega t) [1 - \cos(2\omega t + 2\varphi)]$$

$$X^2(t) = \frac{A^2}{4} (1 - \cos 2\Omega t) - \frac{A^2}{4} (1 - \cos 2\Omega t) \cdot \cos(2\omega t + 2\varphi)$$

Le deuxième terme de cette expression, que l'on peut récupérer après filtrage, est un signal modulé en amplitude, avec porteuse mais à la fréquence  $2\omega$ .

On doit donc utiliser un système analogue à celui de la figure 33, mais cette fois le VCO qui fournit la référence sera verrouillé par l'intermédiaire de son harmonique 2. On aboutit effectivement au schéma de la figure 35.

A. Nassiopoulos

Etude

# Comment établir un cahier des charges

L'établissement d'un « cahier des charges » est une tâche importante qui conditionne en partie la réussite du produit concerné. Toutefois, de nombreux professionnels ne disposent pas d'une méthodologie efficace permettant la rédaction de ce document. C'est cette technique que nous nous proposons de développer dans cet article.

Avant d'établir le canevas permettant de réaliser le cahier des charges proprement dit, il est utile de rappeler les étapes et points fondamentaux à prendre en considération de façon à aboutir, a posteriori, de la façon la plus pondérée possible.

Il nous arrivera d'utiliser en lieu et place de l'expression « cahier des charges » son abréviation CACH, ceci afin d'alléger le texte.

## Nécessité d'un cahier des charges

Lors de l'élaboration d'un produit, la rigueur méthodologique sera le meilleur moyen d'éviter l'interprétation subjective ; d'où la nécessité d'un cahier des charges qui doit permettre au groupe « Etude et Conception » de s'orienter vers une solution qui réponde le mieux possible aux besoins de l'utilisateur.

Il faut savoir qu'au niveau des différents secteurs d'une entreprise intervenant dans le développement d'un produit, c'est le secteur « Etudes » qui a la part de responsabilité la plus importante sur le coût final du produit (fig. 1). L'organigramme fonctionnel de la figure 2 représente les différentes étapes nécessaires à la création d'un produit industriel.

Lorsqu'on arrive à la phase « Etude et Vérification des Solutions », il est impératif que le produit ait été, de

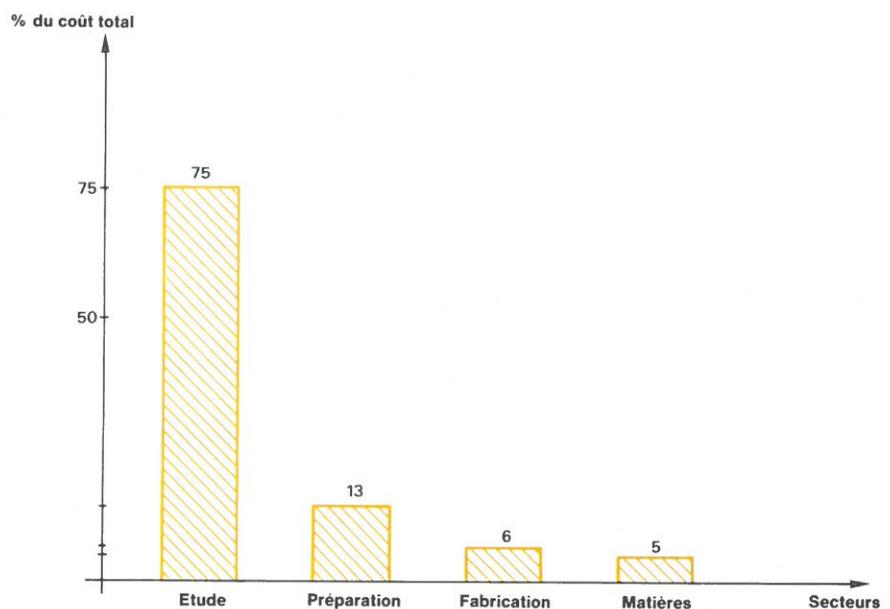


Fig. 1.



Fig. 2.

façon fonctionnelle, parfaitement bien défini.

Il est important de remarquer que le cahier des charges n'est pas à l'origine de l'action de création. En effet, il faut tout d'abord savoir quel besoin on veut satisfaire et par quel genre de produit on désire répondre à ce besoin.

Pour la phase « Choix des Solutions », l'obtention d'avant-projets est obligatoire.

En conséquence, le cahier des charges est le document nécessaire à un choix de solutions et, de ce fait, doit être le « document de foi » pour le Bureau d'Etudes.

D'une manière générale, toute mise en cause d'études antérieures au cours de la phase « Etude et Vérification des Solutions » agira considérablement sur le coût final du produit (voir fig. 3).

C'est du Bureau d'Etudes que sortira le produit demandé ; celui-ci ne pourra satisfaire pleinement le demandeur que si le cahier des charges a été exhaustif ; cette qualité ne peut être atteinte que grâce à la rigueur méthodologique.

Il faut en effet trouver le meilleur moyen d'éviter toute interprétation subjective ou l'oubli de certaines notions et paramètres fondamentaux.

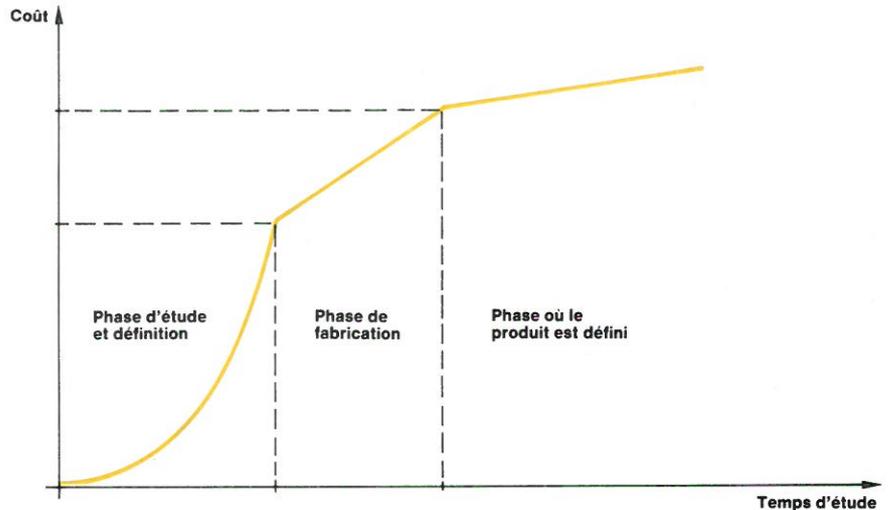


Fig. 3. - Variation du coût final en fonction du temps d'études écoulé pour une mise en cause des travaux acquis (pour un produit donné).

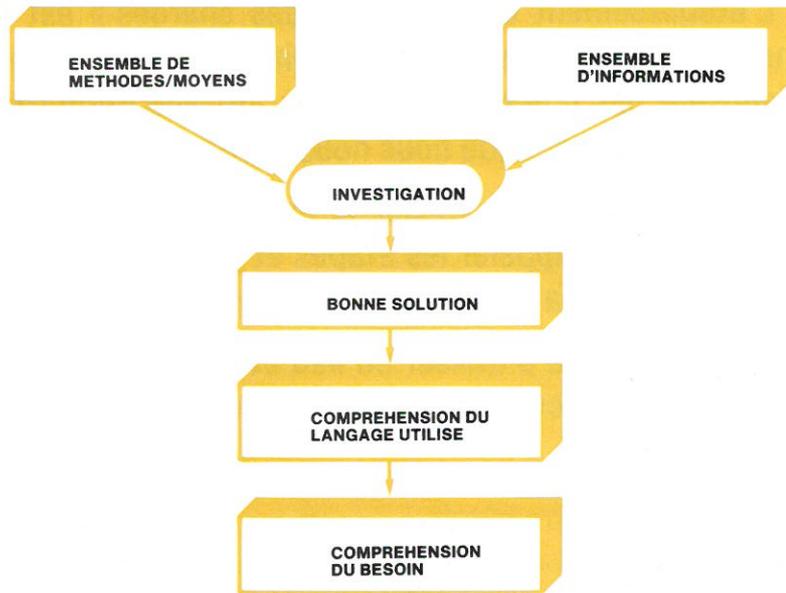


Fig. 4.

Pour ce faire, il faut connaître et avoir à l'esprit les notions suivantes :

- Comment trouver la bonne solution ? (voir fig. 4).
- Comment décomposer un produit ? (voir fig. 5).
- Qui rédige le cahier des charges ?

### Qui rédige ?

Deux cas sont possibles :

1° Le promoteur du projet se présente avec un CACH complet.

C'est alors au maître d'œuvre de

juger de la validité de celui-ci ; tout dépend de la nature du projet.

Disons que, d'une manière générale, l'industriel ne devra pas hésiter à bien analyser le CACH dans le but d'y déceler une faille éventuelle. Il est bien entendu préférable pour les deux parties en cause que le CACH soit entériné d'un commun accord, ce qui évite (l'expérience le montre) bien des soucis de part et d'autre.

2° Le promoteur présente à l'industriel un CACH succinct ou inexistant.

C'est sans doute le cas le plus classique ; c'est alors au maître d'œuvre de rédiger le CACH en collaboration avec son client (voir fig. 6).

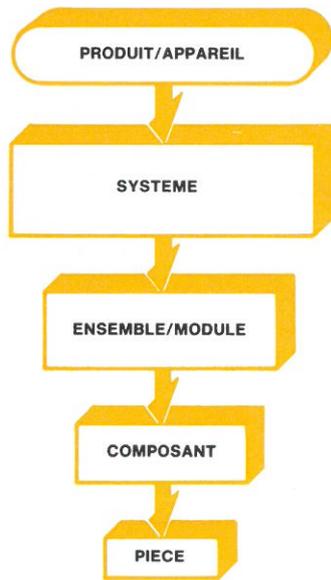


Fig. 5.

Le service Commercial/Marketing est normalement habilité à rédiger le CACH ; toutefois, au sein de l'entreprise, le service « Marketing » doit se faire assister par le Bureau d'Etudes ou le service « Recherche et Développement » car le CACH est un outil qui lui est destiné.

La collaboration du Bureau d'Etudes évite souvent que le CACH comporte des impossibilités au niveau des délais, des prix et des exigences techniques.

De plus, le travail de groupe s'applique particulièrement bien au développement de la créativité et à l'analyse fonctionnelle du produit.

Afin que ce produit atteigne pleinement le but pour lequel il a été créé, il est impératif de considérer certains paramètres que nous analysons à présent.

### Comment estimer le coût final du produit ?

Au niveau du chiffrage des fonctions d'un produit, Pareto, célèbre économiste italien, a démontré que 20 % des éléments représentent généralement 80 % du coût final. Cette loi peut être utilisée pour estimer le coût des fonctions (voir fig. 7).

Il faut éviter des dépassements de coût dus à des modifications intervenant postérieurement à la passation des contrats.

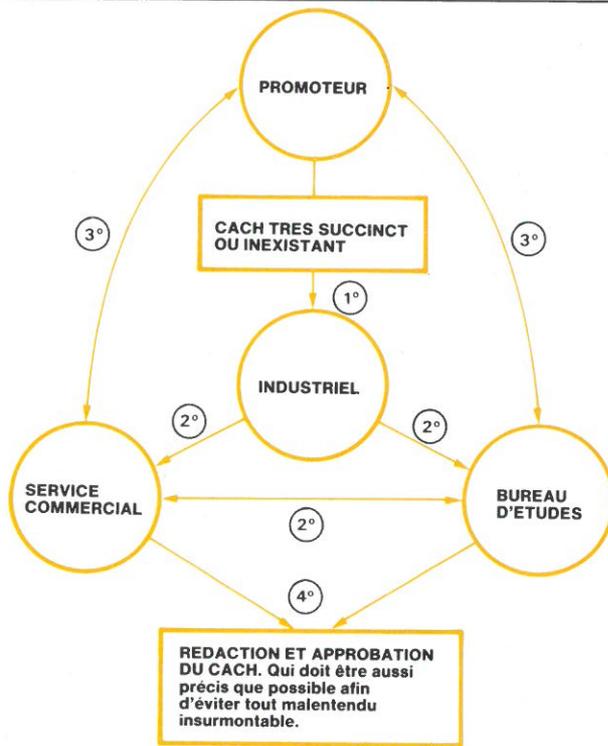


Fig. 6.

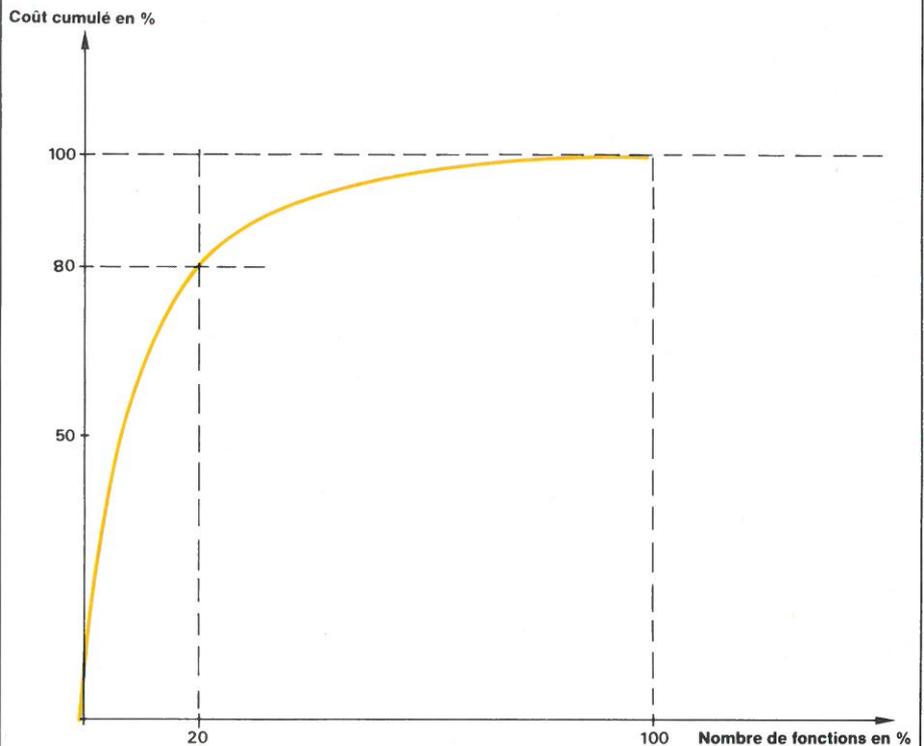


Fig. 7.

Il est possible d'imposer le prix du produit final comme étant la grandeur fixe de base et n'exiger en contrepartie qu'un nombre limité de performances à satisfaire obligatoirement. Pour certains produits, on peut également imposer l'ensemble des dépenses qui

interviendront pendant toute la durée d'utilisation du produit ; il est évident qu'un utilisateur est intéressé non seulement par le prix d'achat d'un matériel mais aussi par l'ensemble des dépenses qu'il devra supporter tout au long de la vie du matériel.

Il est important d'avoir à l'esprit les courbes de la **figure 8** qui traduisent, en fonction du temps moyen de bon fonctionnement (MTBF), les conséquences sur le prix final (CF) par rapport au prix d'achat d'un produit (CA) et son coût de maintenance (CM).

### Connaissance du produit final

Les considérations à prendre en compte pour aboutir à des connaissances intéressant le produit final sont regroupées dans le synoptique de la **figure 9**.

### Description fonctionnelle

Pour aboutir à la description fonctionnelle la plus exhaustive possible, il faut faire appel à un grand nombre de paramètres que l'on a regroupés dans le diagramme de flux de la **figure 10**.

### Quelques conseils

L'orientation de la conception n'est pas la même si le produit doit assurer ses fonctions à moyen terme ou à très long terme, ou bien encore selon qu'une intervention extérieure (révision et entretien préventif) est ou n'est pas possible.

Le rédacteur du CACH ne devra pas faire abstraction des problèmes de maintenabilité et, si possible, les chiffrer.

De ce chiffre dépendent : la précision des coefficients de sécurité ; le choix des matières ; le dimensionnement des pièces ; les différents points de réglage ainsi que la possibilité de changement d'organes.

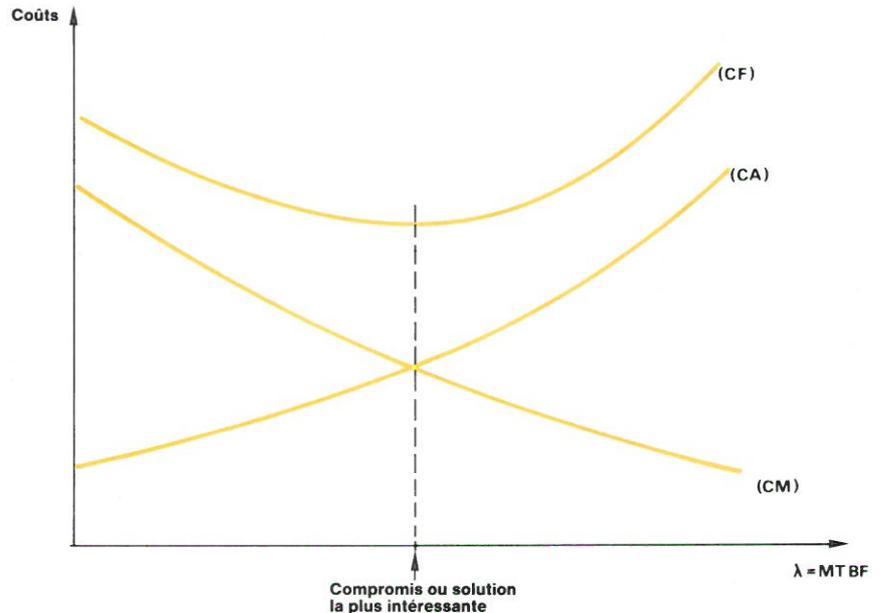


Fig. 8.

Ce rédacteur ne doit pas oublier non plus que la qualité de son produit résultera d'un compromis entre sa demande, la fiabilité et le coût final.

En outre, le CACH doit impérativement stipuler le paramètre « délai ». En effet, la création industrielle est assujettie au respect d'un délai car la date de commercialisation du produit doit correspondre à une opportunité prévue et procurer des fonds à l'entreprise à un moment bien déterminé.

### En résumé : plan de rédaction

#### 1° OBJECTIFS

- Placer le produit dans son contexte économique.

- Quelle est la situation du produit dans la gamme offerte par l'entreprise concernée ?

- Quelle est la cible visée sur les marchés nationaux, européens, mondiaux ?

- En situant quantitativement l'importance des marchés.

- En précisant la part de ces marchés sous forme d'objectif à atteindre.

- Quel type de client et d'utilisateur vise-t-on ? Le but étant l'obtention de renseignements sur les conditions d'achat :

- Où, quand et comment l'acheter ?

- Où, quand et comment s'en sert-on ?

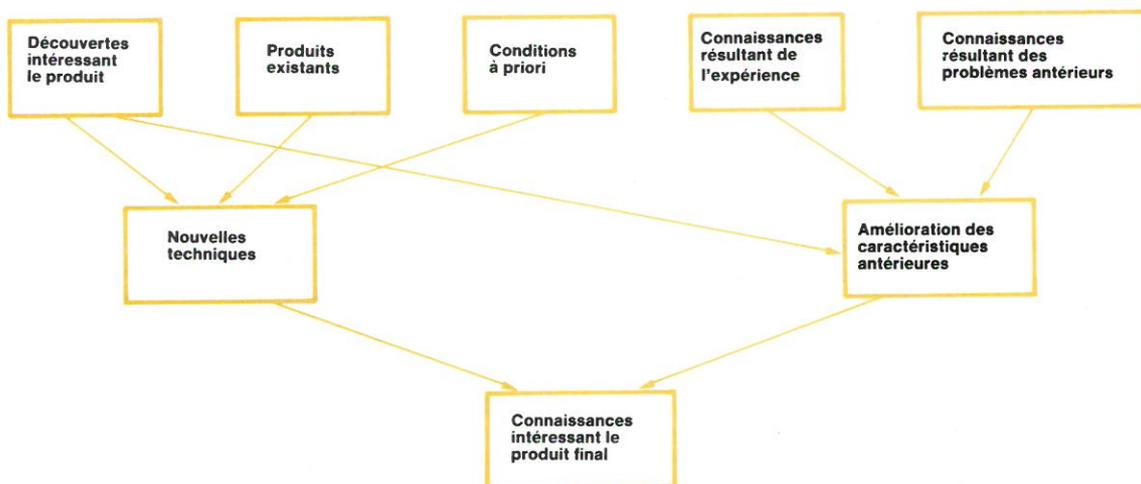


Fig. 9.

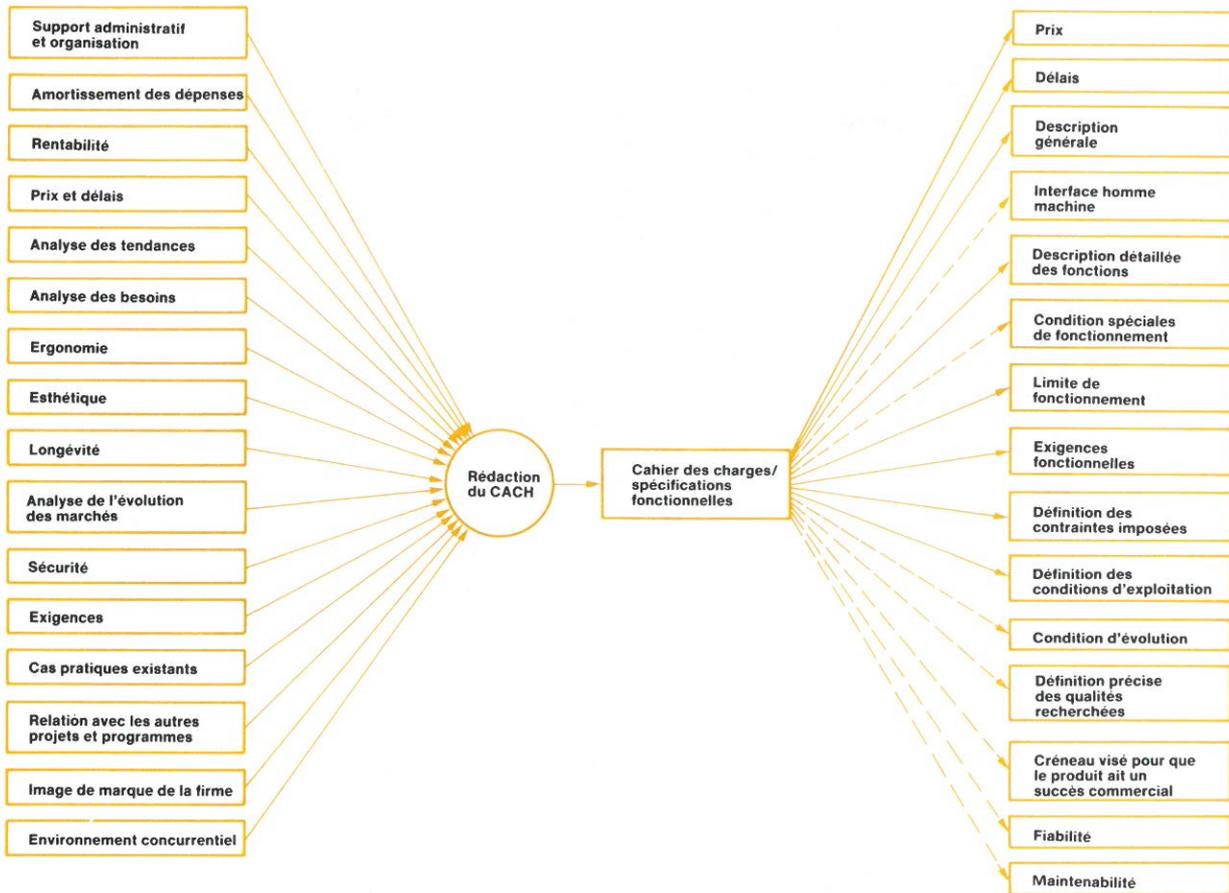


Fig. 10.

## 2° CONDITIONS D'USAGE DANS LESQUELLES LES BESOINS DEVRONT ETRE SATISFAITS

- Quelles sont les limites des contraintes à imposer aux usagers ?
- Dans quel environnement les besoins devront-ils être satisfaits ?
  - Lieu géographique.
  - Atmosphère.
  - Température.
  - Hygrométrie.
  - Ambiance chimique.
  - etc.
- Quelle est la pérennité du produit ?
  - Durée moyenne de bon fonctionnement ?
  - Fréquence des utilisations ?
- Quelle est l'évolution de la qualité de l'usage ? D'où les notions de :
  - Fiabilité.
  - Maintenabilité.

## 3° FONCTIONS A REALISER

- Quelles sont les exigences techniques à satisfaire ? A ce stade, il faut exposer les principales caractéristiques techniques devant composer le produit à concevoir. Ces caractéristi-

ques doivent être exprimées en termes de services rendus et non pas en termes techniques, sous peine de blocages et d'effets restrictifs. Des données techniques ne doivent apparaître que si le service attendu nécessite une expression quantitative.

Après avoir répertorié l'ensemble des fonctions à réaliser, il faut détailler en exigences fonctionnelles (toujours exprimées en termes de services rendus) chacune des fonctions.

## 4° LES CONTRAINTES

- Quelles sont les conditions du marché auxquelles la conception sera contrainte ?
  - Prix.
  - Délais.
  - Quantités totales et journalières à produire.
- Quelles sont les contraintes techniques fixées par l'entreprise ?
  - Emploi obligatoire ou restrictif de matériel, de procédés existants ou de sources d'énergie particulières.
- Quelles sont les contraintes nationales ou internationales de normalisation ?

- Poids.
- Formes.
- Sécurité.
- Etiquetage.
- Etc.

## Remarques

1° Il est évident que si le CACH est défini par un responsable de l'entreprise pour y être développé, celui-ci veillera, dans la mesure du possible, à indiquer la nécessité d'utiliser les moyens propres de l'entreprise dans le but d'éviter de nouveaux investissements.

2° Vis-à-vis de l'utilisateur, le CACH, plutôt que d'être très détaillé au niveau des spécifications à satisfaire par le produit, peut se limiter à quelques données fondamentales ne traduisant que les fonctions principales ou bien n'avoir pour seule contrainte à respecter que le prix final. Ce dernier cas oblige les industriels en concurrence, au moment de l'appel d'offres, à rechercher les techniques les plus adéquates pour aboutir au meilleur rapport fonctions/coût.

E. Simoes

## Applications

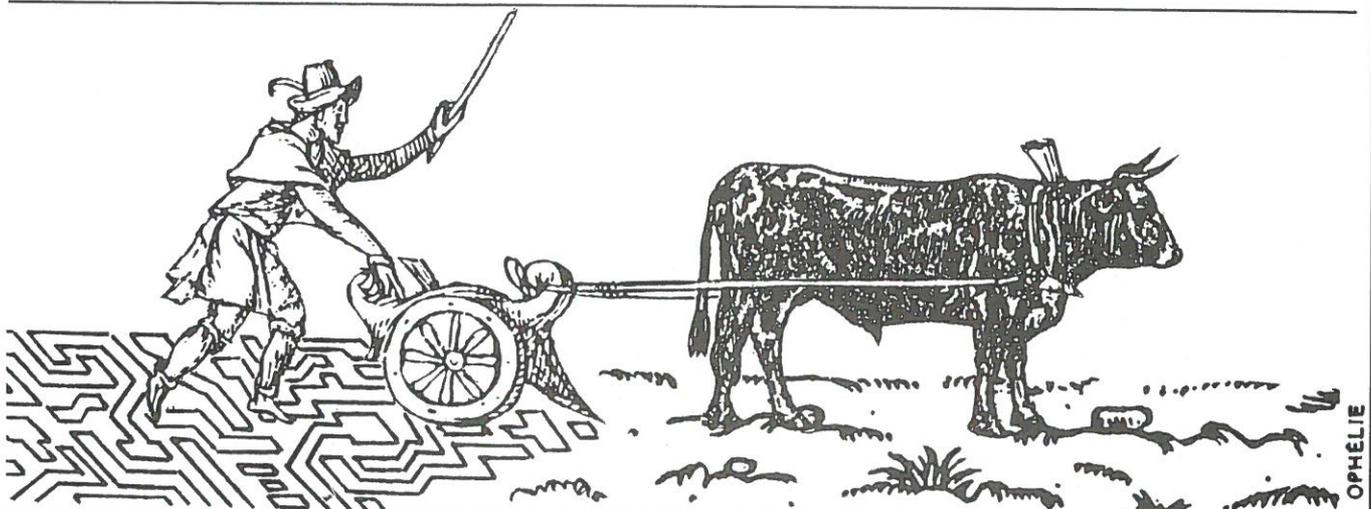
# L'asservissement passif : principe et applications

Le quartz est un étalon de fréquence facile à utiliser et beaucoup moins cher, par exemple, qu'un étalon de tension doté d'une précision comparable.

Ce qui lui manque, c'est une commande pour ajuster la fréquence, ne serait-ce que de quelques dizaines ou centaines de kHz, dans le cas d'un quartz de quelques MHz ou de quelques dizaines de MHz. Certes, il existe de nombreuses solutions à ce problème, et parmi elles, certaines constituent un bon compromis pour bien des applications.

La solution proposée ci-après se distingue par sa relative simplicité, et surtout par ce qu'on pourrait qualifier de « placidité radio-électrique », à savoir qu'elle ne comporte point de circuit logique dont les fronts de commutation polluent la ligne d'alimentation, point d'oscillateur supplémentaire dont les harmoniques risquent de détruire la belle « harmonie » d'un principe théorique de fonctionnement.

Le système proposé est basé sur un simple circuit oscillant, à accord variable. Néanmoins, quand on l'utilise pour imprimer, à un quartz de quelques MHz et de qualité courante, un décalage de 100 ou de 200 kHz, on constate que c'est bien au quartz qu'est dû l'essentiel de la dérive résiduelle.



## Le décalage s'accroche aux flancs d'une courbe de résonance

Comme à peu près tous les systèmes semblables, celui de la **figure 1** part d'une fréquence étalon,  $f_1$ , produite par un oscillateur à quartz, XCO (ou un synthétiseur basé sur un quartz), pour produire, dans un oscillateur à Varicap, VCO, une fréquence  $f_3$  qui diffère de la quantité  $f_a$  de la fréquence d'entrée,  $f_1$ .

Ce qu'a de particulier le système proposé, c'est que la fréquence différentielle  $f_a$  n'est pas produite par un oscillateur. En effet, aucun oscillateur n'est plus stable que son circuit oscillant. Donc, si ce dernier veut bien ne plus se faire « entretenir » par une configuration active, cela devient plus simple, et on n'a plus guère à se soucier de non-linéarités et d'harmoniques.

Dans le système de la **figure 1**, les fréquences  $f_1$  et  $f_3$ , en principe relativement voisines, parviennent à un circuit de multiplication (convertisseur de fréquence) à la sortie duquel on trouve une fréquence  $f_2$ , égale, pour sa composante utile, à  $f_1 - f_3$  ou à  $f_3 - f_1$ . En d'autres termes, on obtient un battement, et, si la fréquence de ce battement devient voisine de la fréquence de résonance du circuit accordé CR, la diode D produira une tension continue d'autant plus forte que  $f_2$  est plus voisine de  $f_0$ . On a ainsi, pourvu qu'on se place sur le bon flanc de la courbe de résonance, un moyen d'asservir le VCO sur la condition  $f_2 = f_a$ .

Lorsqu'on manœuvre la touche d'initialisation, on charge C et le VCO va travailler sur sa fréquence maximale, supérieure à  $f_1$ . Puis  $f_3$  va diminuer lentement (décharge de C dans R), la quantité  $f_2 = f_3 - f_1$  va diminuer aussi, jusqu'à ce que  $f_2$  soit suffisamment voisine de  $f_0$  pour que l'apport d'énergie dû à D compense la perte due à R. Dès lors, il y a asservissement, et quand on fait varier l'accord de CR,  $f_3$  suit, de façon que

$$f_3 = f_1 + f_a \approx f_1 + f_0$$

Pour obtenir  $f_3 = f_1 - f_0$ , il suffit d'invertir les polarités initiales, comme on le verra par la suite. Le VCO démarre alors de sa fréquence la plus basse (inférieure à  $f_1$ ), si bien que la différence  $f_2 = f_1 - f_3$  diminue peu à peu. On se trouve donc ramené au cas précédent.

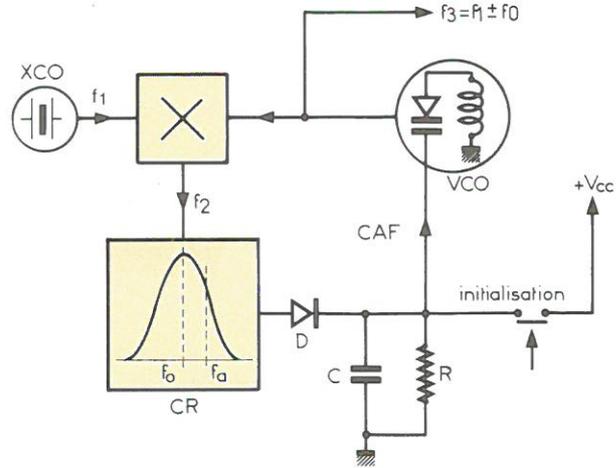


Fig. 1. — Un circuit résonnant, à accord ajustable, CR, guide  $f_3$  de façon que  $f_2$  (battement entre  $f_1$  et  $f_3$ ) reste toujours voisin de la fréquence de résonance de ce circuit,  $f_0$ .

Le circuit résonnant de cet asservissement passif peut être remplacé par un discriminateur de fréquence. Toutefois, on perd alors l'avantage de simplicité que le système présente par rapport à la méthode de l'oscillateur de battement.

## VCO à petite plage de fréquence

Si  $f_1$  (**fig. 1**) provient d'un synthétiseur, sa valeur peut être commutable, et cela implique que  $f_3$  doit pouvoir suivre sur une plage assez large.

L'autre cas, celui d'une valeur fixe de  $f_1$ , est nettement plus simple, c'est donc par là qu'il convient de commencer. La **figure 2** montre un VCO convenant à une telle application, et utilisable au moins jusqu'à 50 MHz.

Les deux transistors reçoivent le  $+V_{CC}$  sur le collecteur aussi bien que sur la base. Ainsi, la tension aux bornes de DV ne peut dépasser 0,7 V en crête (seuil de base des transistors), si bien qu'on peut utiliser DV sur une très large plage de tensions.

La valeur de  $R_E$  peut être calculée à partir d'un article paru à la page 45 du n° 31 d'*Electronique Applications*. Cependant, les « rationalistes » peuvent commencer avec 4,7 k $\Omega$ , valeur avec laquelle cela doit osciller, sauf erreur fondamentale dans le montage. Ensuite, il faut doubler  $R_E$  à chaque nouvel essai, jusqu'à ce que cela n'oscille plus. Revenir alors un peu en arrière, et figoler de façon que cela reste sinusoïdal sans trop de variations d'amplitude, quand on modifie la tension de commande de fréquence, dans la plage choisie.

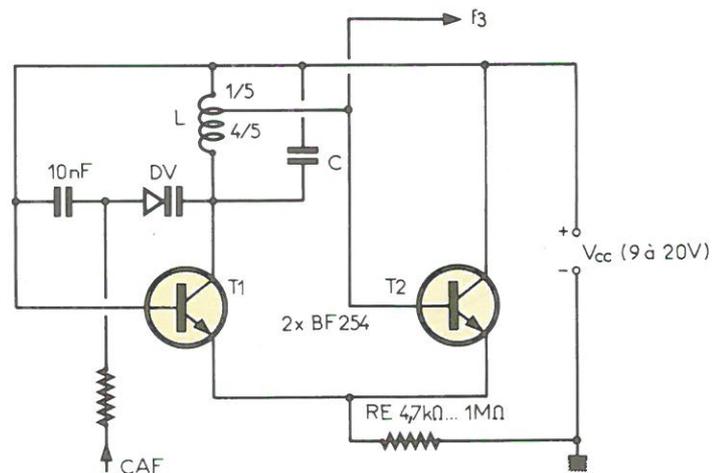


Fig. 2. — Oscillateur à faible amplitude, particulièrement indiqué pour une commande de fréquence par diode Varicap.

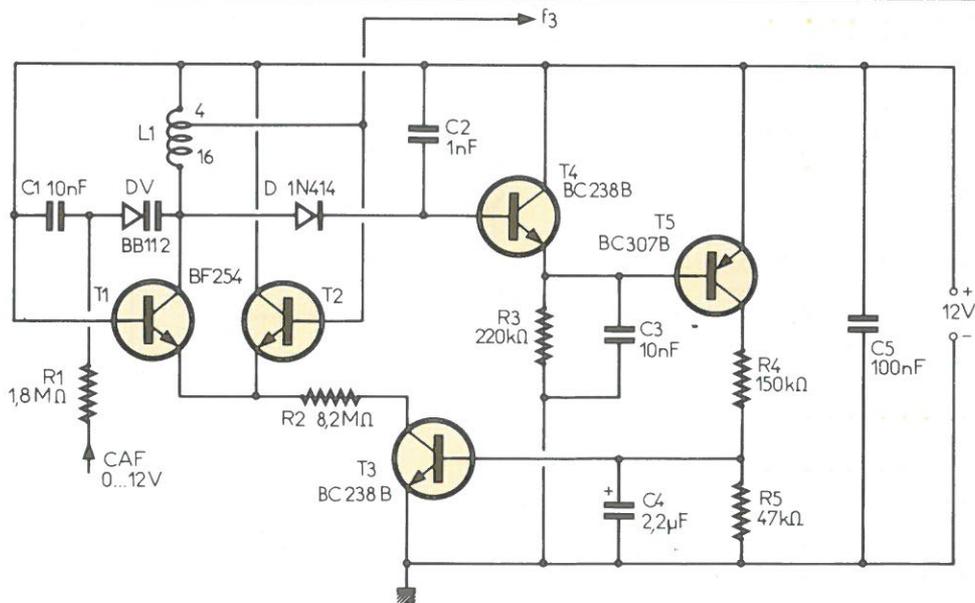


Fig. 3. — Grâce à une régulation d'amplitude, cet oscillateur Varicap admet une commande de fréquence dans un rapport d'au moins 5, par exemple entre 3,9 et 22 MHz.

### VCO de rapport 5 en fréquence

Le problème de la variation « appoint » d'une fréquence stabilisée se pose le plus souvent dans un cas où la fréquence de référence,  $f_1$ , peut être commutée, par exemple, avec un pas de 100 kHz et sur une plage de 4,2 à 20,1 MHz, de façon à couvrir 4 à 20 MHz par 160 petites bandes de 100 kHz, la fréquence de résonance du circuit oscillant d'appoint,  $f_0$ , étant ajustable entre 100 et 200 kHz.

Comme cela correspond à un rapport de fréquence de 5, une commande par diode Varicap n'est possible qu'avec un montage présentant de très faibles capacités propres, et en utilisant ladite Varicap à partir de 0 V. Elle présente ainsi des pertes assez fortes, alors que, même sans cela, l'impédance à la résonance d'un circuit accordé varie dans de fortes proportions, quand on fait varier la fréquence d'accord dans un rapport de 5.

Un fonctionnement correct ne peut donc être obtenu qu'avec une régulation d'amplitude, régulation qui, ac-

cessoirement, dispensera de tout calcul ou expérimentation quant au choix du point de fonctionnement.

Dans le VCO réglé de la figure 3, on retrouve, pour  $T_1$  et  $T_2$ , le montage de la figure 2. La tension de collecteur de  $T_1$  est redressée par D, et, après filtrage par  $C_2$ , la composante continue parvient sur la base de  $T_4$ . Ce collecteur commun est utile à la fois par son gain en courant et son seuil base-émetteur, lequel seuil permet une adaptation à celui de  $T_5$ . Après filtrage par  $C_4$ , on trouve  $T_3$  comme régulateur du courant d'émetteur de  $T_1, T_2$ .

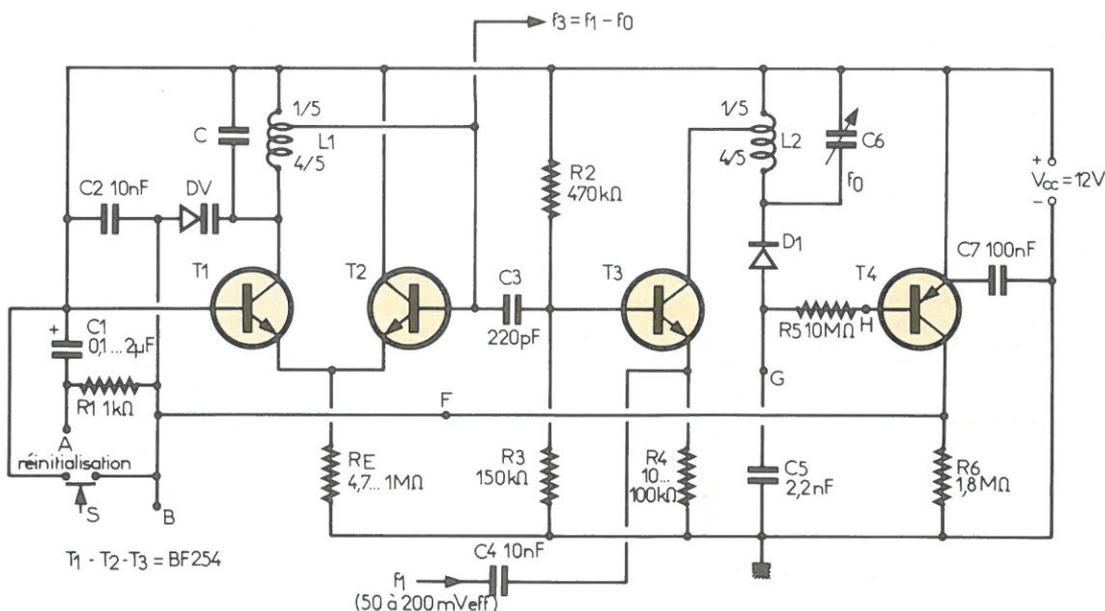


Fig. 4. — Boucle complète d'asservissement passif avec oscillateur Varicap ( $T_1, T_2$ ), convertisseur-comparateur ( $T_3$ ) et amplificateur d'erreur ( $T_4$ ).

L'amplitude au collecteur de  $T_1$  sera comprise entre 100 et 500 mV, et on peut l'ajuster en jouant sur la valeur de  $R_3$ . En fonction de la fréquence de travail, cette amplitude varie tout au plus de  $\pm 5\%$ , entre 3,9 et 22 MHz. Pour obtenir ce rapport de fréquences, il sera peut-être aussi possible d'utiliser, à la place de la Varicap BB 112 (RTC), une MVAM 115 (Motorola), en portant la tension d'alimentation à 15 V.

Le bobinage du circuit d'expérimentation comportait 20 spires jointives avec prise à 4 (fig. 3), en fil émaillé de 0,45 mm, appliquées sur un mandrin de 8 mm, avec noyau d'ajustage. L'extrémité dite « chaude » de  $L_1$  ne doit pas retourner sur un circuit imprimé, pour des raisons de capacité d'environnement. Il faut donc installer  $T_1$ , DV et D au sommet du bobinage, directement sur la sortie de la dernière spire, avec des connexions aussi courtes que possible, quitte à rallonger les autres pattes de ces semi-conducteurs par des fils rigides qui retournent sur la platine imprimée.

### Le nœud qui ferme la boucle

La boucle complète est représentée, dans la figure 4, avec le plus simple des deux oscillateurs proposés, celui de la figure 2. Bien entendu, cela fonctionne tout aussi bien avec l'autre (fig. 3), et celui-ci est même indispensable dès qu'on doit couvrir, pour  $f_3$ , un rapport de fréquence supérieur à 2.

L'étage de conversion de la figure 4 est simplement constitué par le transistor  $T_3$ , lequel reçoit  $f_3$  sur sa base et  $f_1$  sur son émetteur. Dans son collecteur, on trouve le circuit oscillant  $L_2$ - $C_6$ , accordé sur  $f_0$ . Les seuils de  $D_1$  et de la base de  $T_4$ , ainsi que  $R_5$ , font qu'il faut plus d'un volt, aux bornes de  $C_6$ , pour que  $T_4$  puisse conduire un courant de collecteur. La chute de tension qui se produit alors sur R commande DV, et permet un asservissement suivant le principe de la figure 1.

La précision sera maximale quand le point de fonctionnement se trouve situé sur la partie de la courbe de résonance (de  $L_2$ ,  $C_6$ ) qui présente la plus forte pente. Ce maximum de pente coïncide avec le point  $-3$  dB. Cependant, la pente diminue rapide-

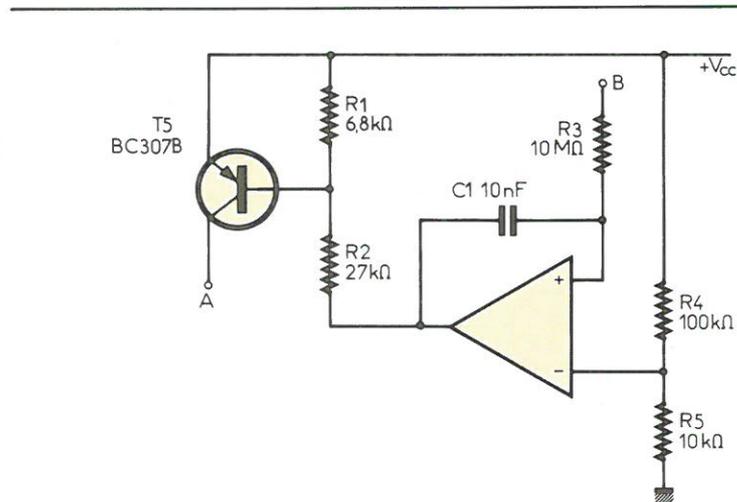


Fig. 5. – Circuit de réinitialisation automatique, basé sur le principe du multivibrateur monostable.

ment au-dessus de ce point, alors qu'elle présente encore une valeur convenable en dessous. Ainsi, la tension aux bornes de  $L_2$  qu'on observe à la résonance (et non pas à l'asservissement, où elle est de 1,5 V environ) pourra évoluer, en fonction de l'ajustage de  $C_6$ , entre 2 et 4 V, sans problème. Il n'est pas à craindre que cet écart se trouve dépassé, si on se contente, pour  $f_0$ , d'un rapport inférieur à 2,5 pour les valeurs extrêmes. La valeur de la tension à la résonance dépend du coefficient de qualité de  $L_2$  et du gain de  $T_3$ , lequel gain peut être ajusté via  $R_4$  ou en jouant sur l'amplitude de  $f_1$ .

Pour diminuer l'amortissement, on pourrait être tenté de connecter  $D_1$  sur une prise de  $L_2$ . C'est à déconseiller, car le circuit risque alors de répondre sur une résonance de fuites, provoquée par  $f_1$  ou par  $f_3$ .

Quand on ne travaille que sur une plage de fréquence relativement étroite, c'est-à-dire avec une faible variation de la tension de commande automatique de fréquence, on peut omettre  $T_4$  et  $R_6$  en ramenant le point H (fig. 4) à la masse et en liant les points G et F par une résistance de 1,8 M $\Omega$ . Pour améliorer le comportement en température du montage, on peut être tenté de remplacer  $T_4$  par un amplificateur opérationnel. Mais une telle amélioration ne sera pas toujours efficace, car le comportement en température du montage dépend essentiellement de celui de  $L_2$  ainsi que de  $C_6$ , et beaucoup moins des composants actifs.

En tout cas, l'expérimentateur prudent remarquera que le montage contient des résistances de plus de

1 M $\Omega$ , il saura ainsi qu'il s'agit d'un montage qui « craint le 50 Hz », et il prendra les précautions de blindage que cela implique.

### Les servitudes de l'asservissement

Quand on met sous tension le montage de la figure 4,  $C_1$  va se charger lentement via  $R_1$  et  $R_6$ , jusqu'à ce qu'on atteigne le point d'asservissement. Ce point correspondra à  $f_1 - f_2$ , puisqu'on explore à fréquence croissante. Quand on commute  $f_1$  sur une valeur plus élevée, la course vers le nouveau point d'asservissement se fera automatiquement, et ce n'est que lors d'une commutation sur une valeur plus basse qu'il faut réinitialiser par la touche S. Bien entendu, cette touche peut faire partie du commutateur de  $f_1$ , sous forme de contact fugitif. On peut aussi faire appel au montage de la figure 5 qui se connecte sur les points A et B de celui de la figure 4 et qui se comporte comme une bascule monostable. Dès que la différence entre  $V_{CC}$  et la charge de  $C_1$  devient inférieure à 1 V environ, ce circuit auxiliaire provoque la décharge de  $C_1$ , par  $T_5$ , et initialise ainsi un nouveau cycle de recherche d'asservissement. Il est possible qu'une micro-coupe de l'alimentation fasse passer le système de  $f_1 - f_0$  à  $f_1 + f_0$ . Pour se prémunir contre un tel accident, il convient d'installer, sur la source  $f_1$  et la sortie  $f_3$ , deux diviseurs de fréquence identiques et qui ramènent ces fréquences à une valeur compatible avec un comparateur de fréquence, tel que le comparateur « 2 » du CD 4046. On obtiendra ainsi une



R<sub>14</sub>. Mais dès qu'on s'approche de la condition d'asservissement, D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub> redressent une tension suffisante pour bloquer T<sub>4</sub>. Dès lors, la charge de C<sub>13</sub> se poursuit, beaucoup plus lentement, par R<sub>16</sub>, jusqu'à l'intervention de T<sub>5</sub>, lequel joue le même rôle que T<sub>4</sub> de la figure 4.

### Performances du montage

Le montage de la figure 6 peut fonctionner avec des inductances L<sub>2</sub> de coefficient de qualité très élevé. voire inutilement élevé, car si ce coefficient tend vers l'infini, il en est de même de la constante de temps, et le système devient trop inerte pour pouvoir corriger la gigue de l'oscillateur Varicap. A partir d'une certaine limite, l'asservissement devient ainsi aléatoire, même si on cherche à optimiser

les conditions de maintien en jouant sur R<sub>17</sub>.

Ainsi, il n'est guère utile de dépasser, pour L<sub>2</sub>, un coefficient de qualité de Q = 200, quand on travaille avec une progression par pas de 100 kHz. Une expérience, dans ce sens, a été faite en utilisant, comme source de f<sub>1</sub>, un quartz de qualité courante, de 6,144 MHz. Le circuit définissant f<sub>0</sub> ayant été accordé sur 150 kHz, on a mesuré f<sub>1</sub> et f<sub>3</sub> après une première demi-heure de fonctionnement, pour mesurer de nouveau ces deux fréquences, une heure après. A ce moment, la quartz (f<sub>1</sub>) avait dérivé de 7 Hz, ce qui est voisin de 10<sup>-6</sup>, donc une valeur normale. La dérive de f<sub>3</sub> était de 10 Hz, et comme on avait pu constater, pendant l'heure d'observation, que les deux dérives avaient suivi des progressions uniformes, on pouvait en conclure que celle de f<sub>0</sub> était seulement de 3 Hz. Certes, cela fait 2 × 10<sup>-4</sup> sur f<sub>0</sub>, mais comme f<sub>0</sub> intervient « en série » avec le quartz, c'est finalement ce dernier qui dérive le plus, en valeur absolue.

Quand on travaille avec une plage d'appoint non plus de 100 kHz, mais de 1 MHz, il faut donc s'attendre à une dérive de l'ordre de 30 Hz, dans les conditions indiquées. Parmi nos lecteurs, il y en a certainement qui trouveront cela encore intéressant pour bien des applications, et qui sont impatients d'en faire l'expérience.

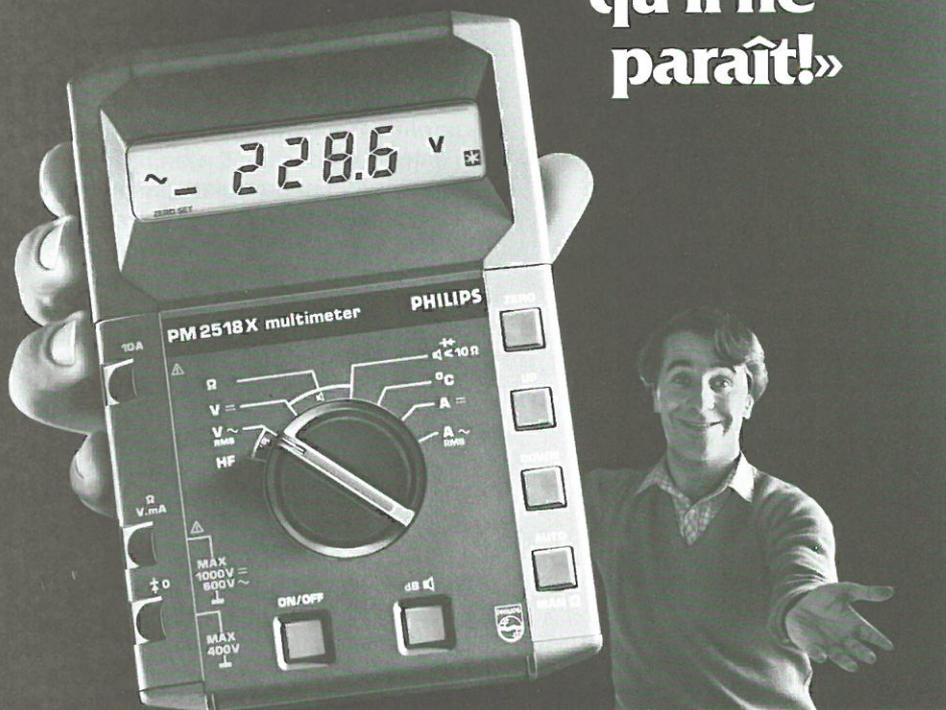
H. Schreiber

### MOTS CROISES

(Solution de la page 74)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	H	Y	S	T	E	R	E	S	I	S	G	
2	E		O	O	T	H	E	Q	U	E	R	
3	N	E	U	T	R	E		U	L	T	R	A
4	R	U	S		I	O	N	I	E		E	T
5	Y		T	R	E	S	O	R		P	S	I
6		M	E	U	R	T		R	A	Y	O	N
7	L	O	N	G		A	B	E	I	L	L	E
8	I	N	S	I	S	T	A		G	O	U	R
9	E	T	I	R	E		S	H	U	N	T	
10	N	A	O		N	A	S	A		E	I	N
11	G	N	O	S	I	E		U		O	O	
12	V	E	S	S	E		S	I	R	E	N	E

«Celui-ci est plus performant qu'il ne paraît!»



### Le PM 2518 X Philips... un multimètre portable pour professionnels

Performant... c'est certain si nous parlons qualité et caractéristiques ! Quelle que soit la mesure que vous avez à faire, le PM 2518 X vous donne tout ce que vous recherchez dans un multimètre.

Vous disposez du changement de gamme automatique pour mesurer plus facilement, et d'un affichage à fond lumineux si l'éclairage n'est pas tout à fait ce qu'il doit être (PM 2518 X/11). Vous l'utiliserez aussi pour faire des mesures relatives... pour mesurer la température... ou même pour lire une amplification directe en dB.

Pour commander

**NUMERO VERT 16.05.07.46.84**

PM 2518 X : 1 900 F  
PM 2518 X/11 : 2 350 F

Prix H. T. au 1<sup>er</sup> mai 1984.



Mesure

**PHILIPS**

L'avance technologique

SERVICE-LECTEURS N° 17

Philips Science et industrie  
Division de la S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE, 105, rue de Paris, B.P. 62, 93002 BOBIGNY CEDEX - (1) 830.11.11 - 210 290 Induphil.

# LA MICRO-INFORMATIQUE

## de visu

### Terminal Vidéotex couleur

Le Sematel 7520 de La Radiotechnique permet l'accès, par l'intermédiaire du réseau téléphonique, aux banques de données Teletel. C'est en fait un « Minitel » couleur.

Equipé d'un écran de 28 cm avec clavier séparé, le Sematel permet de satisfaire les conditions ergonomiques les plus sévères pour l'usage domestique et de bureau. Il bénéficie d'un modem intégré, d'une sortie péri-informatique, d'une prise péritélévision, et permet une connexion directe au réseau téléphonique.

Le bloc de visualisation répond aux caractéristiques suivantes : 24 rangées de 40 caractères ; 127 caractères alphanumériques et 64 caractères graphiques joints ou disjoints ; une matrice de caractère 8 x 10 y compris les espaces : double hauteur ou double largeur ; clignotement ; soulignement ; incrustation ; masquage ; inversion ; échelle de 8 couleurs pour les caractères et le fond.

A2M

Tél. : (3) 954.91.13

Tx : 698 376



### Carte 16 bits pour bus STD

Cette carte, construite autour du microprocesseur 80188 par la société Ziatech, est proposée en versions 5 ou 8 MHz sous les références ZT8814 et ZT8815.

Les caractéristiques principales sont :

- DMA programmable deux canaux
- Trois compteurs/timers 16 bits
- Contrôleur d'interruption
- Unité de sélection des boîtiers externes
- Cinq supports pour mémoires byte-wide
- Un connecteur pour multimodule ISBX Intel

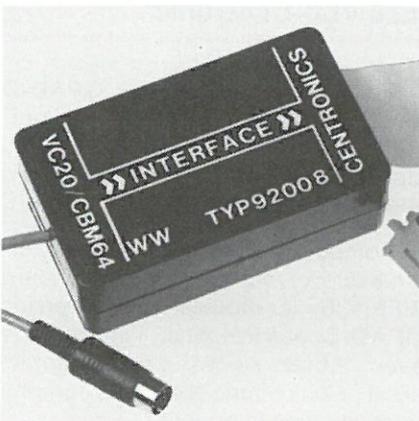
Yrel

Tél. : (3) 956.81.42

Tx : 696 379

### Interface parallèle

L'interface type 92008 permet de connecter une imprimante équipée d'une liaison parallèle type Centronics à un micro-ordinateur C64 ou VIC 20 de Commodore.



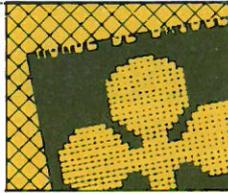
Cet interface se connecte comme l'imprimante d'origine sur le bus série « imprimante/floppy » du micro-ordinateur et ne nécessite ainsi pas de programme spécial de gestion d'imprimante. En plus, il n'occupe aucun emplacement mémoire et laisse le port utilisateur disponible pour d'autres applications.

Cet interface dispose d'une mémoire tampon de 8 000 caractères permettant d'accélérer considérablement l'exécution de programmes nécessitant des impressions.

Cet interface est également sans mémoire tampon. Il est livré complet avec câbles d'entrée et de sortie.

NEOL

Tél. : (88) 62.37.52



## MICRO-INFORMATIQUE

### Programmateur d'EPROM

Ce programmateur E9 *Elan* est compatible avec les nouvelles mémoires « 27512 » et couvre ainsi la gamme complète jusqu'à la 2716.

Sa capacité RAM de 64 Ko peut être portée à 128 Ko.

La connexion d'un programmeur/éditeur « E9A » avec un système de développement est simple et sûre grâce à la liaison RS 232 50/19 200 bauds et la sélection de 12 formats. Deux modes de communication peuvent être utilisés : soit le transfert bidirectionnel du contenu de la RAM, soit la fonction « remote control » : toutes les fonctions du programmeur étant dans ce cas sous contrôle du MDS.

LG-Electronique  
Tél. : (1) 867.08.08  
Tx : 232 980

### Imprimantes graphiques

Il s'agit de quatre imprimantes matricielles, multivitesse, graphiques couleurs, à vocation économique.

Le modèle 8050 fonctionne à des vitesses de 35 cps en qualité courrier, 110 cps en qualité « texte » et 200 cps en qualité courante. Le modèle 8070 a pour sa part des vitesses de 75 cps en qualité courrier, 200 cps en qualité texte et 400 cps en qualité courante.

Pour ces imprimantes, l'impression se fait sur une largeur de 13,2 pouces (33,5 cm) avec une densité de 10, 12, 13,3 et 17,1 caractères par pouce.

Les imprimantes SPG 8050 et 8070 sont équipées d'interfaces série RS 232C et parallèle *Centronics*. En standard, elles disposent d'un système d'introduction manuelle feuille-à-feuille.

Dataproducts  
Tél. : (6) 920.77.91  
Tx : 690 929



### Programmateur universel

Le programmeur PP 39 de *Stag* est destiné à la plupart des circuits MOS et C-MOS du marché : EPROM (2716... 27512), EE PROM (2816, 9864...), microcontrôleurs (8741, 8748, 8755, 68701...). Deux modules interchangeables permettent cette adaptabilité.

L'appareil possède en outre les fonctions suivantes :

- « auto recall » : mise en mémoire de 9 configurations machine avec réintégration à tout moment ;
- « socket test » : vérification des continuités, court-circuits, inversions... ;
- test des temps d'accès.

Generim  
Tél. : (6) 907.78.78  
Tx : 691 700

### Module convertisseur IEEE 488-Centronics

Ce module convertisseur GPAD-C de *Connecticut Microcomputer* permet de connecter un ordinateur au standard IEEE 488 et une imprimante à interface parallèle.

Compatible avec la plupart des ordinateurs et contrôleurs au standard IEEE-488, le module de conversion GPAD-C assure ainsi l'interfaçage avec toutes sortes d'imprimantes, aussi bien matricielles que graphiques, du type marguerite.

L'adresse GPIB est sélectionnée par un commutateur à huit positions, situé sous le boîtier du module, qui ne nécessite aucune programmation pour sa mise en œuvre.

Ne mesurant que 89 x 146 mm, le module de conversion GPAD-C est livré complet, avec câbles de connexion permettant une distance d'environ 2 m entre l'imprimante et l'unité GPIB, ainsi que son alimentation autonome par adaptateur secteur 220 V-50 Hz.

Gradco France  
Tél. : (1) 294 99 69  
Tx : 641 190



MICRO-INFORMATIQUE

## développement- extension

### Programmeur-simulateur

Le RD28 est un programmeur-simulateur de REPR0M du type 2716... 27128. D'un prix très compétitif, il est néanmoins pourvu de facilités qui se trouvent généralement dans les appareils « haut de gamme » : simulation de REPR0M par RAM, RS 232C multiformats, sauvegarde de la RAM sur batterie, etc.

L'un des principaux critères de choix d'un programmeur de REPR0M est son microprocesseur. A cet effet, le RD28 est extrêmement compétitif puisqu'il est conçu autour d'un microprocesseur à hautes performances, le 6809. Ce produit garantit l'avance technologique du RD28 et la puissance de son logiciel. En effet, grâce aux performances du 6809, de nombreuses innovations ont pu être envisagées : remplacement du « check sum » par une procédure autrement plus fiable : le CRC16, insertion, retrait et déplacement d'octets ou de zones RAM, multiples vérifications (10 fois) dans certaines commandes, etc.

Le RD28 se présente donc comme un programmeur à la fois moderne, performant et de faible coût. Sa très grande maniabilité doit également être soulignée. Enfin, le RD28 est fabriqué en France, ce qui procure de nombreux avantages : documents et inscriptions en français et absence de frais d'importation.

Fabricant :

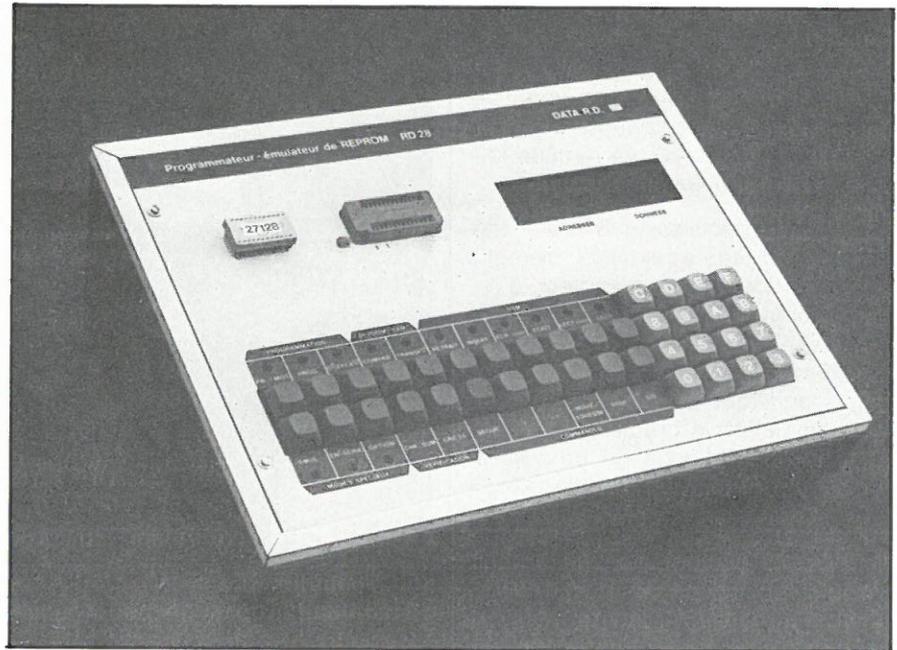
**Data R.D.**

Rue Gaspard-Monge

Z.I. de l'Armailler

26500 Bourg-lès-Valence

Tél. : (75) 42.27.25



### Clavier à microprocesseur

Ce nouveau clavier à membranes étanches de 468 x 419 mm possède 103 touches ; celles assurant des fonctions spécifiques (en rangée cen-

trale supérieure) ou standard (les cinq rangées de 3 aux deux extrémités) sont équipées d'un disque tactile à rupture brusque donnant une sensation franche de commutation. Ces touches ont un enfoncement mécanique de 0,41 mm.





## MICRO-INFORMATIQUE

L'ensemble des 103 touches possède un relief de contour pour le bon positionnement des doigts. Les touches alphanumériques occupant le centre du clavier ne sont pas équipées de disque tactile, ce qui ramène leur enfoncement mécanique à 0,25 mm.

Son microprocesseur 8 bits à mémoire ROM préprogrammée, mémoire RAM de données et compteur d'entrées/sorties, peut faire l'économie de matériels et logiciels en cas de complexité fonctionnelle. Pour les applications requérant un microprocesseur programmable, le brochage compatible permet l'échange du processeur masqué 8 bits par un microprocesseur EPROM.

Le codage ASCII 8 bits assure quatre modes de fonctionnement : non « shifté » (minuscules/légendes inférieures), « shifté » (majuscules/légendes supérieures), contrôle, et majuscules (touches alphabétiques seulement).

Aux 14 touches de la rangée centrale supérieure peuvent être affectées des fonctions spécifiques à la machine ou au système auquel le clavier sera incorporé.

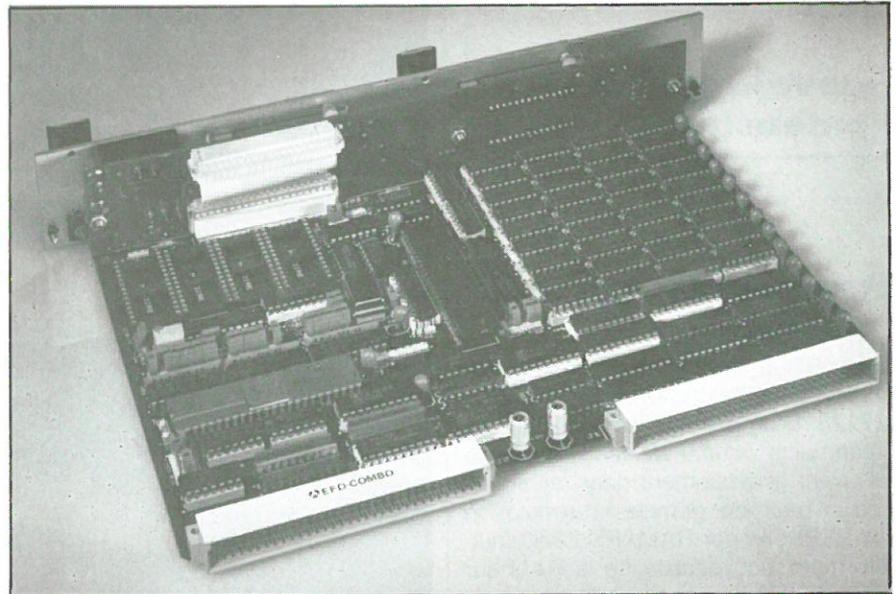
Le clavier TC 454 est alimenté en monotension 5 V, et il fournit deux types de sortie : en série (standard telex/boucle de courant 20 mA) et parallèle. Il peut émettre un signal de validation de 430 Hz/30 ms destiné à un haut-parleur de 8  $\Omega$ /0,25 W (non intégré au clavier).

Fabricant :  
**Honeywell**  
4, avenue Ampère  
78390 Bois d'Arcy, B.P. 37  
Tél. : (3) 043.81.31  
Tx : 695 513

### Module multifonctions VME

La carte « EFD-COMBO », compatible avec le bus VME, est un module offrant quatre fonctions :

– une fonction mémoire vive haute capacité 256 Ko extensible à 1 Mo,



– une fonction mémoire morte dont la capacité peut être étendue à 128 Ko (4 supports JEDEC),

– une fonction programmation de REPRM (8 K et 16 K) directement sur deux des emplacements,

– une fonction coupleur pour bus SASI assurée par le EF 68230 (cette dernière fonction pouvant être utilisée à d'autres fins, exemple : coupleur imprimante parallèle).

Cette carte associée à la carte EFD-CPU1 permet en particulier de réaliser un système de développement industriel, complet, à faible coût, à base de deux cartes VME.

Les caractéristiques de ce module sont les suivantes :

– Mémoire vive : rafraîchissement transparent, détection de parasites, adressable par octets ou par mots de 16 bits, temps d'accès 450 ns.

– Mémoire morte : adressable par octets ou par mots de 16 bits, choix du temps d'accès adaptable aux types de mémoires, programmation de REPRM 8 K et 16 K possible.

– Compteur SASI.

– Autres fonctions : temporisateur, interrupteur programmable, LED de visualisation.

Fabricant :  
**Thomson Semiconducteurs**  
45, avenue de l'Europe  
78140 Vélizy  
Tél. : (3) 946.97.19  
Tx : 204 780

## APPEL AUX COMMUNICATIONS

*Votre société commercialise-t-elle de nouveaux produits ?*

*Des changements importants viennent-ils d'intervenir dans la vie de votre firme, dans sa structure, dans son orientation ?*

**QUEL QU'EN SOIT LE MOTIF, FAITES-NOUS PART DE CES INFORMATIONS.**

# LES ÉQUIPEMENTS de visu

## Commande numérique de machines-outils

Destiné à l'enseignement, ce système de commande de machines-outils par ordinateur est fabriqué par Feedback Instruments sous la référence CNC 932.

Ce système met en œuvre une fraiseuse/perceuse de gabarit léger – donc de fonctionnement facile et sans danger – accompagnée d'une console électronique permettant au système d'être piloté soit par divers micro-ordinateurs (moyennant une carte inter-

face), soit directement à partir de logiciel sur disquette élaboré par Feedback pour les micro-ordinateurs Apple II et BBC. Tout comme les machines industrielles, le CNC 932 travaille en langage ISO, dont 13 fonctions G et 4 fonctions M, et sait effectuer des interpolations linéaires et circulaires. Les mouvements des trois axes X, Y, Z sont assurés par des moteurs pas-à-pas. Le suivi précis du fonctionnement est possible, non seulement par l'affichage permanent sur l'écran de l'ordinateur des instructions en cours d'exécution, mais aussi par l'observation du synoptique imprimé sur le panneau frontal de la console, où des diodes LED permettent de

connaître l'état d'excitation des différents bobinages.

La console délivre aussi des signaux relatifs aux diverses séquences de programmation, que l'on pourra exploiter aux fins d'analyse du fonctionnement.

Des manuels d'exercices sont fournis avec le système, qui permettront à l'étudiant d'introduire, éditer et exécuter des programmes donnés comme exemples, et de composer et mettre en œuvre les siens propres.

**Mesureur**  
Tél. : 583.66.41



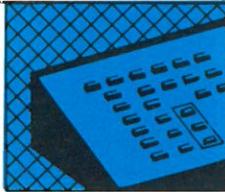
## Essais de traction

La T 20 000 est une machine d'essais de traction se posant à même le sol, d'une force maximale de 20 KN (2 tonnes) et d'un prix très compétitif.

Sa vitesse est réglable à toute valeur de 0,1 à 50 mm/min. Elle comporte un système à microprocesseur commandant l'affichage digital de la force et de l'allongement, le maintien de l'affichage de la force maximale et de l'allongement correspondant, détectant la rupture de l'échantillon, commandant le retour automatique de la traverse mobile à la position d'origine.

En option sont proposés : une imprimante permettant l'impression de la force maximale, de l'allongement correspondant et, sur une série pouvant comporter jusqu'à 100 échantillons, la valeur moyenne et l'écart type ; une table traçante XY/t au format A3 ; une gamme de capteurs de force interchangeable de valeurs maximales comprises entre 0,5 et 20KN, une interface et un logiciel pour coupler un micro-ordinateur, une gamme d'attaches, ainsi qu'une cage de compression permettant d'utiliser la machine pour une large variété de produits tels que métaux, plastiques, bois, adhésifs, papiers, textiles, composites, etc.

**J.J. Instruments**  
Tél. : (3) 055.51.41



## ÉQUIPEMENTS

### production maintenance

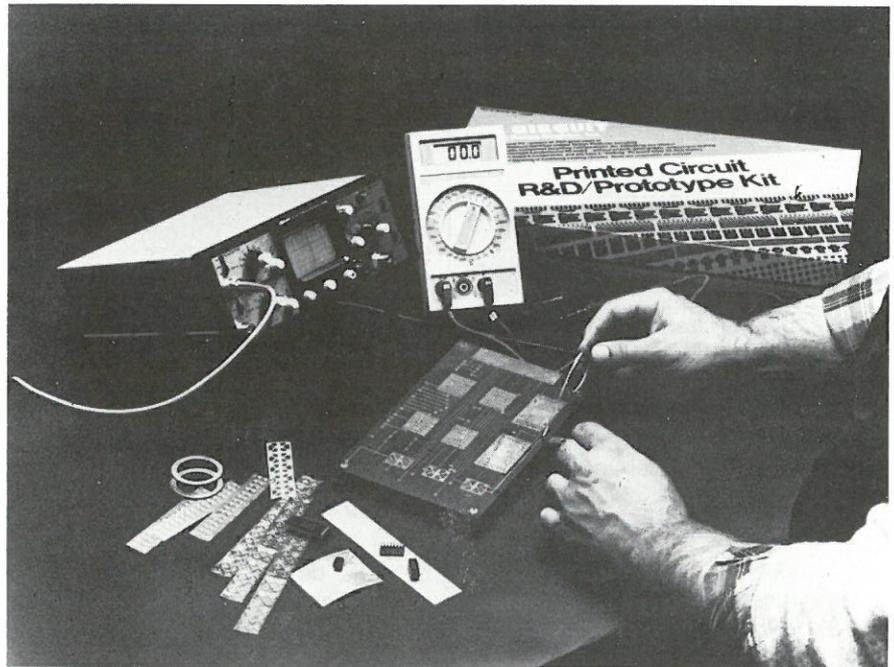
#### Kit pour prototypes de circuits imprimés

Visant les industries électroniques de haute technicité, le nouveau « Printed circuit R&D/Prototype Kit » constitue une façon rapide, facile et fiable de réaliser les prototypes, les réparations et les modifications de cartes de circuits imprimés. Surclassant les méthodes telles que le préassemblage ou la connexion enroulée, le nouveau kit « Printed Circuit R&D/Prototype Kit » utilise des pastilles, des éléments préespacés de composants et des rubans en cuivre conducteur auto-adhésif, d'emploi extrêmement facile. Il suffit d'appliquer les circuits de base et les rubans de cuivre sur la carte, de souder les composants et les connexions, et la carte est opérationnelle.

Étudié strictement dans le contexte de la recherche ou de la création de prototypes, ce kit contient un assortiment complet de vignettes de raccordement, de vignettes conductrices, aux gabarits de boîtiers plats, DIP, de gabarits TO, de pastilles et de rubans en cuivre conducteur auto-adhésif. Pratiquement, tout ce dont on a besoin pour créer un prototype simple face, double face et multi-couches sans aucun travail de dessin, de photographie, de sérigraphie ou de gravure.

Outre la création de prototypes hybrides, le « Printed Circuit R&D/Prototype Kit » constitue également un moyen de réparer ou de modifier les prototypes existants ou les cartes.

Fabricant :  
**Bishop Graphics**  
7, avenue Parmentier  
75011 Paris  
Tél. : (1) 372.92.52  
Tx : 680 952



#### Système de vidéosurveillance

Cet appareil est un « commutateur séquentiel » pour vidéofréquence, référencé « C.C.4. » par son constructeur.

Le C.C.4 reçoit quatre signaux vidéo qui sont dirigés successivement sur un moniteur vers une sortie S1. Les images fournies défilent sur les entrées 1 à 4. La sortie S2 reçoit l'une des quatre entrées pour commander un autre moniteur. Le choix de l'entrée se fait alors par le commutateur manuel marqué de 1 à 4.

L'appareil assure deux fonctions :

- commutation séquentielle automatique,
- commutation manuelle.

La liaison vidéo se fait par connecteur coaxial UHF, terminaison 75  $\Omega$ .

Fabriqué en France, le C.C.4 se présente en châssis métallique noir de

hauteur 57 mm pour une profondeur de 208 mm et une largeur de 225 mm.

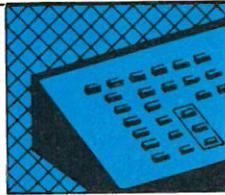
Fabricant :  
**A.E.S.**  
23, rue du Cdt-Jean-Duhail  
94120 Fontenay-sous-Bois  
Tél. : (1) 877.28.88  
Tx : 212077

### APPEL AUX COMMUNICATIONS

*Votre société commercialise-t-elle de nouveaux produits ?*

*Des changements importants viennent-ils d'intervenir dans la vie de votre firme, dans sa structure, dans son orientation ?*

**QUEL QU'EN SOIT LE MOTIF, FAITES-NOUS PART DE CES INFORMATIONS.**



## ÉQUIPEMENTS

### automatismes

#### Testeur automatique programmable

Ce fabricant français présente un testeur automatique programmable, entièrement réalisé avec des éléments de son système d'instrumentation modulaire et pouvant tester de quelques points à plusieurs milliers de points.

Ce testeur peut effectuer des mesures de :

- continuité ;
- résistance de contact (mesure en 4 fils à partir de  $0,1 \mu\Omega$ ) ;
- résistance d'isolement (tension de mesure réglable de 1 V à 1 500 V pour une étendue de mesure de  $1 M\Omega$  à  $10^6 M\Omega$ ) ;



- essais de rigidité diélectrique (tension réglable jusqu'à 5 kV continu et alternatifs) ;
- température ;
- pression ;
- capacité ;
- détection de blindage, etc.

Fabricant :

**Sefelec**

2 ter, rue Gaston-Soufflay  
94507 Champigny-sur-Marne  
Tél. : (1) 706.15.80  
Tx : 231 126

#### Automate programmable

Le TI 100 est constitué d'une unité centrale de contrôle qui exécute un programme introduit sous forme de diagramme en échelle (relayage électrique) et d'une console de programmation qui permet l'introduction et la simulation des programmes.

La console de programmation se place directement sur la face avant du contrôleur. Une fois le programme in-

troduit, le système peut fonctionner avec ou sans la console de programmation qui peut être utilisée pour programmer une autre unité.

Le TI 100 a une mémoire d'écriture/lecture CMOS d'une capacité de 1 K mot de 16 bits avec une sauvegarde par batterie de 90 jours minimum après coupure du secteur. Une option sur la console permet de figer les programmes en mémoire morte REPRM.

La série TI 100 est disponible en modules 20, 28, 40, 64 et jusqu'à 128 entrées/sorties.

Cette nouvelle série d'automates programmables TI 100 est parfaitement adaptée pour le contrôle, à faible coût, de petits systèmes tels que machines à polir, forer, aléser, découper, emboutir, etc.

Fabricant :

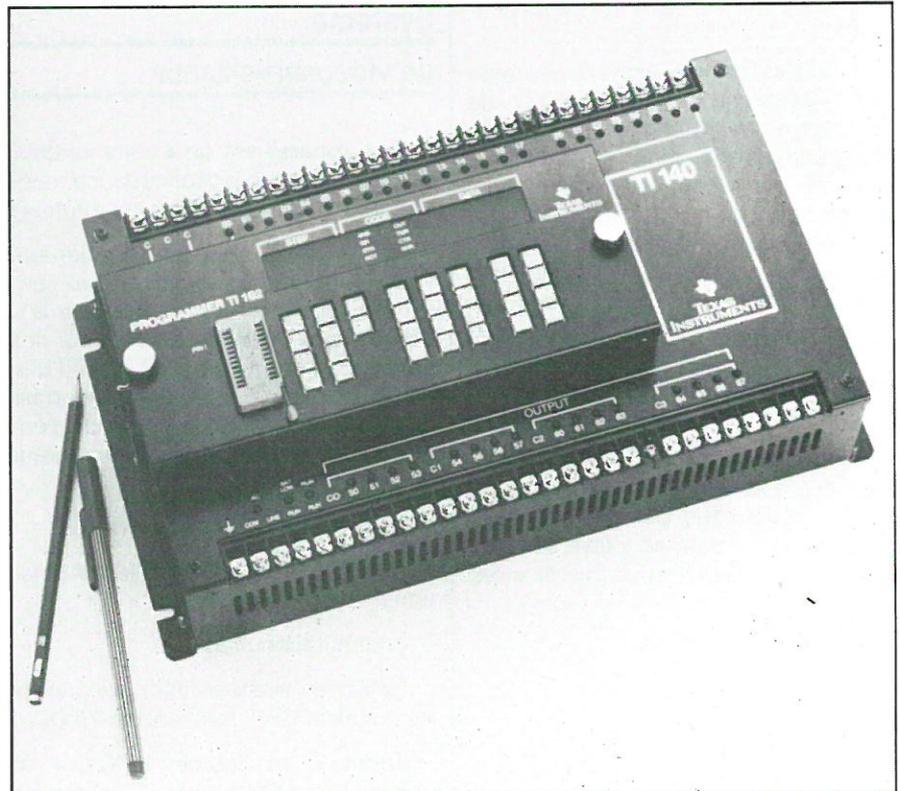
**Texas Instruments**

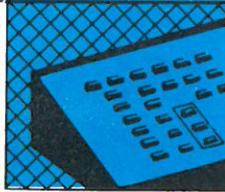
BP 67

78141 Vélizy-Villacoublay Cedex

Tél. : (3) 946.97.12.

Tx : 470 127





## ÉQUIPEMENTS

### Alimentations de forte puissance

Ces alimentations à découpage, refroidies par air forcé, sont destinées aux applications de puissance élevée (600, 1 000 ou 1 500 W) et peuvent fournir en sortie des tensions de 5, 12 et 24 volts.

Les sorties sont protégées thermiquement contre les surcharges, avec reset automatique.

Alimentées sur secteur 110 à 240 volts, ces alimentations sont équipées d'un robuste coffret métallique de dimensions 127 x 203 x 280 mm.

**Schroff**  
Tél. : (88) 54.49.33  
Tx : 880 710

### Afficheur à distance « grande visibilité »

Le dispositif d'affichage à distance TA 1006 se compose de 6 afficheurs du type LED dont la hauteur de chiffre est de 45 mm, donc visible de loin.

Il se connecte directement par l'intermédiaire d'un câble aux systèmes de commande en code BCD.

Pourvu d'une alimentation autonome 110/220 V, cet afficheur permet de visualiser à distance le contenu de compteurs électroniques ainsi que l'état des présélections de ces derniers.

**Syrelec**  
Tél. : (1) 854.05.59  
Tx : 240 210

### Automate au format Européen

L'automate programmable PLC-Euroline de Selectron se présente sous la forme d'un tiroir au format Européen.

Il utilise la même console de programmation que ses aînés et, comme eux, un langage se référant au GRAFCET formé de 4 instructions et de leur négation. La programmation est simplifiée par la présence de 2 registres de 16 pas.

Il dispose de 16 entrées et de 16 sorties 24 Vcc.

**Regulec**  
Tél. : (1) 340.08.57  
Tx : 240 797

## TEK 2200 OSCILLOSCOPES PORTABLES POLYVALENTS

LA RÉFÉRENCE PERFORMANCES/PRIX

# Performances Tektronix. 12 900 F\*, vous avez tout. Gratuitement, vous savez tout.

Joignez-vous aux milliers d'utilisateurs enchantés des TEK 2200. Issus d'une technologie radicalement nouvelle, ils offrent la fiabilité et les performances Tektronix à des prix étonnamment bas. Profitez de conditions uniques (garantie 3 ans, essai gratuit une semaine) et, surtout, n'hésitez pas à appeler pour tout savoir, c'est gratuit.

**NUMÉRO VERT 16.05.00.22.00**

APPEL GRATUIT

M. \_\_\_\_\_

Fonction \_\_\_\_\_

Société \_\_\_\_\_

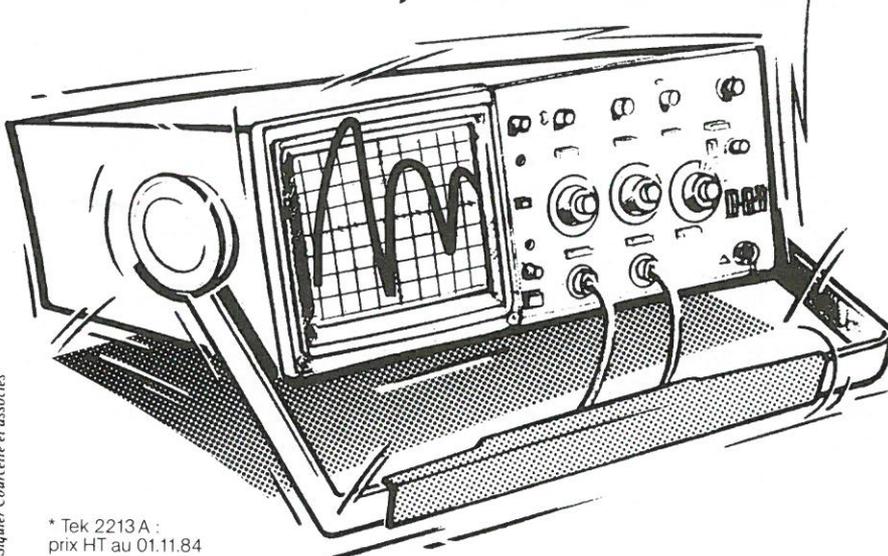
Adresse \_\_\_\_\_

Tél. \_\_\_\_\_ Poste \_\_\_\_\_

est intéressé par les TEK 2200.

## Tektronix

**Tektronix** SPV - ICD  
ZAC de Courtabœuf, Avenue du Canada  
BP 13 - 91941 LES ULIS Cedex  
Tél. (6) 907.78.27 - Télex 690 332



\* Tek 2213A :  
prix HT au 01.11.84

Siquier Courcelle et associés

# LA MESURE de visu

**grandeurs  
physiques  
et électriques**

## Source de radiance spectrale

Hoffman Engineering Corp. présente un système compact permettant de calibrer *in situ* des spectroradiomètres. Le détecteur interne, couvrant du proche U.V. au proche I.R. (350-1000 nm), donne la valeur moyenne dans la gamme complète des données spectrales certifiées.

L'affichage calibré en pourcentage de la réponse spectrale certifiée, couvre en trois décades (100 %, 10 % et 1 %), la radiance maximum possible. Celle-ci est certifiée tous les 5 nm entre 350 et 1000 nm, et des certifications supplémentaires sont possibles à 10 % et 1 % pour utilisation aux bas niveaux de lumière. Une option « haut niveau » augmente les données de calibration par un facteur 2, permettant une meilleure précision dans le bleu et proche U.V., où la réponse spectrale est la plus faible.

Les calibrations sont établies suivant les normes radiométriques N.B.S.

**Micro-Gisco**

Tél. : (1) 670.11.58  
Tx : 204 702

## Pico-ampèremètre

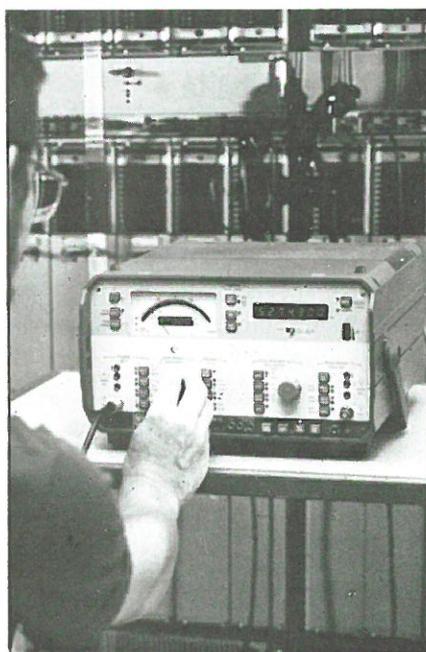
Cet appareil, dénommé PA 300 A, se présente sous forme de « tiroir » modulaire ; il est programmable via un bus IEEE 488.

Son étendue de mesure va de  $10^{-13}$  à  $10^{-12}$  A, la gamme de mesure étant sélectionnée automatiquement. L'affichage est de type numérique. La précision s'établit à 1 %.

Le PA 300 A est également disponible en version « appareil de table ».

**Sefelec**

Tél. : (1) 706.15.80  
Tx : 231 126



## Mesureur de niveau sélectif

Le SPM-15 est destiné à l'exploitation des systèmes analogiques, jusqu'à 1 800 voies.

Sa gamme de fréquences va de 50 Hz à 10 MHz ; un synthétiseur incorporé assure une précision élevée et une bonne stabilité de la fréquence d'accord.

L'affichage des niveaux se fait en mode analogique ou numérique, avec commutation automatique de la gamme ; la résolution atteint 0,01 dB.

La construction compacte et robuste de ce mesureur de niveau ainsi que son indépendance du réseau, permettent l'exploitation de cet appareil par les services de maintenance des grandes administrations. Mais sa grande précision et la possibilité de télécommande le rendent parfaitement adapté aux besoins des études, de la fabrication et du contrôle de systèmes. Le générateur suiveur incorporé permet d'effectuer les mesures de gain ou d'affaiblissement.

**Wandel et Goltermann**

Tél. : (3) 055.81.90  
Tx : 698 955

## Hygromètre de tableau

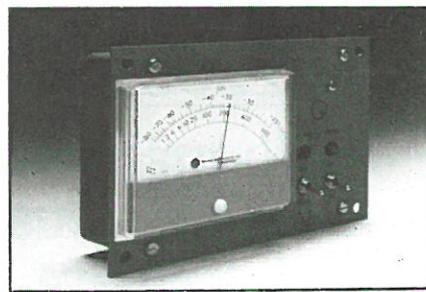
Cet hygromètre de Michel Instruments utilise comme capteur une sonde capacitive à oxyde d'aluminium et mesure les traces d'humidité dans les gaz, sans être influencé par la température.

L'appareil délivre une sortie analogique 0 – 10 mV pour enregistrement. Un point de consigne réglable permet la détection d'un seuil avec ouverture ou fermeture d'un contact de relais. Quatre gammes de mesure de point de rosée sont proposées dans la plage – 80 à + 20 °C. Le temps de réponse est très rapide, de l'ordre de quelques secondes pour une humidité croissante.

Les applications concernent : les sècheurs d'air, la pétrochimie, la fabrication des semi-conducteurs, le transport du gaz, des hydrocarbures.

**Agemip**

Tél. : (1) 871.17.14  
Tx : 250 303



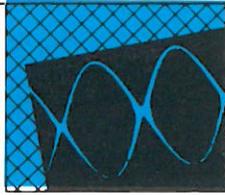
## Afficheur numérique programmable

Cet afficheur, programmable, est compatible avec tout interface V 24. Il est équipé de 6 chiffres de 11 mm de hauteur, avec indication de polarité.

On peut connecter jusqu'à 64 afficheurs sur un même support de transmission, par ligne bifilaire, en mode asynchrone RS 232 C ou boucle de courant 0 – 20 mA, à des vitesses de 300, 600 ou 1 200 bauds.

**Equipements Scientifiques**

Tél. : (1) 741.90.90  
Tx : 204 004



MESURE

## oscilloscopes générateurs

### Oscilloscope à mémoire numérique

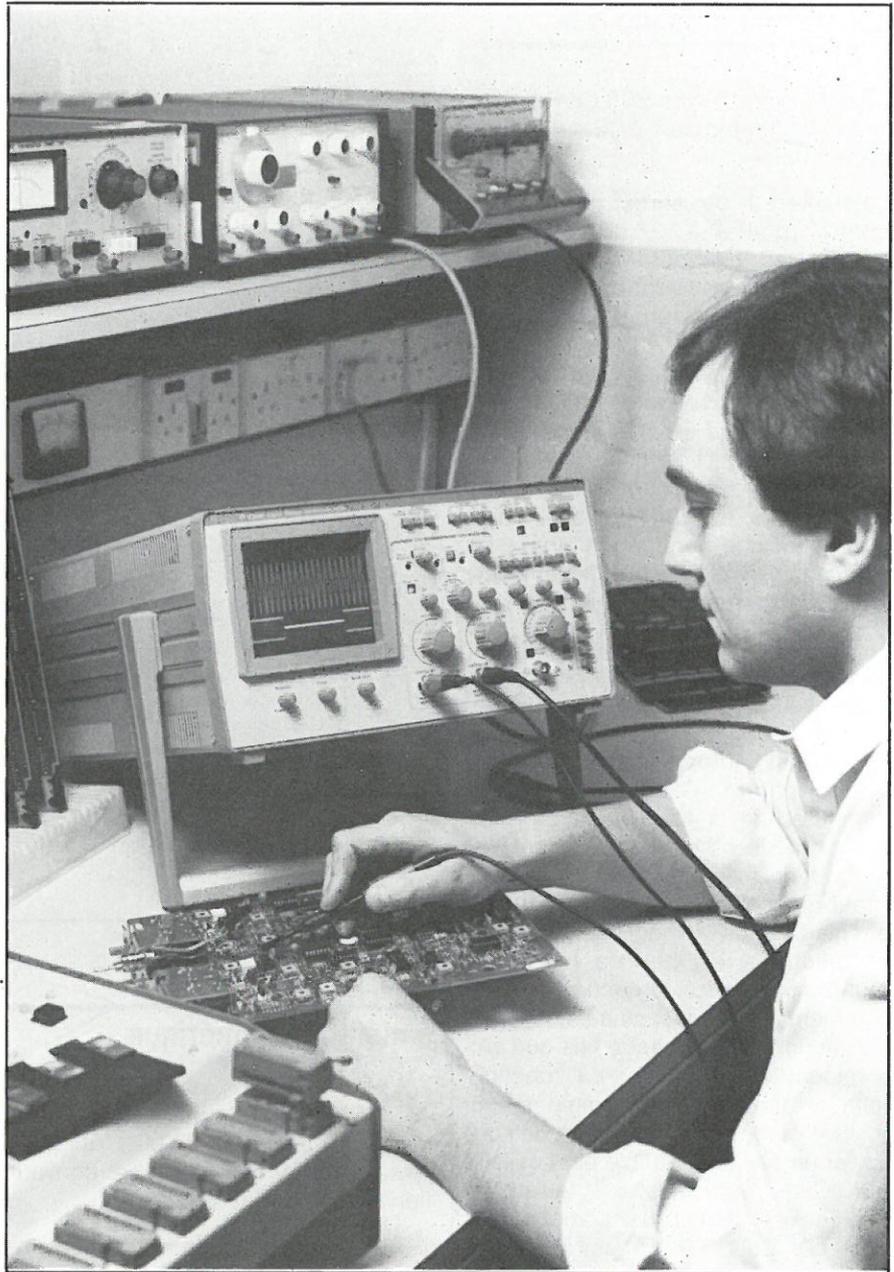
Cet appareil, le « 4030 », possède un convertisseur analogique-numérique 20 MHz 8 bits et 1 K-mots de mémoire pour chaque voie ; de cette manière, on ne subit aucune perte, ni en temps de résolution ni en définition de la visualisation, lorsque l'on choisit de travailler en double voie. Ceci le rend particulièrement utile pour comparer les signaux logiques dans les circuits utilisant des microprocesseurs.

Les possibilités d'horloge externe permettent le couplage de plusieurs 4030 pour réaliser des systèmes multivoies aux performances élevées, dans des conditions financières très économiques.

Son séparateur de synchro TV et ses deux convertisseurs rapides permettent d'utiliser également l'appareil dans les applications vidéo, à la fois dans le mode conventionnel et dans le mode mémoire.

En tant qu'oscilloscope à mémoire, le 4030 peut visualiser tout ce qui précède l'événement de déclenchement, ou tout ce qui le suit. Il peut également combiner ces possibilités pour visualiser simultanément les informations, immédiatement avant et après le déclenchement. Même après la mémorisation, toute portion de la visualisation peut être agrandie par 10 pour une analyse plus précise des détails du signal. Chaque trace peut également être figée tandis que l'autre est remise à jour en permanence, ce qui facilite des comparaisons pendant les tests de dérive, les procédures de réglage ou par rapport à des références lors des contrôles de qualité.

En temps qu'enregistreur électronique, le 4030 peut faire défiler les données à travers l'écran et ne sortir

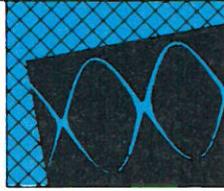


que les informations que l'on désire sur un enregistreur à plume conventionnel ou une table traçante. Il peut le faire à une vitesse beaucoup plus faible que la vitesse de capture, et ainsi la finesse de l'enregistrement n'est plus altérée par la vitesse de réponse mécanique du fonctionnement de la plume. Dans son mode automatique, le 4030 peut surveiller continuellement un phénomène et, chaque fois qu'un événement intéressant sera

identifié et provoquera le déclenchement, l'appareil retranscrira automatiquement les données sur un enregistreur à plume, en arrêtant et en démarrant le défilement du papier de l'enregistreur entre les événements.

Fabricant :

**Gould Instruments,**  
57, rue Saint-Sauveur  
91160 Ballainvilliers  
Tél. : (6) 934.10.67  
Tx : 600 824



MESURE

## Générateur « bande X »

Le générateur type 308 de Polarad couvre la gamme de 7 à 12,4 GHz par pas de 1 kHz.

Le niveau de sortie peut varier entre + 10 dB et - 127 dB par pas de 0,1 dB. Les fonctions de modulation comprennent : modulation par impulsion interne et externe AM et FM. Trois affichages par LED permettent la visualisation simultanée de : largeur d'impulsion, fréquence de répétition et retard, ainsi que les fréquence et niveau de sortie. Les commandes en face avant sont groupées de façon fonctionnelle et 22 afficheurs LED permettent une commande simple et logique ainsi qu'un contrôle efficace de tous les paramètres de sortie.

Toutes les fonctions du générateur peuvent être contrôlées de façon manuelle, soit par les touches du clavier soit par un bouton. Une interface IEEE 488 permet l'automatisation de toutes ces fonctions. Dix configurations complètes de la face avant peuvent être mémorisées et rappelées par les touches de mémorisation. Un bouton rotatif magnétique à effet Hall permet le réglage quasi-analogique de toutes les fonctions. Un pas de fréquence peut être mémorisé. On pourra ensuite incrémenter la fréquence à l'aide de la touche delta MHz chaque fois que cet incrément est souhaité. La fonction delta niveau permet l'incrémentation positive ou négative du niveau de sortie par un pas définissable par l'utilisateur. Cette caractéristique facilite la mesure des points de compression 1 dB ou 3 dB. Le niveau de sortie peut être entré et affiché en dBm, millivolts ou microvolts. La possibilité de conversion entre ces paramètres est également possible et obtenue par simple pression de la touche correspondante. Le contrôle delta F permet un mode de balayage analogique calibré avec une visualisation des paramètres de balayage. Un balayage synthétisé peut être déclenché par le bus IEEE.

**Rohde et Schwarz**  
Tél. : (1) 687.25.06  
Tx : 204 477



## Oscilloscope 20 MHz à mémoire numérique

Le **PM 3302** est un oscilloscope à mémoire numérique 20 MHz qui peut être utilisé en oscilloscope conventionnel 2 voies/ 20 MHz.

Il offre une fréquence d'échantillonnage maximale de 20 MHz, deux mémoires 2 K x 8 bits et une possibilité d'affichage en X-Y dans les deux modes de fonctionnement. La gamme de sensibilité s'étend de 1 mV/div. à 20 V/div. (200 V/div., via les sondes fournies avec l'appareil).

En mode numérique, le **PM 3302** inclut les possibilités de prédéclenchement, de fonctionnement en monocoup et de sortie des données sur bus IEEE (option). Les données mémorisées peuvent être transférées dans une mémoire de stockage, la mémoire

principale devenant disponible pour la capture d'un ou deux nouveaux signaux.

Le déclenchement est possible à partir des signaux d'entrée, du secteur ou d'un signal externe. Le point de déclenchement peut être choisi à 25, 50, 75 ou 100 %.

Chacune des mémoires peut être sélectionnée pour l'affichage. La profondeur mémoire totale peut être utilisée pour la voie A ou 1024 bits pour chacune des voies A et B.

Les voies A et B peuvent être inversées. Un mode déroulement jusqu'à 50 s/div. convient particulièrement pour les mesures mécaniques lentes. Une sortie analogique combinée à l'affichage X-Y permet la recopie d'écran sur table traçante.

**Philips Mesure**  
Tél. : (1) 830.11.11  
Tx : 210 290

# LES PRODUITS CONNEXES

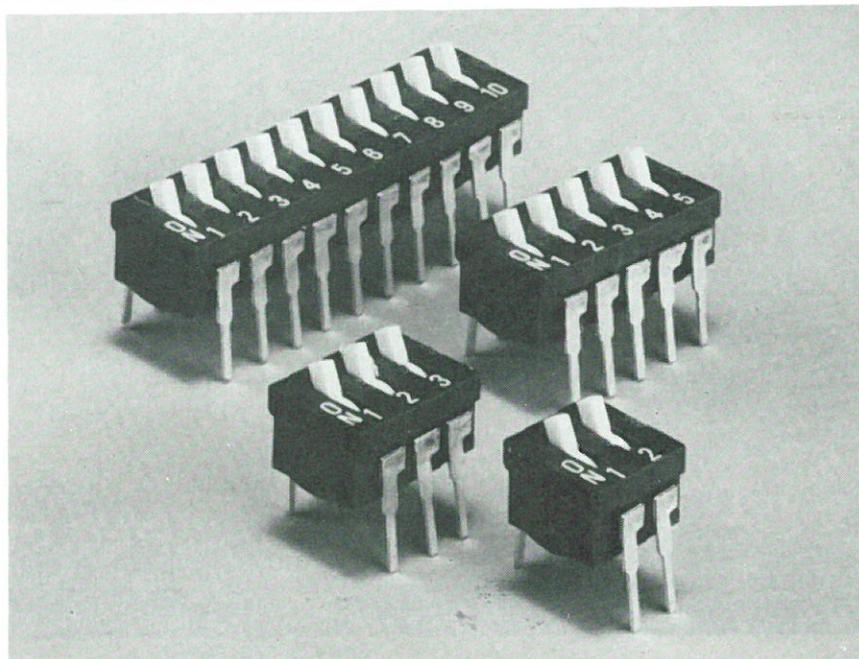
## de visu

### Commutateur de codage subminiature

Le commutateur type CDA a été réalisé aux dimensions du boîtier DIL classique des circuits intégrés. Ses faibles dimensions lui permettent d'être inséré en automatique. A cet effet d'ailleurs, le fabricant livre ce commutateur en chargeur plastique de 300 mm pouvant être directement utilisé par la machine d'insertion.

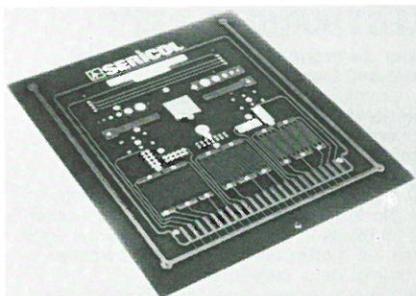
Le CDA est totalement étanche à l'immersion. Selon les applications, il peut être livré à l'unité ou en barrettes de 2 à 16 points de contact.

ITT Composants et  
Instruments  
Tél. : (1) 665.85.55  
Tx : 260 712



### Vernis épargne-soudure

Le PC 419, en mat ou en brillant, représente une avance technologique en matière de vernis épargne-soudure, par ses propriétés d'isolation électrique comme de résistance à la chaleur, aux produits chimiques et aux solvants. Il peut être utilisé quelle que soit la méthode de soudure des composants, et sa couleur verte transparente permet les contrôles les plus rigoureux.



PC 419 brillant est recommandé avec le nouveau catalyseur PC 419 ES qui offre plusieurs avantages importants.

– Maintient d'une bonne imprimabilité sur l'écran pour de longues périodes. Ne jaunit pas la zone à proxi-

mité des étuves de cuisson comme beaucoup d'autres catalyseurs.

– Durcit à la chaleur plus rapidement et présente une plus large latitude de surétuvage et évite l'effritement consécutif ; c'est particulièrement appréciable dans le cas de circuits double-face.

– Les tests menés par les plus importants fabricants ont montré une bonne adhésion même après hachurage avant l'arrachage de l'adhésif.

Sericol  
Tél. : (1) 946.33.43  
Tx : 698 638

### Réglettes à prises

Ces réglettes existent en plusieurs longueurs standard et peuvent s'incorporer dans divers équipements ou rester au sol.

D'une conception robuste (boîtier en acier de couleur marron), elles sont livrées avec 2,5 mètres de câble 3 x 1,5 mm<sup>2</sup> équipé d'une prise mâle surmoulée 16 A 2P + T.

Decelect  
Tél. : (1) 859.40.57  
Tx : 220 148

### Compteur électronique

Le compteur électronique type CKP à présélection comptante ou décomptante peut se substituer à la gamme électromécanique. Dans son boîtier très compact (48 x 48 mm), il offre un grand confort d'utilisation, avec ses 5 chiffres de 9 mm de hauteur et son clavier de commande par boutons poussoirs ; il présente une grande sûreté de manipulation. Il dispose en outre d'une mémoire longue durée (4 mois) qui assure la conservation des valeurs enregistrées. Il peut être alimenté en 24, 48, 110, 220



volts courant alternatif ou en 24 volts courant continu. La vitesse de comptage peut être de 50 ou de 300 impulsions/seconde.

Acir Zivy  
Tél. : (1) 522.92.46  
Tx : 650 467

# LES COMPOSANTS PASSIFS

## de visu

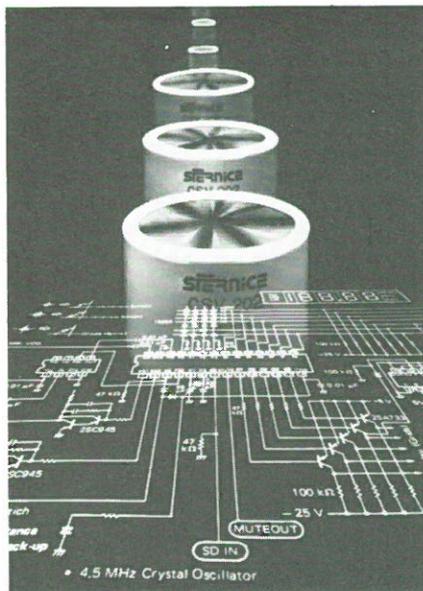
### Condensateurs

#### « de sauvegarde »

Ces condensateurs sont destinés à l'électronique numérique pour la sauvegarde des données.

Ils représentent une alternative intéressante aux piles au lithium et aux batteries Ni-Cd.

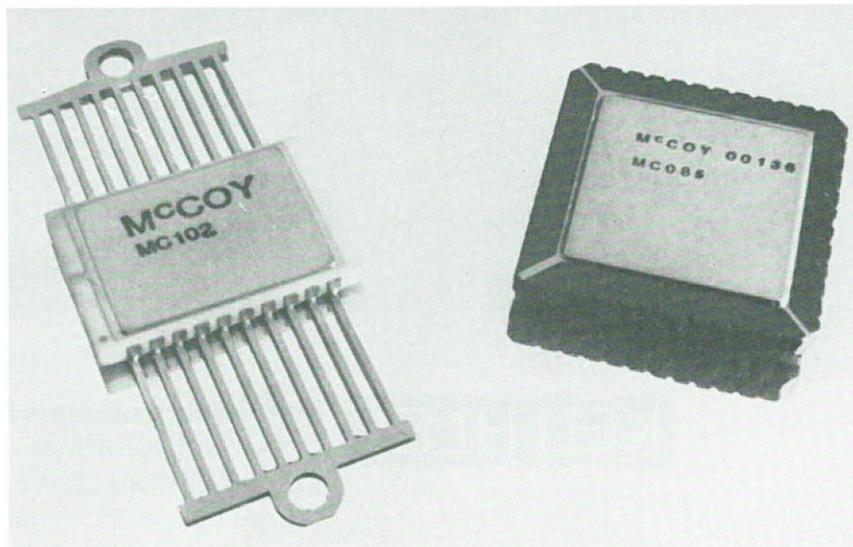
Leur principe est celui de la double couche électrique qui, sous l'effet de l'application d'un potentiel électrique aux bornes de la capacité, crée des charges électriques importantes permettant d'atteindre une capacité de 0,16 F/cm<sup>3</sup>.



Leur domaine d'application est très vaste : matériel médical, stockage de données informatiques, signalisation, alarme, matériel grand-public (radio-réveils, répondeurs téléphoniques, télécopieurs...).

Ces condensateurs existent en trois séries : CSL-5 V et CSV-10 V (consommation inférieure à 10 mA), et CSR-5 V (consommation supérieure à 10 mA).

**Sfernice**  
Tél. : (93) 44.62.62  
Tx : 470 261



#### Quartz en boîtier plat et « chip carrier »

Les quartz et filtres Mc Coy sont en effet présentés en boîtiers « flat-pack » ou « chip-carrier ».

La gamme proposée va de 10 à 300 MHz pour les quartz, et de 10 à 30 MHz pour les filtres.

Existents également des oscillateurs 1 à 100 MHz. La stabilité de ces modèles est comprise entre 50 et 1000 ppm. Certains d'entre eux sont aux normes militaires.

**Ginsbury Electronique**  
Tél. : (1) 268.04.00  
Tx : 220 862

#### Condensateurs tantale

Ces condensateurs Elpi, référencés CTS 33, satisfont à de nombreuses normes : NFC, CTS, UTE, CECC.

Leur catégorie climatique est : 56 jours de chaleur humide, température de fonctionnement : - 55 °C à + 125 °C.

Leur capacités vont de 1,2 µF à 1000 µF.

Les tensions nominales vont de 6,3 à 50 V. Les tolérances en standard sont de ± 20 %, mais peuvent être amenées à ± 10 % ou ± 5 % sur demande.

**I.S.C. France**  
Tél. : (1) 506.42.75  
Tx : 614 596

#### CTN précise

La thermistance M 841 est destinée aux thermomètres électroniques qui doivent mesurer au dixième de degré près.

Pouvant être utilisée sur une gamme de température allant de - 40 à + 100 °C, cette CTN à une résistance nominale de 3 ou 5 kΩ (des versions jusqu'à 100 kΩ sont en préparation).

Les fils de raccordement sont en argent et laqués (20 mm de longueur).

L'erreur de mesure est inférieure à ± 0,1 °C (de 30 à 50 °C), ce qui correspond à une tolérance de résistance de ± 0,4 %.

**Siemens**  
Tél. : (1) 820.61.20