

# ELECTRONIQUE APPLICATIONS

I.S.S.N. 0243 489X

Bimestriel N° 18 - Juin/Juillet 1981 - 18 F



SUISSE : 9,00 FS - TUNISIE : 2070 MIL. - CANADA : CAN \$ 3,00 - ESPAGNE : 260 PESETAS - ITALIE : 4800 LIRE - BELGIQUE : 146 F.B.

**Il y a un lien entre l'industrie de l'électroménager  
et l'industrie alimentaire.**



**MATIERES  
PLASTIQUES I.C.I.**

Les matières plastiques d'I.C.I. sont partout. On les utilise dans l'électroménager et l'emballage alimentaire, mais aussi dans l'électronique, l'emballage, l'industrie automobile, etc.

Un géant de la chimie moderne comme I.C.I. s'engage à servir les intérêts



de ses clients et à comprendre leurs besoins. I.C.I. offre une garantie que seule une société ayant son expérience et sa compétence peut offrir.

Mettez toutes les chances avec vous, quand vous pensez matières plastiques, pensez avec I.C.I.!

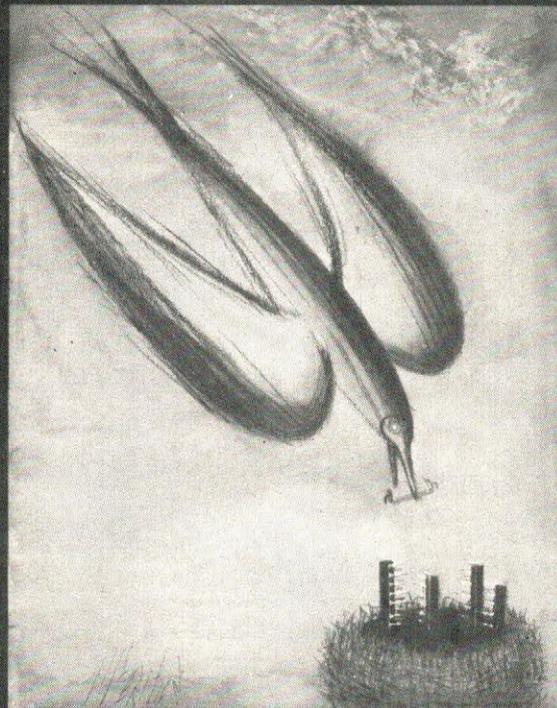
**Des matières plastiques pour toutes les industries.**

I.C.I. France S.A. Département Matières Plastiques. 8, avenue Réaumur B.P. 207. 92142 Clamart principal.

Alkathene : polyéthylène basse densité. Corvic, Welvic : PVC. Diakon : polymère acrylique. Evatane : copolymères EVA. Fluon : PTFE. Maranyl : polyamides 66. Melinex : film polyester. Perspex : feuille acrylique. Propafilm : film de polypropylène orienté. Propathene : polypropylène. Viclan : PVdC. Victrex : polyéthersulfone.

# ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Bimestriel N° 18 - Juin/Juillet 1981 - 18 F



SWISSE : 5,00 FS - TUNISIE : 2070 MIL - CANADA : CAN 5 2<sup>me</sup> - ESPAGNE : 200 PESETAS - ITALIE : 480 LIRE - BELGIQUE : 145 F.B.

## Société Parisienne d'Édition

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

Président-Directeur Général ; Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard.**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**  
Coordinateur Technique : **Jean-Marc Le Roux**

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



Advertising International Manager : **Michel Sabbagh**  
Chef de Publicité : **Francine Fohrer**

Ont participé à ce numéro : **J. Bellin, J. Ceccaldi, R. Charles, J. De Neff, P. Gueulle, D. Jacovopoulos, H. Kadima, P. Lemeunier, J.-F. Renaud, D. Pasquet, J. Sabourin, J. Trémoilières.**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à  
**60 000 exemplaires**

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.  
1 an (6 numéros) : **87 F (France) - 110 F (Etranger)**

Copyright 1981 - Société Parisienne d'Édition  
Dépôt légal 2<sup>e</sup> trimestre 1981 N° éditeur : 901

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1<sup>er</sup> de l'article 40).  
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

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

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

## SOMMAIRE



Une pompe à chaleur : le module Peltier 5



Principes et applications des codecs 11  
L'amplification H.F. en classe E (fin) 19  
Conversion binaire/BCD en logique combinatoire 37  
Les alimentations régulées en courant 75



Translation de la page graphique haute résolution du système Apple II vers la gauche 31  
Réalisation d'un clavier ASCII à partir d'un clavier hexadécimal 115



Typologie des chaînes de mesure 43  
Synthèse de fonctions en calcul analogique 49



Emploi des triacs sur charge inductive 55  
Le Quadrafet : principe et applications (fin) 91



De l'effet Kirlian à l'aura humaine 99

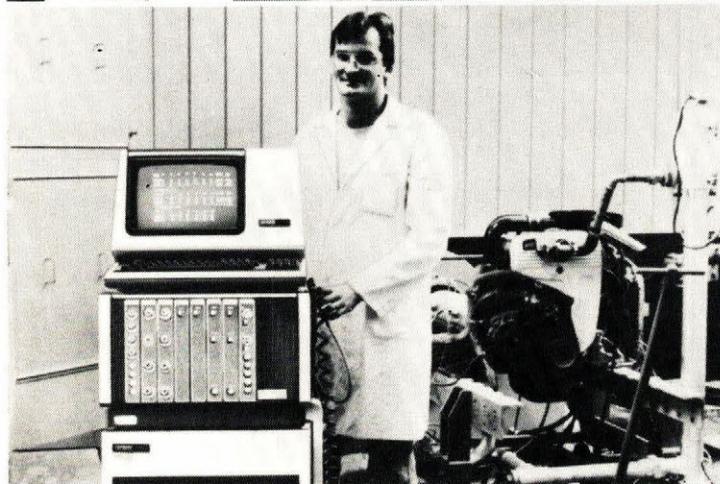
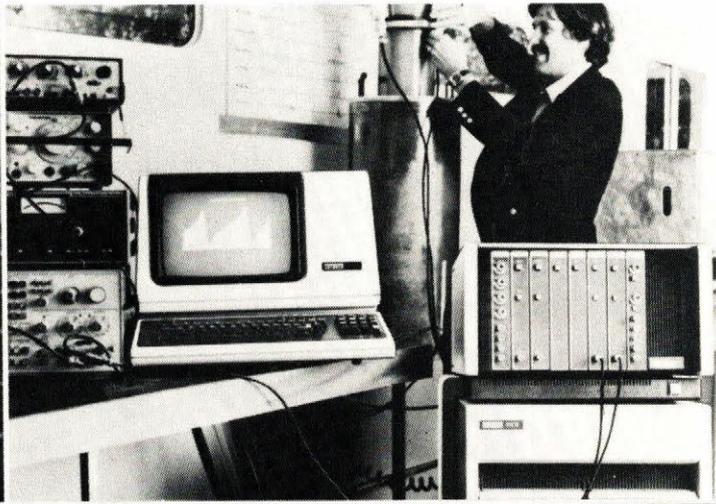
Fiches techniques : diviseurs de fréquence UHF 61  
La structure de la matière (fin) 105  
Nouveautés-Informations 117  
Bibliographie 126  
Cartes « Service-Lecteurs » 131 - 132

# MINC. Des données acquises plus rapidement. Davantage de temps pour les interpréter.

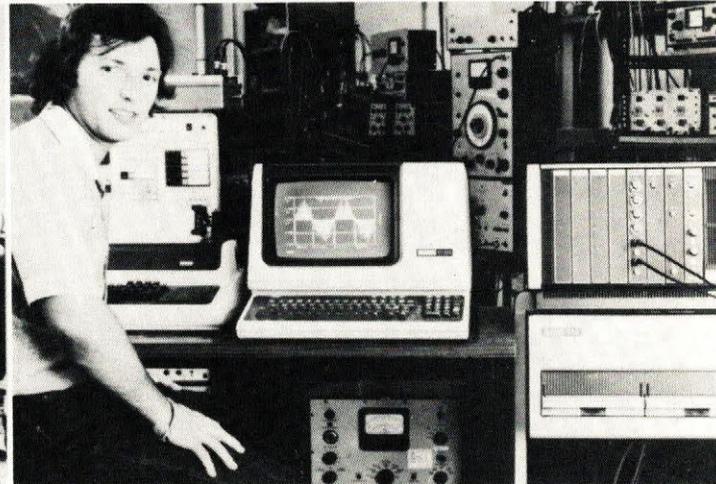
Electronique



Chimie



Mécanique



Recherche

MINC est un ordinateur-instrument polyvalent d'une grande facilité d'utilisation.

Grâce à un langage d'instrumentation, et à l'aide de commandes pas-à-pas, vous pouvez contrôler des instruments, acquérir un maximum de données avec une précision exceptionnelle, effectuer des calculs complexes et visualiser les résultats sous la forme de votre choix : graphiques, histogrammes ou tableaux.

En outre, vous pouvez stocker ces données pour les analyser au moment opportun.

Et pendant que vous utilisez l'information et analyserez les résultats, MINC pourra même continuer à travailler pour vous.

Avec MINC, vos données seront acquises plus rapidement et vous aurez davantage de temps pour les interpréter.

## Le contrôle d'instruments et l'acquisition de données entièrement informatisés à partir de 82760 F.H.T.\*

- \* 60 programmes d'application fournis gratuitement.
- \* Aucune expérience informatique nécessaire.
- \* Ajoutez vos propres programmes à la bibliothèque grâce à des langages faciles à apprendre, tels que le BASIC.
- \* Acquisition de données par voies analogiques ou numériques et par bus IEEE-488.
- \* Acquisition et restitution très rapides de données sur disques de grande capacité.
- \* Fait partie de la famille PDP-11.
- \* Entièrement compatible avec nos ordinateurs haut de gamme.
- \* Bénéficie d'une assistance-conseil téléphonique personnalisée et efficace.
- \* Créé par Digital, premier constructeur mondial d'ordinateurs scientifiques.

\* Prix au 1.10.80.

MINC vous laisse le temps de penser.

# digital

NOUS CHANGEONS LA FAÇON DE PENSER DU MONDE.

A renvoyer à :  
Digital Equipment France  
Département du Marketing  
18, rue Saarinen - Silic 225  
94528 Rungis Cedex - Tél. 687.23.33 +

Je souhaiterais recevoir de plus amples informations sur MINC.

Nom : \_\_\_\_\_

Fonction : \_\_\_\_\_

Société : \_\_\_\_\_

Adresse : \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_ Tél. : \_\_\_\_\_

Application : \_\_\_\_\_

M

L'utilisation des modules réfrigérants à effet Peltier vient à l'ordre du jour par l'aide qu'ils apportent à la miniaturisation des systèmes électroniques.

Sans les progrès des semi-conducteurs, ils auraient eu du mal à remplir cette mission. Une fois de plus c'est l'Electronique qui apporte elle-même un secours à sa propre existence.

## Une pompe à chaleur : le module Peltier

Mais qu'est-ce que l'effet Peltier ? C'est l'application, imaginée par un français vers 1834, d'un phénomène mis en évidence, 12 ans au paravant, par Seebeck dans un rapport soumis à l'académie des Sciences de Prusse. Il avait inventé la thermopile en chauffant, à des températures différentes, les soudures de deux métaux  $M_1$  et  $M_2$  assemblés en circuit (**fig. 1**). En (**a**), si l'on chauffe  $S_A$  alors que  $S_B$  est maintenue à une température voisine de  $0^\circ\text{C}$ , une différence de potentiel peut être observée dans la zone de coupure d'un des métaux. Selon le métal coupé, la d.d.p. se mesure dans un sens ou dans l'autre (**fig. 1-b**). Toutefois, il est évident que lors du chauffage en  $S_A$ , la conduction calorifique tend à modifier la différence de température en échauffant  $S_B$  et la tension en G diminue. On remédie à cet état de choses en formant un thermocouple relié au galvanomètre par des conducteurs intermédiaires (**fig. 1-c**) afin de compenser les variations de températures dues à la conduction. C'est le Châtelier, Inspecteur Général des Mines (mort en 1936) qui, au cours de ses recherches sur la pyrométrie, réalisa le couple Pt/Pt Rh (platine-rhodium) compensé avec des conducteurs cuivre et cuivre nickel que l'on utilise encore en thermométrie de haute précision.

Si, partant du montage de la **figure 1-b**, on alimente le circuit par un générateur de courant continu disposé entre A et B à la place de la résistance R, on assiste au phénomène inverse : « **création d'un flux calorifique entre  $S_A$  et  $S_B$**  ». C'est ce qu'on appelle l'effet Peltier du nom de « l'horloger » français qui en fit la constatation. On schématise, en considérant (**fig. 2**) un barreau formé de deux corps à la même température parcouru par un courant d'intensité I. Dans la zone Tc se produit un dégagement de calories et il est égal à :  $Q_p = \alpha TI$

$\alpha$  = coefficient de Seebeck

T = température absolue à la jonction.

Le produit  $\alpha T$  (en degrés K) porte le nom de coefficient Peltier et le terme  $\alpha$  caractérise le pouvoir thermoélectrique du couple considéré comme un semi-conducteur.

Cette relation peut encore s'écrire :  $Q_p = ep \cdot I$  dans laquelle la valeur ep est la F.é.m de contact. Par conséquent :

$$\alpha T \cdot I = ep \cdot I$$

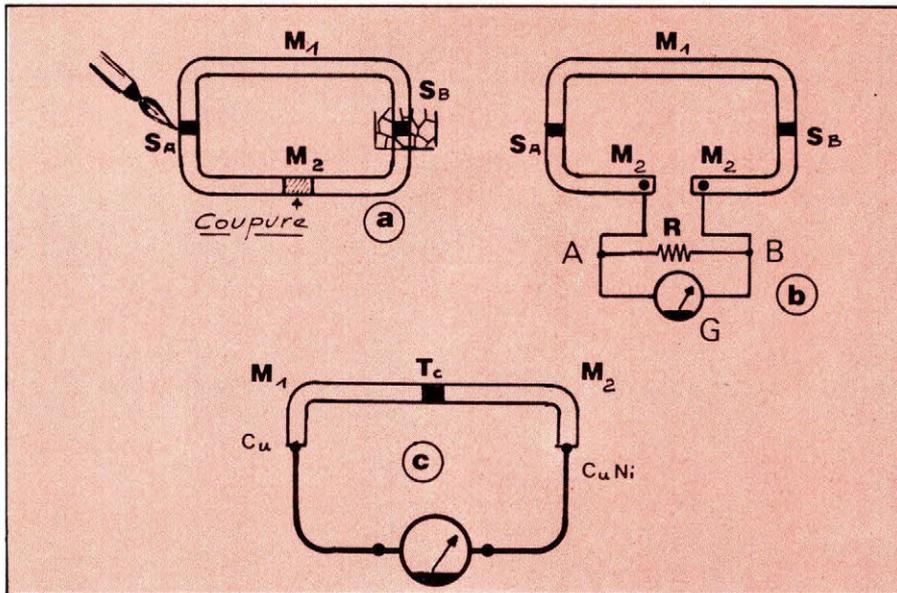


Fig. 1. — Principe de la thermopile.

Dans le circuit global tel que celui de la **figure 1-c**, la puissance totale absorbée résulte de la somme de deux dissipations calorifiques : celle due à l'effet Peltier ( $ep$ ) et celle engendrée par effet Joule dans les conducteurs dont la résistance totale est égale à  $R$ . En conséquence on peut écrire :

$$Q = R \cdot I^2 \pm ep \cdot I = P \pm Q_p$$

$Q$  peut en effet prendre 2 valeurs en fonction du sens de passage du courant :

$$Q_1 = R \cdot I^2 + ep \cdot I$$

$$Q_2 = R \cdot I^2 - ep \cdot I$$

En thermodynamique, l'état instantané correspondant à chacun des stades du cycle porte le nom « d'entropie » qui s'écrit  $dS$  et a pour valeur :

$$\frac{\delta q}{T}$$

laquelle est réversible. C'est ce que, partant du théorème de Carnot (Sadi Carnot - 1824), W. Thomson plus connu sous le titre de Lord Kelvin (1824-1907), a explicité en définissant la **chaleur spécifique de l'électricité** ou coefficient de Thomson ( $\tau$ ).

Ce paramètre exprime la relation entre la quantité de chaleur, **rayonnée** ou **absorbée**, par une portion ( $dx$ ) de conducteur soumis à un gradient de température ( $dT/dx$ ) et parcourue par un courant de densité déterminé  $J$  :

$$\frac{dQ}{dT} = \tau J \frac{dT}{dx}$$

ou

$$Qt = \tau I \frac{dT}{dx}$$

L'effet calorifique (rayonnement ou absorption) est donc réversible selon le sens de passage du courant c'est-à-dire que  $\tau$  peut être positif ou négatif. Le froid est produit (absorption) lorsque le courant a le même signe que  $dT/dx$  et que le coefficient de Thomson est lui-même positif (cas du fer).

### Le circuit thermo-électrique réversible

Les trois phénomènes étudiés par Seebeck, Peltier et Thomson sont parfaitement réversibles et caractérisent ce qu'il est convenu d'appeler une pompe à chaleur. Un module Peltier, nous allons le voir, aspire des calories qu'il dégage par ailleurs et vice versa. Seul, l'effet Joule, toujours présent, est irréversible.

La pompe à chaleur dont on parle tant et qui existe depuis que l'on fabrique du froid artificiel, semble avoir été inventée par un français en 1862, François Carré. Toutefois, l'application courante de la machine frigorifique ne remonte qu'aux années 1920 et l'idée de récupérer les calories prélevées aux matériaux à rafraîchir aurait pu être exploitée bien avant la recherche systématique

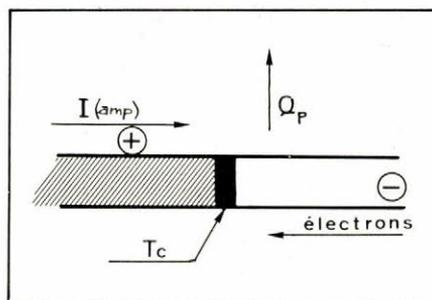


Fig. 2. — Mise en évidence de l'effet Peltier.

que actuelle de l'économie d'énergie. Cette récupération, soit dit en passant, s'applique d'ailleurs à beaucoup d'autres systèmes thermodynamiques.

Les dispositifs frigorifiques domestiques modernes, dont la **figure 3** donne le schéma, constituent les premières pompes à chaleur sur lesquelles on calque les dispositifs plus ou moins complexes offerts au public. Toutefois, rien n'empêche de composer la pompe à chaleur à partir du cycle à absorption dans lequel les faibles différences de températures autorisent un meilleur rendement en réduisant les pertes irréversibles (voir ci-dessus) et **inévitables**.

Le cycle de Carnot peut être appliqué à la pompe à chaleur pour définir le rendement idéal résultant de l'écart des températures :

$$\eta = \frac{T_c - T_f}{T_c}$$

avec :

$T_c$  = température de la source chaude ;

$T_f$  = température de la source froide ;

Dans le module Peltier,  $\eta$  est défini par le rapport entre la quantité de calories à retirer dans l'unité de temps ( $P_f$ ) et la puissance totale à fournir en énergie électrique ( $W$ ).

$$\eta = \frac{P_f}{W}$$

$W$  est composée de l'énergie nécessaire à vaincre la f.é.m. de Seebeck définie plus haut ( $\alpha TI$ ) et de la dissipation Joule ( $R \cdot I^2$ ). On peut calculer la différence idéale de température résultant de l'écart entre le froid et le chaud ( $T = T_c - T_f$ ), en annulant la dérivée  $dT/dI$  pour trouver sa valeur maximum :

$$\frac{d(T_c - T_f)}{dI} = 0$$

En effectuant, on trouve que, dans ces conditions, l'optimum a pour valeur :  $T_c - T_f = 1/2 Z T_f^2$  ou  $Z = 2 T_f^2 (T_c - T_f)$ ,  $Z$  étant le facteur de qualité d'un matériau thermo-électrique tenant compte des caractéristiques thermique et électrique (conductance calorifique et résistivité électrique).

A partir de la valeur  $Z$  ainsi établie, on détermine le meilleur rendement en annulant la dérivée :

$$\frac{d\eta}{dI} = 0$$

Lequel a pour limite la valeur établie par le théorème de Carnot mais

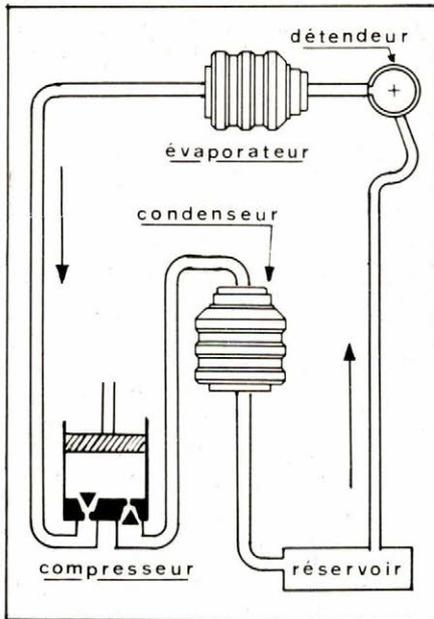


Fig. 3. - Principe d'un dispositif frigorifique moderne.

cette fois en considérant l'absorption calorifique soit :

$$\eta = \frac{T_f}{T_c - T_f}$$

### Construction des modules Peltier

L'optimisation du rendement, et donc celle du facteur de qualité, conduit à la recherche de matériaux répondant à la valeur de :

$$\frac{\alpha^2}{\rho \cdot k}$$

la plus élevée possible puisque ce rapport correspond à Z avec :

$\alpha$  = coefficient de Seebeck ( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )

$k$  = conductibilité thermique ( $\text{W}/^\circ\text{C}/\text{cm}$ )

$\rho$  = résistivité électrique ( $\Omega/\text{cm}$ )

Z s'exprime en degré à la puissance -1 ( $^\circ\text{C}^{-1}$ )

Les courbes de la **figure 4** montrent les allures de variation de chaque paramètre et on remarque que l'optimum de Z (point Z') se situe à une intersection où la résistivité électrique et la conductance thermique sont relativement faibles tandis que la valeur  $\alpha$  est sensiblement élevée. Ce compromis exprime donc le fait que les matériaux semi-conducteurs sont les mieux adaptés. C'est sans doute pour cette raison que Peltier, qui avait inspiré le principe développé ensuite par Lord Kelvin, n'a pu donner à sa découverte une application valable au niveau industriel. Ce n'est, semble-t-il, que vers 1950 que les soviétiques ont tenté de substituer les éléments Peltier aux appareils de production du froid par absorption pour des ensembles de petites dimensions.

Comparés aux jonctions hétérométalliques, les matériaux dopés se sont avérés plus performants dans la composition des thermocouples. Se sont encore les composés telluriques qui donnent à l'heure actuelle les meilleurs rendements.

On peut, à titre de comparaison, noter quelques valeurs du pouvoir thermo-électrique Seebeck :

- couple Cuivre/Constantan =  $40 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- couple Ni-Ni/Cr =  $40 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- couple Argent/bismuth =  $77 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- couple au tellure de bismuth dopé =  $400 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ .

Le montage type de ce dernier couple prend l'allure du dessin de la **figure 5**. Il est constitué de deux jambes en tellure de bismuth ( $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ ) composées de la façon suivante :

Jambe P :  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$  (40 %) +  $\text{Sb}_2\text{Te}_3$  (60 %)

Jambe N :  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$  (80 %) +  $\text{Se}_3\text{Bi}_2$  (20 %)

( $\text{Sb}_2\text{Te}_3$  = tellure d'antimoine ;  $\text{Se}_3\text{Bi}_2$  = Sélénure de bismuth).

On peut compter, avec ce thermocouple, sur un Z d'environ  $2,3 \cdot 10^{-3} (\text{deg})^{-1}$ . Ce type d'assemblage répond à une nécessité de montage et d'encombrement mais, au lieu de souder chaque jambe, entre deux bandes conductrices formant ponts avec les jambes adjacentes, on pourrait très bien les souder dans le prolongement l'une de l'autre pour former le couplage en série.

Les pastilles semi-conductrices sont composées d'éléments obtenus par frittage. Un meilleur facteur de mérite (Z) serait obtenu, avec des matériaux cristallisés ( $3 \cdot 10^{-3} \text{deg}^{-1}$ ) mais au détriment de la robustesse qui est primordiale. La variation brusque des températures soumet en effet les substances métalliques à des contraintes justifiant une recherche de la rigidité des structures.

La représentation de la **figure 5** est exactement conforme à la réalité aux proportions près, un peu exagérées pour la clarté du dessin. Les pastilles P et N sont alternativement réunies par des barrettes de cuivre A, A<sub>1</sub>... A<sub>n</sub> du côté froid et B, B<sub>1</sub>... B<sub>n</sub> du côté rayonnement chaud. La **figure 6** montre la structure réelle d'une batterie Peltier (Transco) avec ses ailettes du côté réfrigérant et son carter de refroidissement du côté rayonnant. Le carter est muni

de deux tubulures cannelées pour raccordement à un circuit de fluide comportant 11 thermocouples en série, destinée à être alimentée sous 1,1 V/20 A. On construit toutefois des modules refroidissant par contact et dans ce cas les surfaces absorbante et radiante sont constituées d'une simple plaque de cuivre, isolée bien sûr, des barrettes de liaison, ce qui ajoute obligatoirement une perte due au contact thermique imparfait. Pour remédier à ce défaut, on assure les échanges thermiques directement sur les barrettes en pratiquant l'enrobage arasé dans un polymère. Cette disposition peut toutefois provoquer des circuits électriques indésirables notamment lorsqu'il s'agit de refroidir un dispositif à semi-conducteur : circuit intégré, transistor ou autre.

La véritable solution, tout au moins celle assurant le meilleur compromis isolement électrique contact thermique, c'est encore les plaques métalliques collées aux époxy comme celles fabriquées par Epoxy-Technology. Ce genre d'assemblage thermique est aussi praticable sur le côté de la surface à refroidir.

Lorsque une batterie similaire à celle représentée sur la **figure 6** est montée entre plaques, son épaisseur se trouve réduite à la valeur notée « e » sur la coupe CD.

Elle est d'environ 10 mm au total mais on fabrique aussi des types très performants dont l'épaisseur ne dépasse pas 3,8 mm. Certains modules sont étanches de façon à pouvoir être immergés du côté utile, afin d'assurer un meilleur échange thermique.

La bonne liaison thermique exige des surfaces parfaitement dressées et même polies, mais l'interposition d'un compound de contact est toujours nécessaire (epoxy, silicone ou huile minérale). Il est aussi possible d'assurer la liaison par soudure mais encore faut-il choisir un alliage à bas

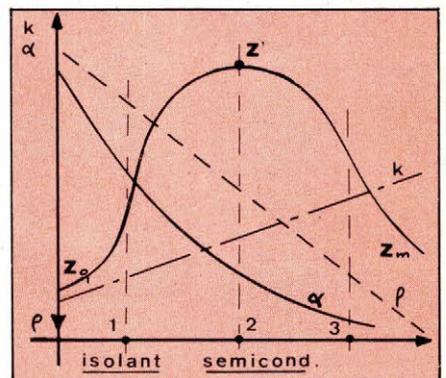


Fig. 4. - Courbes caractéristiques du module Peltier.

point de fusion (50 à 60 °C) et un flux compatible (voir notre numéro 10, pages 54 et suivantes). Certains produits à base de bismuth et d'indium conviennent à cette opération.

Les éléments Peltier courants autorisent des basses températures ne dépassant guère - 35 à - 40 °C dans les meilleures conditions d'emploi. Souvent les applications scientifiques modernes réclament des abaissements plus importants : - 60, - 100 °C et plus. On forme alors des montages en cascade de plusieurs modules superposés. La face froide du premier étage refroidit la face chaude du second et ainsi de suite. Par exemple un élément à 6 étages fabriqué par Marlow permet d'atteindre - 105 °C en quelques secondes. La stabilisation peut atteindre  $\pm 0,1$  °C avec réglage du courant à travers des thermistances.

Cette température de - 105 °C implique évidemment une mise en œuvre bien étudiée et nous n'avons mentionné cette valeur que pour situer le niveau de froid qu'il est possible d'obtenir avec les éléments thermo-électriques.

### Choix d'un thermocouple

On choisit le type le mieux adapté en partant de la différence  $\Delta T$  que nous avons définie comme étant l'écart entre les températures chaude ( $T_c$ ) et froide  $T_f$  (1). Toutefois,  $T_c$  résulte de la somme de 2 températures, l'ambiance  $T_a$  plus la température nécessaire à la création du flux radiateur/ambiance soit :

$$T_c = T_a + \delta t$$

On peut supposer, à priori, que le meilleur choix est celui qui porte sur une batterie développant un  $T_c$  aussi élevé que possible mais dans ce cas  $\Delta T$  augmente et le rendement diminue.

On peut donc conclure, comme

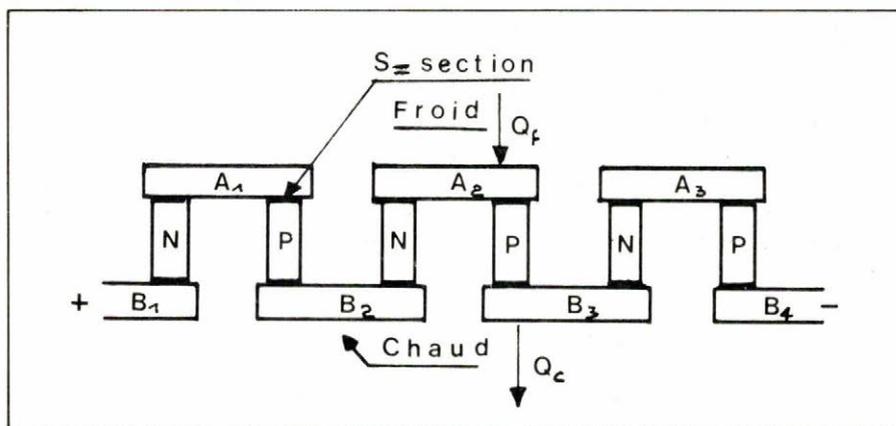


Fig. 5. - Montage du couple au tellure de bismuth.

## Table de températures caractéristiques

$T_c = 60$  °C ;  $DT = 32$  °C

	1	2	3	4	5	6	7	8...
V	0,8	1,2	1,6	2	2,4	2,8		
P	0,8	2,4	4,8	8,1	12,1	17		
$(Q_H) Q_c$	- 2,2	2,4	7,4	12,9	18,7	25		
$(Q_c) Q_f$	- 3	- 0	2,6	4,8	6,6	8		
COPR	- 379	0	53	59	54	46		
COPH	- 279	99	153	159	154	146		

pour la valeur de Z, que l'élément répondant à un problème donné procède d'une recherche de compromis entre les caractéristiques suivantes :

- la température du radiateur correspondant à la face chaude du module ( $T_c$ ) ;
- la différence de température entre le radiateur et celle à obtenir du côté froid  $\Delta T = T_c - T_f$  ;
- la valeur de la charge thermique à absorber évaluée en watts laquelle représente la somme de chaleur à pomper et des fuites diverses dont celle de l'ambiance ( $Q_f$ ) ;
- l'intensité du courant (I) ;
- la tension de fonctionnement (V) ;
- la puissance électrique absorbée (P) ;
- la chaleur à rejeter par le radiateur ( $Q_c$ ) ;
- le coefficient de performance de réfrigération (COPR) ;
- le coefficient de performance de pompage de chaleur (COPH) ;
- la conductance thermique moyenne de module (Km) ;
- la résistance électrique moyenne ( $R_m$ ).

Il s'agit donc d'une « équation » implicite puisque le nombre des inconnues est supérieur au nombre

des relations mathématiques caractérisant une solution possible. Les fabricants ont donc fait appel aux simulations pour optimiser un grand nombre de possibilités. Les courbes de la **figure 7** concernent un type de module fabriqué par Cambion ayant pour caractéristiques de construction :

- $\Delta T > 60$  °C
- $I = 5,5$  A
- $V = 6$  à  $8$  V
- $T_c = 50$  °C
- $Q_f = > 27$  W (à  $\Delta T = 0$ )
- $T_c = 125$  °C (max)

Avec cette famille de courbes on détermine les performances d'un module pour une température  $T_c$  déterminée qui, dans ce cas, est de 50 °C.

Le fournisseur peut aussi produire des données tabulées grâce auxquelles on peut définir les caractéristiques pour une température différente. La portion de table ci-dessus montre comment se présente la suite de valeurs figurant au catalogue Cambion pour une famille de modules. Une centaine de pages est consacrée à l'édition de ces tables. A titre d'exemple, nous reproduisons un type d'emploi décrit par ce constructeur.

On désire maintenir une surface à 28 °C ( $T_f$ ) dans une ambiance à 55 °C ( $T_a$ ).

La charge thermique totale ( $Q_c$ ) est évaluée à 15 W. On choisira un radiateur qui fonctionne au moins à 5 °C au-dessus de la température ambiante (voir ci-dessus).

$$\text{Soit : } T_c = T_a + 5 \text{ °C} = 60 \text{ °C.}$$

On cherche donc la table qui répond à  $T_c = 60$  °C et qui porte en tête cette valeur ainsi que celle de DT, qui dans le cas présent est :

$$T_c - T_f = 60 - 28 = 32 \text{ °C.}$$

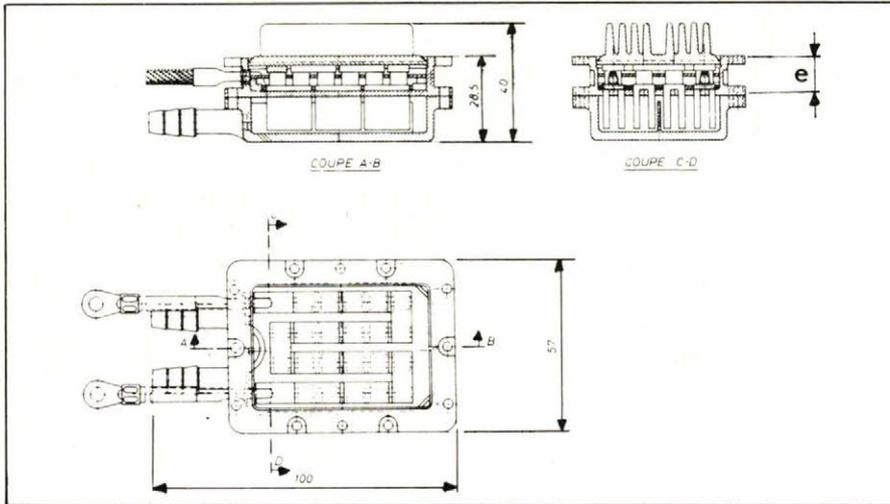


Fig. 6. - Vue écorchée et coupe d'une batterie.

On constate que plusieurs solutions sont acceptables dans la limite de la conductance thermique ( $k$ ) optimum c'est-à-dire celle répondant au type de convection adopté : naturelle, ventilée ou par circulation liquide. Cambion préconise les valeurs en °C/W suivantes :

- 2 à 0,5 °C/W pour convection naturelle
- 0,5 à 0,02 °C/W pour convection forcée
- 0,02 à 0,005 °C/W pour convection liquide.

« Les valeurs de  $k$  sont indiquées pour chaque type de module radiateur c'est-à-dire l'élévation de température au-dessus de  $T_a$  lorsqu'une quantité de chaleur de 1 W est pompée sur sa surface ».

### L'alimentation des thermocouples

La manière idéale d'alimenter les modules serait l'emploi d'accumulateurs mais c'est parfois un cas d'impossibilité.

En tout état de cause, l'ondulation résiduelle lorsqu'on produit localement du courant continu, doit être pratiquement nulle. On a intérêt à utiliser un courant parfaitement filtré en partant d'un générateur surdimensionné (transfo ou dynamo) avec redressement particulièrement soigné.

Lorsqu'il s'agit de refroidir des éléments de systèmes électroniques complexes il est possible de prélever la tension continue sur l'alimentation générale mais les précautions d'isolement entre circuits peuvent alors

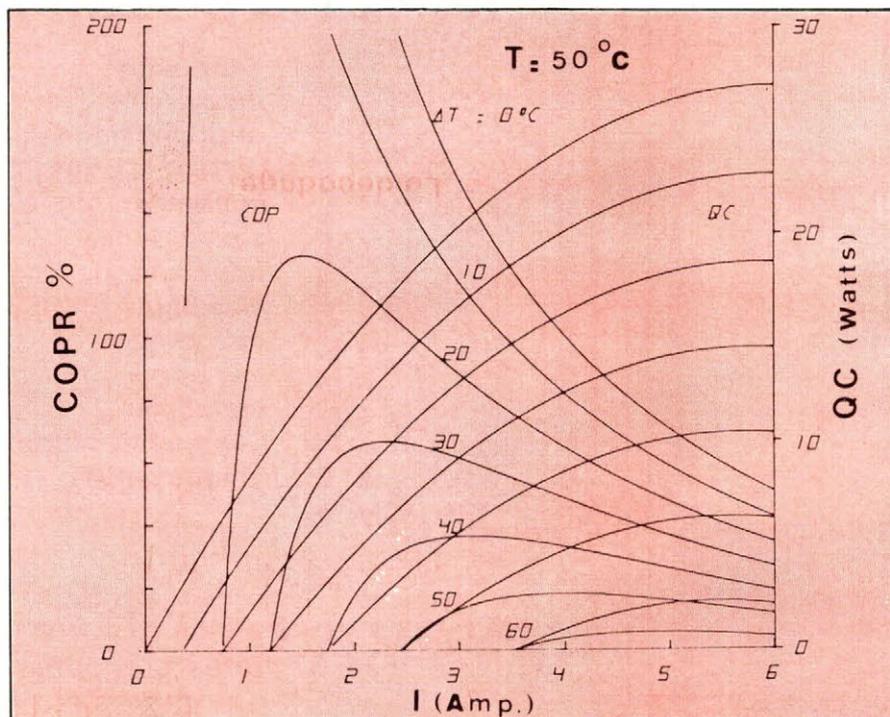


Fig. 7. - Courbes caractéristiques du module « Cambion ».

exiger la mise en place de composants limitant les risques d'interférence.

### La pompe à chaleur Peltier

Revenant à la théorie de l'effet Peltier citée plus haut, on peut faire usage de la formule pratique ci-dessous pour déterminer la charge d'un module :

$$Q_f = \frac{\alpha^2 \cdot T_f^2}{2 R_m} - k_m \cdot \Delta T$$

avec les valeurs déjà définies en se souvenant que  $\Delta T$  est la différence de température ( $T_c - T_f$ ) entre les deux faces du module et  $\alpha$  est le coefficient de Seebeck.

Il est clair que si la différence  $\Delta T$  tend vers zéro la valeur de  $Q_f$  est maximum ; si au contraire  $\Delta T$  est importante le flux  $Q_f$  tend vers sa valeur minimum. A la limite, la pompe à chaleur ne fonctionne plus.

La pompe à chaleur peut, nous l'avons dit, grâce à sa réversibilité, être utilisée comme générateur thermique. Les thermopiles dont nous avons évoqué l'emploi sont utilisables à partir de n'importe quelle source de chaleur y compris celle du rayonnement solaire. Plusieurs constructeurs se sont intéressés à cette application des thermocouples (Thomson-CSF, Alcatel, Westinghouse, Cambion, etc...).

En mettant à profit « l'effet de serre » qui emprisonne les calories du rayonnement solaire traversant une paroi de verre, on produit facilement et à bon marché de l'énergie électrique. On peut aussi faire usage de dispositifs de concentration à miroirs, plus efficaces mais aussi plus compliqués à réaliser.

Il semble que la thermo-électricité entre dans une phase nouvelle grâce au progrès de la technologie des semi-conducteurs. Déjà, les thermocouples apportent à la micro-électronique une aide considérable pour la climatisation des systèmes en ambiance contraignante.

P. Lemeunier

### Liste des principaux fournisseurs

- Cambion (Techmaton) 20, quai de la Marne, 75019 Paris, Tél. : 200.11.05
- Marlow (ISC) 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 608.52.75.
- Radiotechnique 130, avenue Ledru Rollin, 75540 Paris. Tél. : 355.44.99.

**MULTIPRECI**

MN 5102

# UN NOUVEAU MULTIMETRE signé

**ERP**  
**Jules Richard  
& Pékly**



## MULTIMETRE NUMERIQUE

MN 5102

- Sécurité d'utilisation : protections et bornes de sécurité.
- Autonomie > 1.500 h.
- Complet : 28 calibres et fonctions (V, I, Ω).
- Facilité d'emploi : 1 seul commutateur.
- Calibre supplémentaire V~ basse impédance - spécial électriciens.
- Précisions 0,1 %.
- Entrée directe 10 A.

pour toutes informations :

**Jules Richard  
& Pékly**

116, quai de Bezons, 95102 Argenteuil  
Tél. 982.09.36 - Télex : 698.719 F.

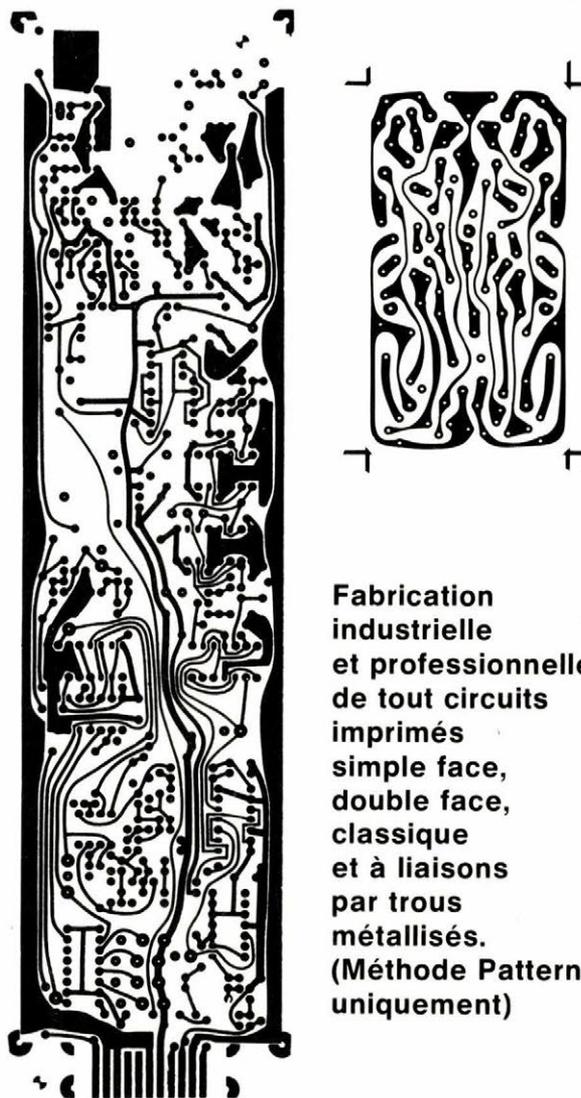
SERVICE-LECTEURS N° 248

**ELECTRO-CONCEPT**

CONCEPTION ET FABRICATION  
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

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

*Proto classique 48 heures.  
Proto métallisé 6 jours.*



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

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

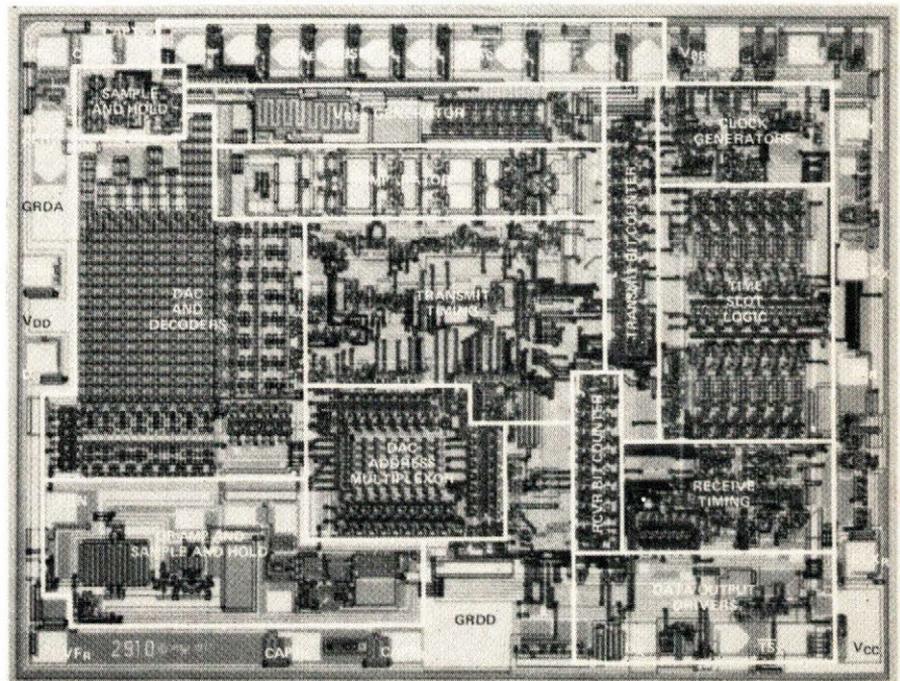
La technique de transmission utilisée par les administrations des télécommunications est la transmission analogique. Elle souffre de deux imperfections essentielles ; la distorsion, d'autant plus élevée que le nombre de répéteurs entre les stations en relation est plus grand et le multiplexage fréquentiel de plusieurs canaux, qui ne permet pas à la réception une séparation parfaite de ces derniers.

Dans un mode de transmission numérique, ces deux inconvénients disparaissent. Il est bien entendu nécessaire de coder au départ le signal analogique en signal numérique et de le recoder à l'arrivée.

# Principes et emplois des « codecs »

Cette technique peut être maintenant mise en œuvre à un coût raisonnable grâce aux progrès des techniques d'intégration. On peut réaliser, en un ou deux composants, le codage du signal analogique en signal numérique et la conversion inverse. Le système qui effectue le codage et le décodage est appelé « CODEC ».

L'article ci-après se propose de faire le point de la technologie actuelle des CODEC, avec rappel du principe et des lois du codage, et de donner les indications de base de leur emploi.



## Principe du codage

Le processus s'effectue par échantillonnage du signal analogique, et correspondance de la valeur de l'échantillon à un code numérique.

La gamme de fréquence de la voix humaine allant de 300 Hz à 4 000 Hz environ, l'échantillonnage doit être au double de la fréquence la plus élevée afin de conserver l'information (loi de *Shannon*), soit ici 8 kHz.

Chaque échantillon est ensuite converti en code numérique. L'oreille ayant une sensibilité qui suit une loi logarithmique, la correspondance entre l'échantillon et le code numérique est logarithmique.

La distorsion perçue est ainsi sensiblement constante ; et ce, que le signal d'entrée soit fort (personne parlant à voix haute) ou faible (personne parlant à voix basse), et le nombre de codes exigé est moins élevé pour une même intelligibilité.

A chaque impulsion d'horloge, la valeur analogique est mémorisée dans un condensateur ; le signal analogique est ainsi transformé en une suite d'échantillons (**fig. 1**).

Les administrations ont opté pour un codage numérique sur 8 bits, soit 256 codes possibles. La courbe logarithmique est en réalité approchée par une succession de segments ; cette limitation due à la technologie a en fait, un impact faible. Le standard est l'approximation de la courbe par 16 segments ; chaque segment est lui-même divisé en 16 niveaux.

Indiquons maintenant qu'il existe deux standards pour la courbe logarithmique. Le standard adopté par la majorité des administrations européennes est :

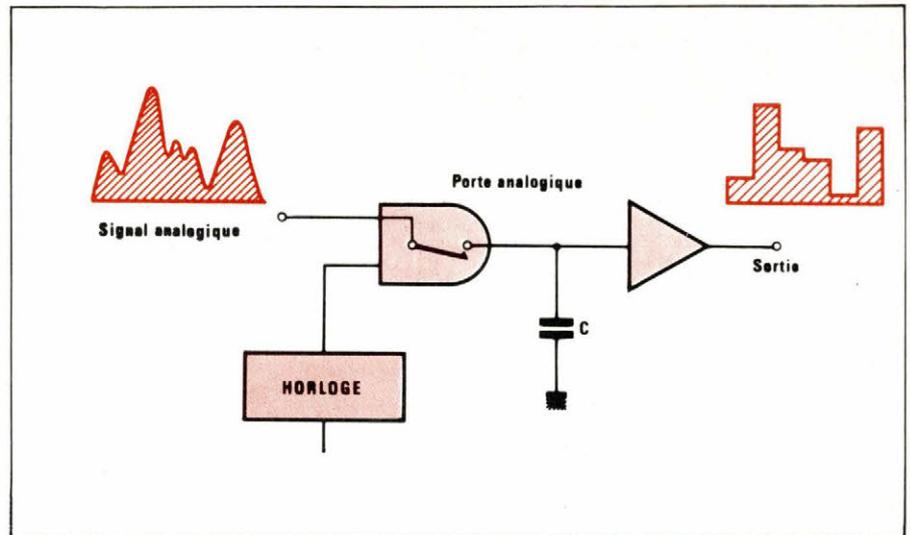


Fig. 1

$$F(X) = \text{Sgn}(X) \frac{1 + \log_{10} A|X|}{1 + \log_{10} A}$$

pour  $1/A \leq |X| \leq 1$

$$F(X) = \text{Sgn}(X) \frac{A|X|}{1 + \log_{10} A}$$

pour  $0 \leq |X| \leq 1/A$

où :

X représente le signal d'entrée ;

|X| l'amplitude de ce signal ramené à une variation entre - 1 et + 1 ;

sign(X) son signe

et  $A = 87,6$ .

Ce standard « Européen » est dit loi A.

Le standard adopté par l'Amérique du Nord-Est est :

$$F(X) = \text{Sign}(X) \frac{\ln(1 + \mu|X|)}{\ln(1 + \mu)}$$

avec  $\mu = 255$ .

Ce standard est dit loi  $\mu$ .

Remarquons que les constructeurs produisent des codecs répondant aux deux lois à la fois ; la sélection

entre les deux possibilités s'effectue par une broche du composant.

## Le décodage

Le décodage s'effectue par conversion des codes numériques en échantillons, et filtrage de la suite des échantillons. La correspondance des codes numériques aux valeurs des échantillons suit une loi inverse de celle du codage.

## Le multiplexage

La vitesse de transmission adoptée pour le système européen est de 2,048 bits/seconde. La fréquence d'échantillonnage étant de 8 kHz, nous avons un échantillon de 8 bits toutes les 125  $\mu$ s.

Or, en 125  $\mu$ s, une ligne de transmission peut passer 2 048 000 / 8 000 bits soit 256 bits. Par la suite, on peut placer 32 échantillons ( $8 \times 32 = 256$ ) issus de 32 lignes différentes sur une même voie de transmission.

La voie de transmission comporte

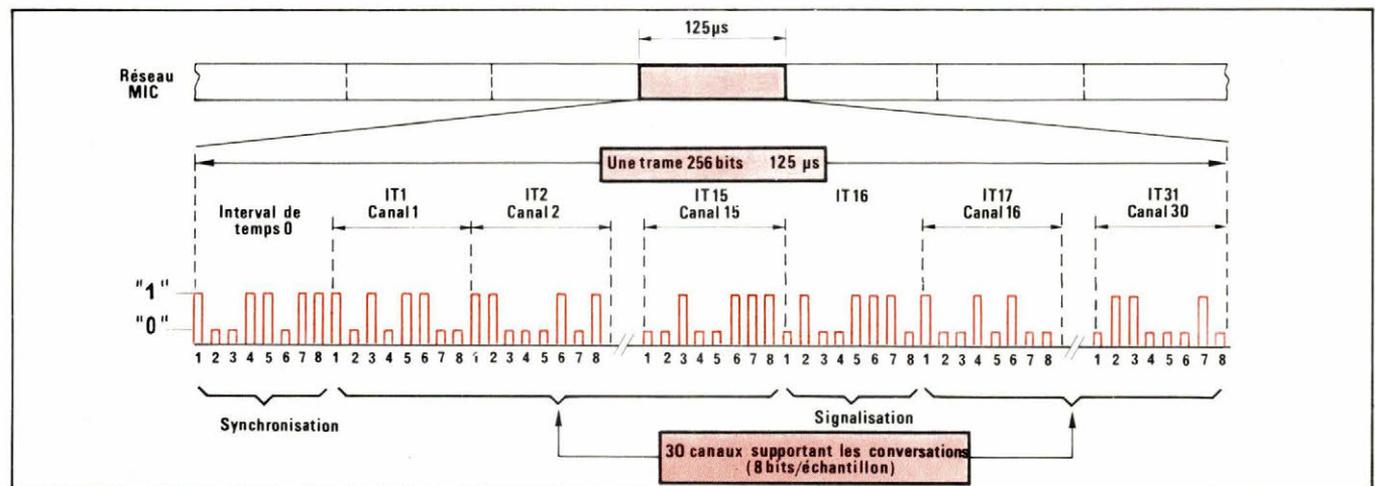


Fig. 2

donc 32 canaux (numérotés de 0 à 31). Sur ces 32 canaux, en fait, 1 est réservé à la synchronisation (canal Ø) et un second à la signalisation (canal n° 16) (fig. 2).

Certains systèmes partagent un codec pour 32 voies analogiques. Le multiplexage s'effectue alors au niveau des signaux analogiques. La réalisation est assez complexe, mais offre les avantages suivants :

- une consommation (par canal) réduite ;
- un coût par voie faible ;
- un faible nombre de boîtiers.

Une seconde approche consiste à utiliser un codec par canal et à multiplexer les signaux digitaux. La réalisation est plus simple que précédemment (vitesse de fonctionnement du codec plus faible, élimination des problèmes de diaphonie, etc.), mais la consommation globale et le nombre de boîtiers sont alors plus importants (fig. 3 a et b).

## Les produits disponibles

S'il existe aujourd'hui de nombreux codecs disponibles sur le marché, les constructeurs ne produisent pas encore de codecs intégrés avec ses filtres sur une même puce ; de tels circuits sont cependant près d'être commercialisés.

C'est ainsi que, dans le cadre d'un contrat de développement passé par la D.A.I.I. - Direction des

Affaires Industrielles et Internationales du Secrétariat d'Etat aux P.T.T. -, EFCIS a entrepris l'étude de cinq circuits destinés aux équipements de lignes d'abonnés.

Le circuit EF 7912 est un filtre de voie en technologie C-MOS conforme aux spécifications CCITT G 712. Ce filtre est présenté avec un brochage standard industriel.

Le circuit EF 7356 est un codec réalisé en technologie C-MOS, également conforme aux spécifications de la norme CCITT G 712. Il propose une compatibilité ascendante avec un standard du marché par la présence d'une broche programmant le niveau de puissance.

Le circuit EF 7360 et le circuit EF 7361 sont des circuits codec + filtre intégrés, le premier à accès série, le second à accès parallèle, réalisés en technologie C-MOS. Présentés avec des particularités et un brochage également retenus par d'autres grands fabricants de circuits intégrés internationaux, ces circuits sont destinés à devenir des standards industriels. Leur compatibilité de produits résulte d'une politique volontariste de la D.A.I.I. destinée à promouvoir l'existence de plusieurs sources de produits équivalents.

Enfin, le circuit EF 7336 est un circuit d'adressage statique ou dynamique multivoie pour voie MIC.

Le dernier Salon des Composants a vu, par ailleurs, l'annonce, en « première » mondiale, de la fabrication prochaine de quatre sources de circuits monolithiques (« codec » +

filtres), compatibles broche à broche : deux sources françaises : EFCIS et Eurotechnique ; deux sources américaines : Harris et National Semiconductor.

Chez ces constructeurs, l'échantillonnage est prévu pour le second semestre 1981. La production devrait débuter en 1982.

On notera l'absence de MHS dans ces accords. La société a cependant - depuis sa création - annoncé un codec intégré pour la mi-82...

Pour l'instant, deux tendances divisent les fabricants :

- intégrer sur deux puces le codec et le filtre ;
- intégrer sur une puce le codeur et son filtre, et sur une autre, le décodeur et son filtre (fig. 4).

## Les codecs à filtres séparés

Un produit typique est constitué par les codecs 2910 (loi  $\mu$ ) et 2911 (loi A) d'Intel. Ils doivent être associés au double filtre 2912 qui est du type à capacités commutées. Ce codec intègre la référence de tension, ainsi qu'une logique d'affectation et d'intervalle de temps. La consommation en fonctionnement est assez élevée de ce fait : 1 235 mW pour le 2911. Il dispose d'une fonction « stand-by » qui permet d'abaisser cette consommation à 35 mW.

L'intérêt de la technologie N-MOS réside dans le fait qu'elle permet une intégration aisée de la référence de tension.

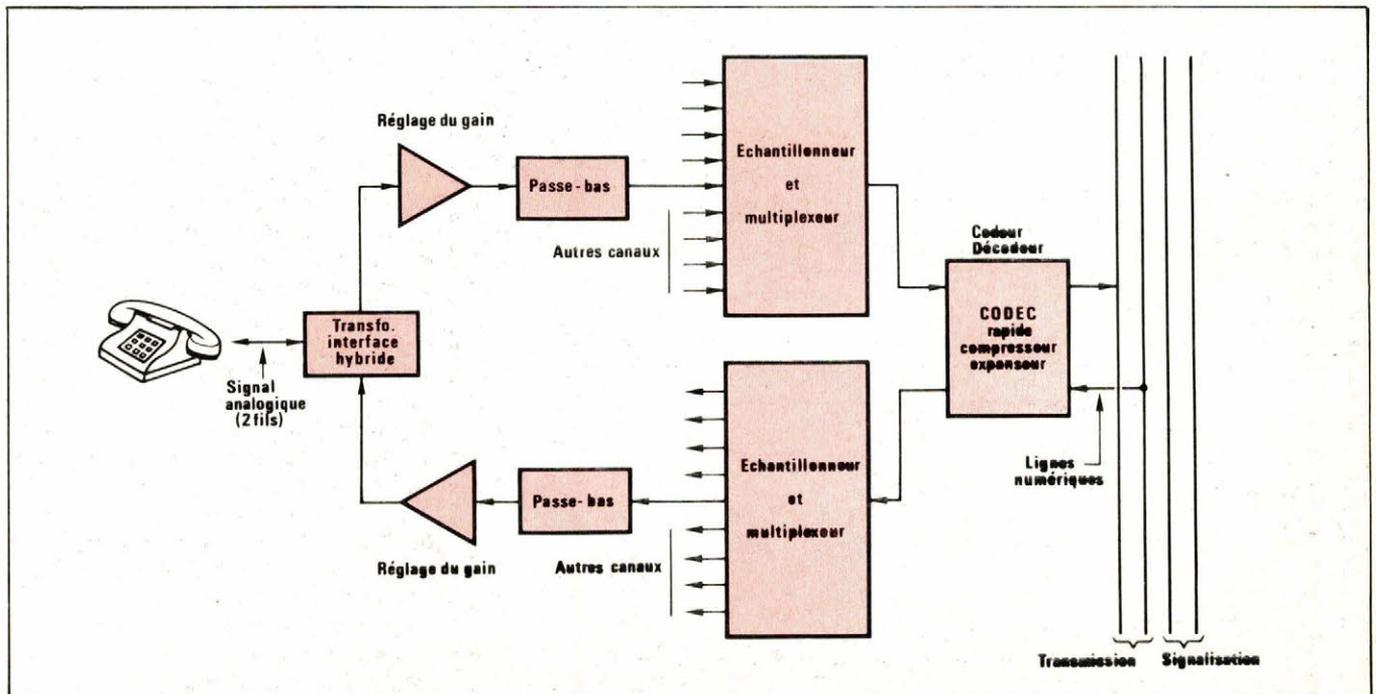


Fig. 3 a

Fabricant	AMI	Fair child	General Instrument	Intel	Mostek	Motorola	National Semiconductor	Signetics	Siliconix
Loi $\mu$	S 2900 codeur S 2901 décod.	$\mu$ A 5116 $\mu$ A 5151	AY3-9900 (2)	2910	MK 5160 MK 5116	MC 14407 (2) MC 14406	MM 58100 LF 3700	ST 100	DF 331 codeur DF 337, 334 (2) décodeur
Loi A	S 2902 codeur S 2903 décod.	$\mu$ A 5156	AY3-9900 (2)	2911	MK 5155	MC 14407 (2)	MM 58150 LF 3700	indisponible	DF 341, 342
Technologie	C-MOS	C-MOS	N-MOS	N-MOS	C-MOS	C-MOS	C-MOS bipolaire	I <sup>2</sup> L	C-MOS
Puce (mil <sup>2</sup> )	-	-	19 500	22 000	31 280	34 125	25 600 11 550	36 000	19 162 16 386
Nombre de puces	1 (1)	1	1	1	1	1	2	1	1 (1)
Filtre intégré	oui	non	non	non	non	non	non	non	non
Tensions d'alim.	2	1	2	3	2	1	2	3	2
Valeurs tensions	$\pm 5$ V	$\pm 5$ V	+ 9, + 5 V	+ 12, $\pm 5$ V	$\pm 5$ V	10-16 V	$\pm 12$ V	$\pm 12, + 5$ V	$\pm 7,5$ V
Mode d'opération	asyn/syn	asyn/syn	asyn/syn	asyn/syn	asyn/syn	asyn/syn	asyn/syn	asyn/syn	syn
Brochage	18 (codeur) 16 (décodeur)	16	24	24 22	24/16 16	28/24 28	28/20 22/20	24	14
Référ. tens. intégr.	non	non	inutile	oui	non	non	oui	non	non
Dissipation (typ) mW									
Mode actif	200 (av. filtre)	30	300	220	30	80	250	375	45
Mode « standby »	25	-	pas d'option	110	pas d'option	0,5	< 10	50 max.	pas d'option

(1) Codeur et décodeur séparés. - (2) Sélection de la loi par une broche.

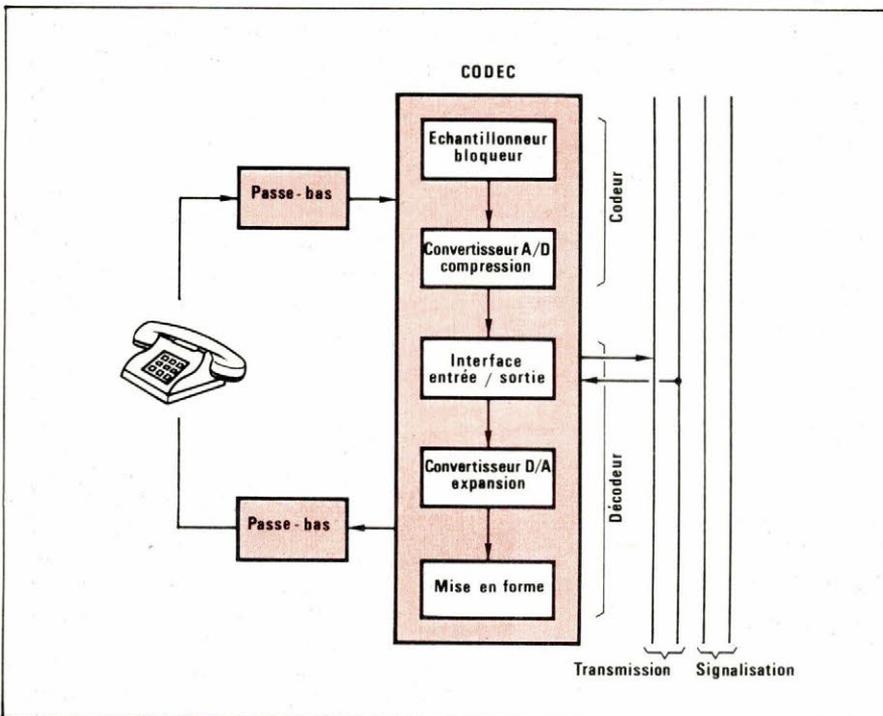


Fig. 3 b

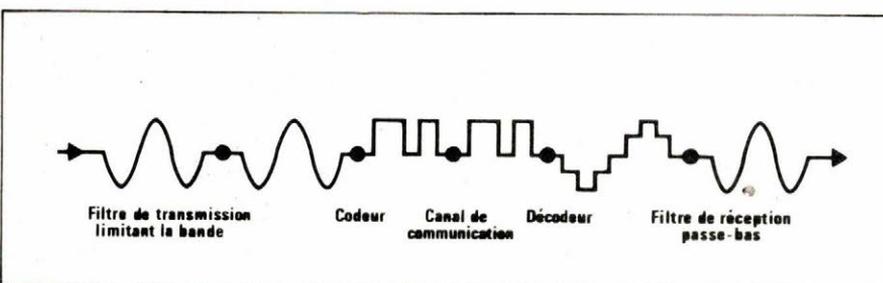


Fig. 4

Le MC 14407 est un autre codec du type à filtres séparés. Il est réalisé en technologie C-MOS. Sa consommation est de ce fait réduite par rapport au cas précédent (80 mW). Son filtre associé à la dénomination 14113 / 14114 (consommation du filtre 30 mW).

Ce codec est réalisé pour satisfaire à la fois aux lois  $\mu$  et A. La sélection entre les deux standards s'effectue par une broche.

Les deux standards diffèrent peu l'un de l'autre au niveau de la réalisation technique ; aussi de nombreux fabricants proposent deux versions de leurs circuits l'un pour la loi  $\mu$ , l'autre pour la loi A.

Ainsi, parmi les constructeurs, *National Semiconductor* propose le MM 58100 (loi  $\mu$ ) et le MM 58150 (loi A).

*Mostek* propose le MK 51150 pour la loi  $\mu$  et le MK 5156 pour la loi A.

*General Instrument* est représenté par le AY 3-9900, qui satisfait aux deux lois.

*Signetics* a développé pour sa part un codec en technologie I<sup>2</sup>L, le ST 100 (loi  $\mu$  uniquement). Ce codec a une consommation de 375 mW.

Les circuits à codage/décodage séparés

AMI a une approche particulière de ces circuits codec. Cette fonction est en effet, assurée par deux circuits, S 3501 et S 3502 ; l'un assurant le codage, l'autre le décodage ; les filtres sont inclus sur les circuits. La technologie utilisée est la C-MOS. La consommation totale est de 200 mW en fonctionnement et 25 mW au repos.

En dehors de ces réalisations, on peut noter les recherches de PMI, qui a réalisé un convertisseur N/A rapide, effectuant la compression/expansion de code. Il permet la réalisation de codecs partagés. Il a été baptisé « COMDAC ».

### Conclusion

Cette étude montre que la plupart des fabricants de semi-conducteurs sont dans la bataille des codecs. La compétition ne s'effectue plus seulement au niveau de la recherche, mais aussi de la distribution ; on voit aussi naître des secondes sources. (Texas Instruments est la seconde source de RCA et de Motorola ; Fairchild distribue également les produits Mostek, etc.).

### Bibliographie

M. Hourdequin et Cl. Massebœuf : « 20 millions de tests », revue des utilisateurs des systèmes de test Tektronix.

Annexe :

### Loi « $\mu$ » et loi « A »

Les besoins des systèmes de communication vocale ont donné naissance aux techniques de compression. L'étude des signaux sonores montre que le rapport, entre un signal « fort » et un signal « faible », peut atteindre plusieurs milliers.

Cela est lié à la sensibilité logarithmique des sens humains. De ce fait, les techniques de compression font appel à des lois du même type.

Deux schémas principaux sont utilisés en téléphonie :

- la loi  $\mu$  développée par Bell System, et utilisée par l'Amérique du Nord ;
- la loi A développée par le CCITT, pour l'utilisation en Europe.

Les deux lois peuvent être décrites par les équations suivantes :

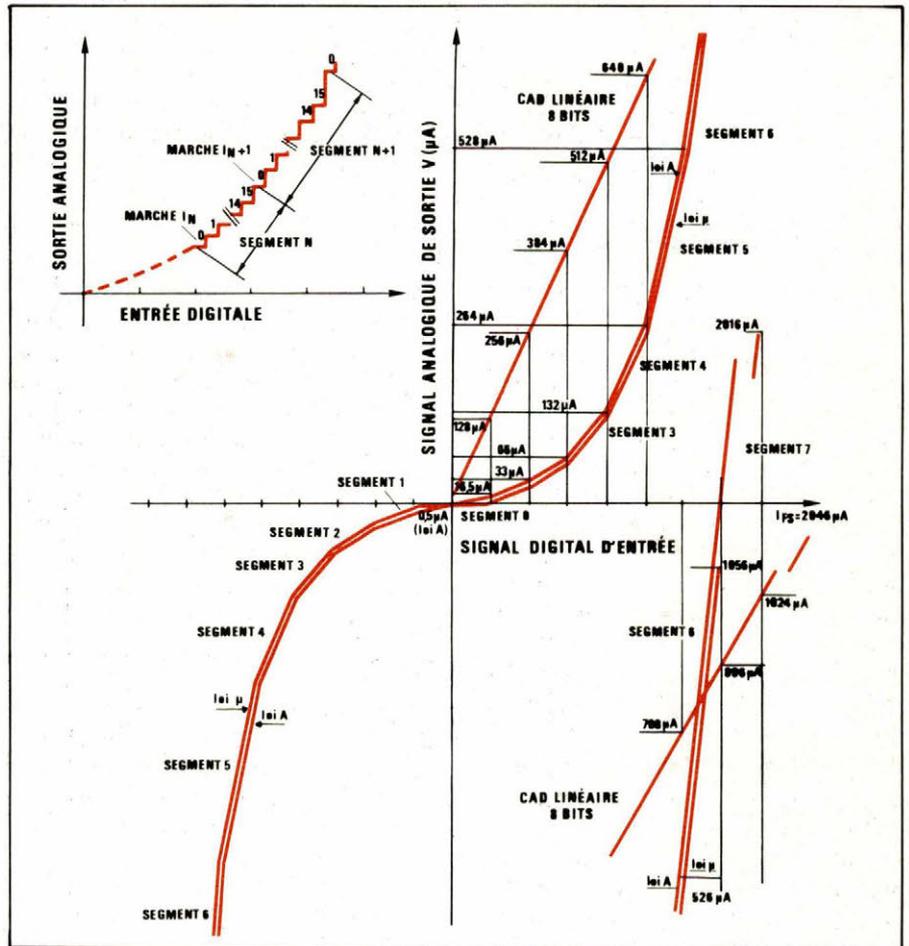


Fig. 5

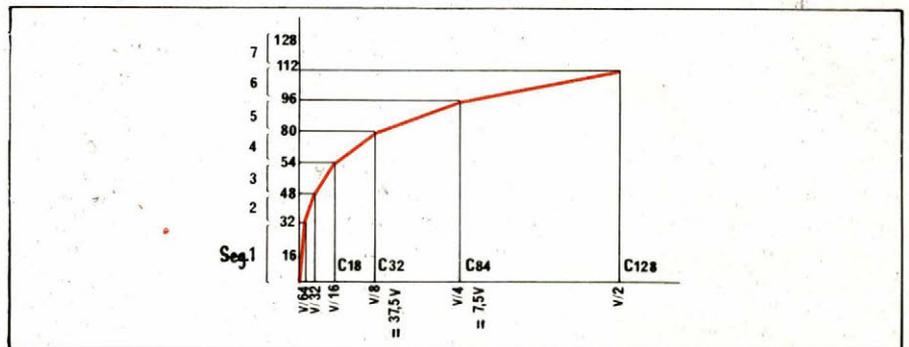


Fig. 6

– Loi  $\mu$  :  $Y = 0,18 \times \text{Ln}(1 + \mu|X|)$  sign(X) ;

– Loi A :  $Y = 0,18 \times (1 + \text{Log}_{10} |A|X)$  sign(X) pour  $1/A \leq |X| < 1$

$Y = 0,18 \times (|A|X)$  sign(X) pour  $0 \leq |X| \leq 1/A$

où X est le signal d'entrée ramené à l'unité, et Y le signal de sortie ramené à l'unité.

Soit :  $\mu = 255$ , et  $A = 87,6$ .

Dans un système de transmission par codage numérique de l'information digitale, ces techniques permettent de réduire efficacement le nombre de bits nécessaires pour coder un échantillon et cela en conservant la même intelligibilité. Ainsi la loi  $\mu$  permet, avec un code sur 8 bits, de couvrir une échelle de 72 dB, alors qu'il aurait fallu 12 bits pour couvrir

la même échelle avec un codage linéaire. La loi A permet quant à elle de couvrir par un codage sur 8 bits une échelle de 62 dB (fig. 5).

Afin de faciliter les réalisations techniques, les courbes décrites par les équations précédentes sont approchées par 16 segments de droites, répartis symétriquement de part et d'autre de l'origine (fig. 6). Chaque segment supporte 16 points de numérisation uniformément répartis. De ce fait, le code sur 8 bits est divisé en trois parties :

- le signe représenté par le bit de poids le plus fort (bit n° 7) ;
- le numéro de segment représenté par les 3 bits suivants (bits n° 6, 5, 4) ;
- la position sur le segment repré-

sentée par les 4 bits de poids faibles (bits nos 3, 2, 1, 0).

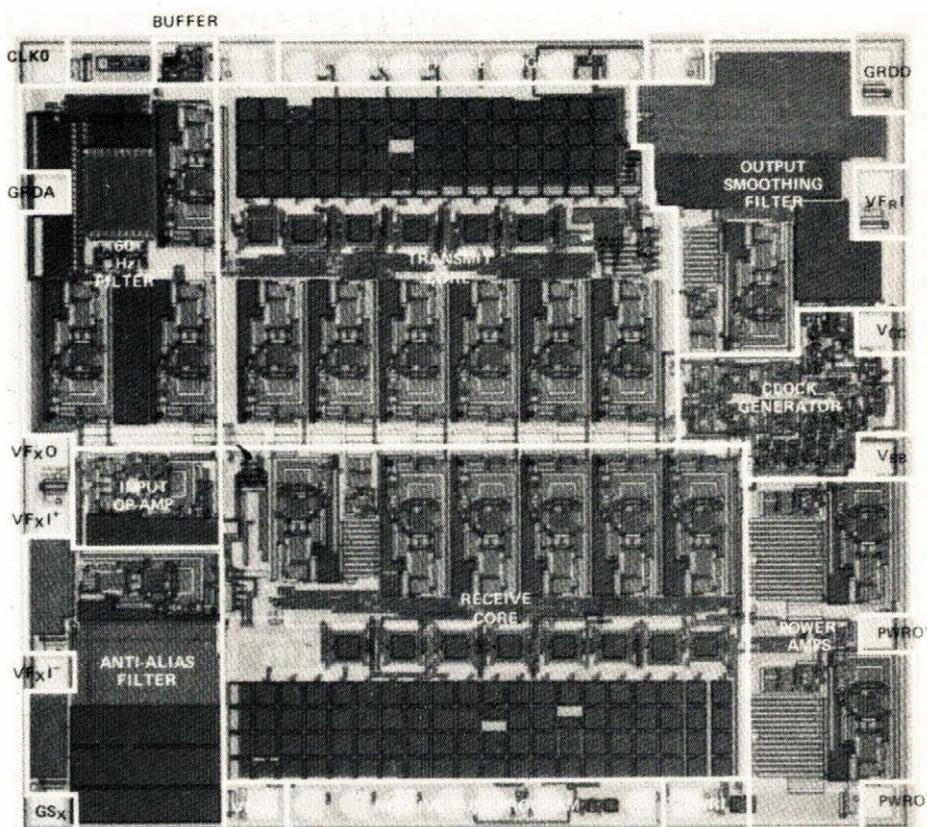
Pour la loi  $\mu$  sur un même segment, le pas d'incréméntation est constant et est le double de celui du segment précédent. L'écart entre le premier point d'une corde et le dernier point de la corde précédente est 1,5 fois l'incrément précédent.

Le point 0 sur le segment 0 correspond à une sortie de 0, cela quel que soit le signe (bit 7). Il existe donc 2 codes pour le zéro.

Pour la loi A, on retrouve le même principe, hormis le fait que le pas d'incréméntation est le même pour les deux premiers segments et, par suite, que l'écart entre le premier point du second segment et le dernier du premier est d'une unité.

Le point 0 sur le segment 0 correspond à une sortie d'une demi-unité. Il n'existe pas, par suite, de code pour signal analogique nul.

Pour ces deux lois, la fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz avec une tolérance de  $5 \cdot 10^{-5}$ , cela permet de passer un spectre de fréquences s'étendant jusqu'à 4 kHz.



La puce du filtre 2912 d'Intel. Le codec lui-même (2910) est représenté en début d'article.

## CIRCUITS IMPRIMÉS

**PROTOTYPES**  
Petites, moyennes  
et grandes séries  
Simple face, Double face  
Trous métallisés

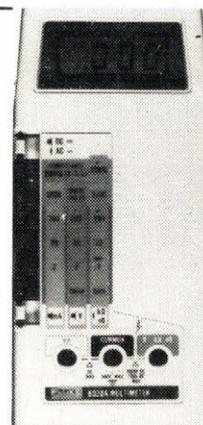
*Délais courts*  
*Devis par téléphone*

**CONSULTEZ-NOUS!**

**S. M. C. I.**  
18, rue des Frères-Lumière,  
93330 Neuilly-sur-Marne  
Tél. : 300.07.39

SERVICE-LECTEURS N° 247

**Fluke**  
**8020 A**



**Multimètre 2000points**

- ◆ fiable – robuste
- ◆ garanti 2 ans
- ◆ livré avec étui

**disponible**  
**chez...**

**GENERIM**

**907.78.78**



Distributeur agréé de MB Electronique,  
importateur exclusif FLUKE.

SERVICE-LECTEURS N° 246

# GEDIS FORMATION

## COURS APPLIQUÉS MICROPROCESSEUR 6800-6809

GEDIS propose une sélection de programmes de formation sur la famille Microprocesseur 6800, qui sont organisés soit chez GEDIS, soit chez nos Commettants.

Correspondant aux divers niveaux de l'INITIATION au SYSTÈME D'EXPLOITATION et à la MAINTENANCE-DÉPANNAGE des systèmes installés, tous ces cours entrent dans le cadre de la formation permanente.

Maintenance  
Dépannage  
des Systèmes  
à Microprocesseurs  
**3 JOURS**  
Mai  
**3.800 F**

Méthodologie  
de la Programmation  
**4 JOURS**  
Mai  
**13.000 F**

Utilisation  
des Microprocesseurs  
6800-6801-6803-6809  
en milieu Industriel  
**8 JOURS**  
Mai - Décembre  
**5.600 F**

Stage "6809"  
**4 JOURS**  
Juin - Novembre  
**2.600 F**

Stage Logiciel  
MDOS®  
**4 JOURS**  
Juin - Octobre  
**2.800 F**

La Pratique  
des  
Microprocesseurs 6800  
Niveau I  
**8 JOURS**  
Mai - Juin - Octobre  
**4.650 F**

Cours PASCAL UCSD  
**5 JOURS**  
Juin  
**6.300 F**

Documentation  
complète  
et Calendrier  
sur demande :

**GEDIS**  
**GO**

**VOTRE PARTENAIRE DISTRIBUTEUR**  
53, rue de Paris - 92100 BOULOGNE  
Tél. : 604.81.70 - TELEX 270191

### En Préparation :

- Stage 6800 - 16 Bits  
**Décembre 5 JOURS**
- Stage Logiciel CP/M  
**Novembre**
- La Robotique  
**Novembre**

A retourner à GEDIS  
53, rue de Paris  
92000 BOULOGNE  
Tél. 604.81.70 Madame MUZARD

M. \_\_\_\_\_  
ADRESSE : \_\_\_\_\_

SOCIÉTÉ : \_\_\_\_\_

TÉL. : \_\_\_\_\_

désire recevoir :

- le catalogue Cours  
 le catalogue GEDIS SYSTÈMES  
 le catalogue GEDIS COMPOSANTS  
 la visite d'un ingénieur technico-commercial

**BZC**

SERVICE-LECTEURS N° 242



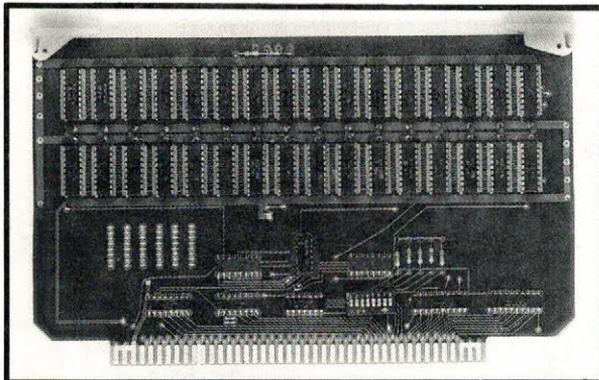
- ◆ alimentations de laboratoire
- ◆ blocs modulaires
- ◆ fabrication française

**disponible chez... GENERIM**

**907.78.78**



**CARTE MEMOIRE STATIQUE**  
Compatible au bus  
Exorciser® MOTOROLA



SYNOPSIS 87 27 79 79

- Capacité 16 K octets en 2 blocs de 8 K octets validables séparément.
- Temps d'accès 200 ns, horloge jusqu'à 2 MHz.
- Décodage par microswitch.

**PRIX EXCEPTIONNEL : 3 950,00 F HT**



**TOUTELECTRIC**  
DEPARTEMENT ELECTRONIQUE  
15, Bd Bonrepos BP 406  
31008 TOULOUSE CEDEX  
TEL. (61) 62.11.33 TELEX 531501 F

Bon à découper

Demande de documentation à retourner à :  
DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

15, Bd Bonrepos - BP 406 - 31008 - TOULOUSE CEDEX

Nom : ..... Fonction : .....  
Société ou Organisme : .....  
Rue : ..... N° : ..... Tél. : .....  
Ville : ..... Code Postal : .....

E.A.

**SIMULATEUR  
PROGRAMMATEUR  
DE MÉMOIRES**

**2716**

**2732**

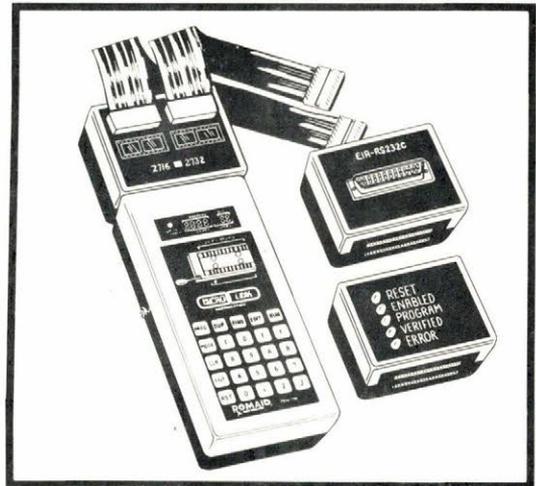
**2764**

**ÉMULE JUSQU'À**

**4 x 2716**

**4 x 2732**

**4 x 2764**



MEXGM 761



CORPORATION

**LE ROMAID 2704**

- Chargement direct depuis le système de développement.
- Sauvegarde par batterie.
- Éditeur.
- **Modules de programmation pour 2716 - 2732 - 2764.**



LE COUDE À COUDE  
DE L'EFFICACITÉ

**YREL**

DIVISION  
INSTRUMENTATION ET SYSTEMES  
Z.I. de Fourny - BP 40 - 78530 BUC  
Tél. 956.81.42 - Telex 696379F

Dans la première partie, nous avons exposé les idées de base et le fonctionnement physique de l'étage amplificateur HF en classe E.

Après un rappel des conditions qui régissent le comportement du circuit optimisé, nous nous proposons d'établir les relations fondamentales correspondantes. Nous disposerons ainsi de formules pratiques et fiables pour le calcul des éléments du circuit. Les sollicitations en tension et en courant du transistor de commutation retiendront également notre attention.

La procédure de calcul proposée sera appliquée à un montage expérimental dont les performances sont illustrées par quelques oscillogrammes.

# L'amplification H.F. en classe E (II)

## Les conditions de rendement optimal

Considérons le schéma de principe d'un étage en classe E (fig. 2-1).

La capacité totale  $C_1$  se trouve en parallèle sur le transistor de commutation. Comme nous l'avons montré dans la première partie, la forme d'onde de la tension  $u_{CE}$  est déterminée :

- par l'interrupteur, lorsque celui-ci est à l'état passant ;
- par la réponse transitoire du circuit extérieur, lorsque le transistor est bloqué.

Rappelons que l'obtention d'un rendement de collecteur élevé est lié à la réalisation des trois conditions suivantes :

1° La montée de la tension  $u_{CE}$  lors du blocage du transistor doit être retardée jusqu'à ce que le courant  $i_C$  soit tombé à zéro.

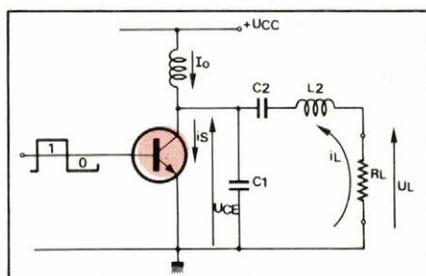


Fig. 2-1. - Schéma de principe d'un étage classe E avec transistor de commutation bipolaire  $i_S = i_0 + i_L$ .

2° La tension  $u_{CE}$  doit tendre vers  $U_{CEsat} (\approx 0)$  à la fin de la période de blocage, c'est-à-dire, à l'instant de remise en conduction du transistor.

A ce moment, la pente de la courbe de décroissance de  $u_{CE}$  doit être nulle.

La tension  $u_{CE}$  est à chaque instant celle qui existe aux bornes de  $C_1$  et sa forme d'onde sera une fonction du courant de charge  $i_L$  de cette capacité.

Les courants  $i_C$  dans le transistor et  $i_L$  dans  $C_1$  dépendent de la tension  $u_L$ , ou encore du courant  $i_L$  qui traverse cette dernière.

$u_L$  et  $i_L$  sont à leur tour une fonction de  $u_{CE}$ .

Tous les paramètres sont donc interdépendants.

Nous nous proposons d'exprimer les tensions et courants dans le circuit en fonction du courant continu  $I_0$  fourni par la source d'alimentation.

## Le courant $i_L$ est sinusoïdal

Nous supposons que le signal d'excitation d'entrée soit tel que les conditions de fonctionnement idéales ci-dessus soient remplies.

L'on pourrait étudier le comportement du circuit en analysant la ré-

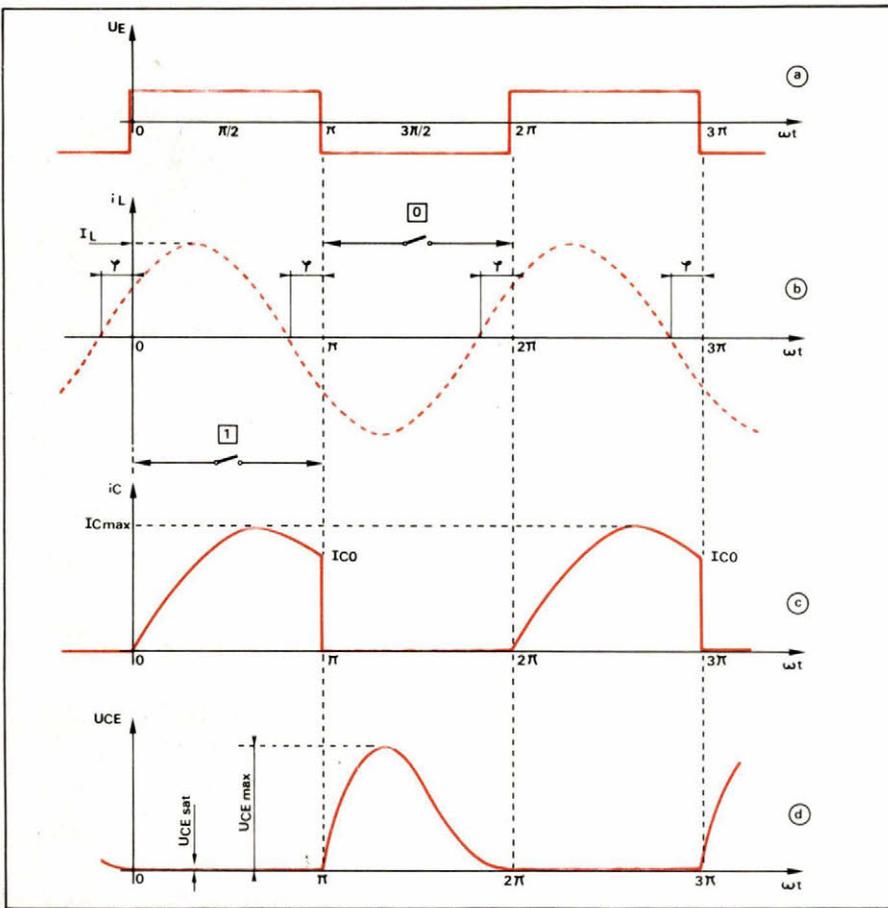


Fig. 2-2. - Les tensions et courants dans les conditions de travail optimales :

- a) signal de commande de base  $u_b$  à rapport cyclique 50 %,  
 b) le courant  $i_L$  est supposé purement sinusoïdal, déphasé d'un angle  $\varphi$  (à déterminer) par rapport à  $u_b$ ,  
 c) le courant  $i_C$  n'existe que dans les intervalles  $2k\pi < \omega t < \pi(2k+1)$ ,  
 d) la tension  $u_{CE}$  atteint  $U_{CEsat}$  avec une pente nulle à la fin de chaque période de blocage.

ponse transitoire de ce système du second ordre, à régime pseudo-périodique. Ceci conduirait, cependant, à des développements mathématiques très importants (bibl. 1-2). Une approche plus physique du problème permet d'établir entre les grandeurs qui déterminent le fonctionnement du système des relations à la fois simples et directement utilisables.

Prenons comme origine du temps l'instant où apparaît le front positif de la tension de commande  $u_b$ , et admettons les hypothèses simplificatrices suivantes (classe E optimisée, bibl. 2-1) :

- le rapport cyclique du signal de commande est de 50 % (fig. 2-2),
- le facteur de qualité en charge  $Q_L$  est suffisamment élevé pour que le courant  $i_L$  - et donc aussi la tension  $u_L$  - soient sinusoïdaux (pas de composantes harmoniques),
- les temps de commutation sont nuls.

Il existera un certain déphasage  $\varphi$  entre le courant sinusoïdal  $i_L$  et la tension de commande  $u_b$ , soit :

$$i_L = I_L \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (2-1a)$$

et on aura par conséquent aussi :

$$u_L = I_L \cdot R_L \cdot \sin(\omega t + \varphi) = U_L \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (2-1b)$$

Le déphasage  $\varphi$  sera encore celui qui existe entre  $i_L$  et l'origine de l'impulsion de courant de collecteur.

A la figure 2-2b, nous avons représenté la sinusoïde  $i_L$  avec un déphasage  $\varphi$  quelconque.

Les conditions de fonctionnement pendant le blocage du transistor interrupteur permettront de trouver les relations suivantes :

- la tension de collecteur (valeurs instantanée et de crête) en fonction de la capacité  $C_1$  ;
- la valeur du déphasage  $\varphi$  qui assure que  $u_{CE} = U_{CEsat}$  et  $du_{CE}/dt = 0$  à la fin du blocage ;
- l'amplitude du courant  $I_L$  dans la charge.

Les particularités du courant de collecteur  $i_C$  (amplitude et forme d'onde) peuvent être calculées en in-

roduisant les conditions de fonctionnement en régime de saturation.

A partir des relations de base ainsi établies, on pourra trouver les formules pour la détermination des valeurs numériques des éléments  $C_1$ ,  $C_2$  et  $L_2$  du circuit, ainsi que les sollicitations en tension et en courant du transistor commutateur.

## Le fonctionnement pendant le blocage

Le circuit série  $L_2CR_L$  présente, à la fréquence de commutation, une certaine réactance  $X$ , telle que :

$$Z_2 = R_L + jX$$

car sa fréquence de résonance  $f'_2$  est différente de  $f$ .

### Diagramme vectoriel des tensions

Le courant  $i_L$  étant supposé purement sinusoïdal, il produira aux bornes de la réactance  $X$  une tension  $u_x$  également sinusoïdale, mais déphasée de  $90^\circ$  par rapport à  $u_L$ .

La tension  $u_1$  aux bornes de  $C_1$  sera donc la somme vectorielle de  $u_L$  et de  $u_x$ , soit :

$$\vec{U}_1 = \vec{U}_L + \vec{U}_x = \vec{I}_L \cdot \vec{Z}_2 \quad (2-2)$$

Ceci peut encore s'écrire sous la forme :

$$u_1 = U_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (2-3)$$

avec

$$U_1 = I_L |Z_2| \quad (2-4)$$

$$|Z_2| = \sqrt{R_L^2 + X^2} \quad (2-5)$$

$$\varphi_1 = \varphi + \varphi_x \quad (2-6a)$$

$$\varphi_x = \arctg \left( \frac{X}{R_L} \right) \quad (2-6b)$$

La relation 2-2 devient finalement :

$$u_1 = U_L \sqrt{1 + \left( \frac{X}{R_L} \right)^2} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (2-7)$$

La tension  $u_1$  est une tension hypothétique, car elle ignore la présence de l'interrupteur qui est manœuvré périodiquement, et qui impose à la tension  $u_1 = u_{CE}$  une forme impulsionnelle (courbe d de la figure 2-2).

Moyennant quelques hypothèses simplificatrices, nous pouvons cependant admettre que l'amplitude  $U_1$  de cette tension hypothétique sera égale à celle du terme fondamental

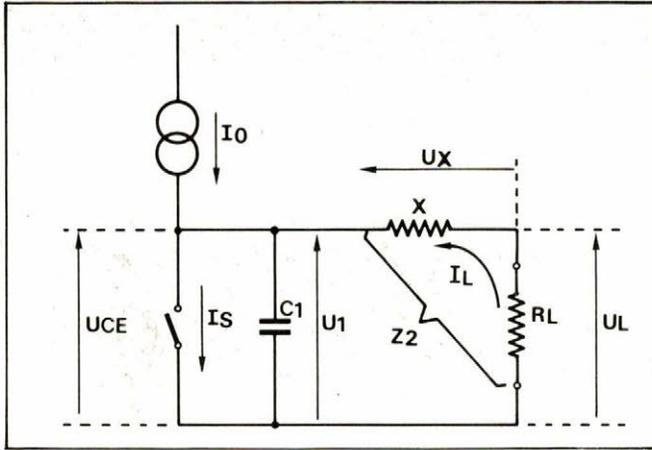


Fig. 2-3. — Schéma équivalent de la figure 2-1. Le courant sinusoïdal  $i_L$  fait apparaître aux bornes du transistor une tension hypothétique  $u_1$  de même forme, mais déphasée d'un angle  $\varphi_x$  par suite de la réactance du circuit de charge à la fréquence de commande.

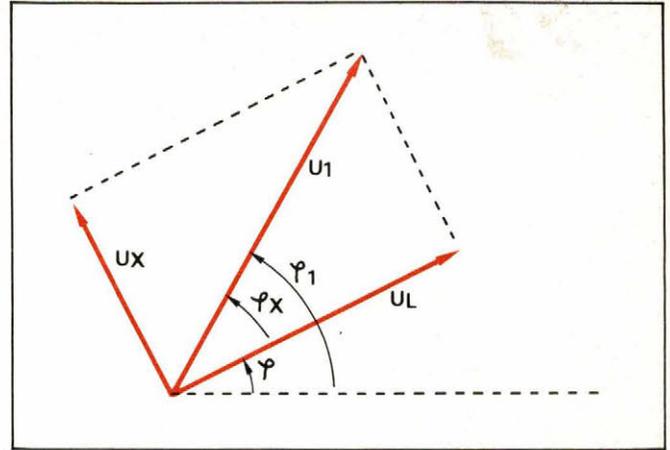


Fig. 2-4. — La tension  $U_1$  est la somme vectorielle de  $U_L$  et de  $U_x$ .

du développement en série de Fourier de  $u_{CE}$ .

Le courant de charge de  $C_1$

La bobine d'arrêt  $L_1$  ne peut être traversée que par un courant continu  $I_0$  fourni par la source d'alimentation. A la fin de la période de saturation ( $\omega t = \pi$ ), et donc aussi à l'instant de blocage, un courant sinusoïdal  $i_L$  traverse les éléments  $L_2$ ,  $C_2$ ,  $R_L$ .

Pendant toute la durée du blocage, le courant  $i_s$  n'est autre que le courant  $i_1$  qui charge la capacité  $C_1$ .

Si le circuit  $L_2$ ,  $C_2$ ,  $R_L$  était inexistant, seul le courant  $I_0$  chargerait  $C_1$  à courant constant, ce qui ferait apparaître à ses bornes une tension en forme de rampe linéaire.

En régime établi, le courant alternatif  $i_L$  se ferme, via  $C_1$  et s'ajoute par conséquent à  $I_0$  pour constituer le courant de charge  $i_1$  de  $C_1$ , soit :

$$i_s = i_1 = I_0 + i_L$$

ou encore :

$$i_1 = I_0 + I_L \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (2-8)$$

En nous référant aux schémas des figures de la première partie, le raisonnement qui précède conduit à y inverser le sens des flèches représentant le courant  $i_L$ .

La tension de collecteur

Dès l'instant de blocage, la tension  $u_{CE}$  est due à la charge de  $C_1$  par le courant  $i_L$ , dont une fraction  $I_0$  provient de la source d'alimentation qui servira également à fournir de l'énergie au système  $L_2$ - $C_2$ . Nous aurons donc :

$$u_{CE} = \frac{1}{C_1} \int_{T/2}^t i_1 \cdot dt = \frac{1}{\omega C_1} \int_{\pi}^{\omega t} i_1 \cdot d(\omega t) \quad (2-9)$$

et en introduisant pour  $i_1$  la relation (2-8), on trouve :

$$u_{CE} = \frac{1}{\omega C_1} [I_0(\omega t - \pi) - I_L [\cos(\omega t + \varphi) + \cos \varphi]] \quad (2-10)$$

expression valable entre  $\omega t = \pi$  et  $\omega t = 2\pi$ .

A la fin de la période de blocage, ( $\omega t = 2\pi$ ), lorsque le transistor est remis en conduction, on désire :

- que  $u_{CE} = U_{CEsat} \approx 0$ , et
- que la valeur  $U_{CEsat}$  soit atteinte avec une pente nulle.

La première condition, introduite dans 2-10, donne :

$$\frac{1}{\omega C_1} [I_0 \pi - 2 \cdot I_L \cdot \cos \varphi] = U_{CEsat}$$

d'où l'on tire :

$$\cos \varphi = \frac{\pi \cdot I_0 - \omega \cdot C_1 \cdot U_{CEsat}}{2 I_L}$$

Pratiquement,  $\omega \cdot C_1 \cdot U_{CEsat} < \pi I_0$ , ce qui permet d'écrire :

$$\cos \varphi = \frac{\pi I_0}{2 I_L}$$

La seconde condition s'obtient en écrivant que la dérivée de (2-10) :

$$\frac{du_{CE}}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega C_1} [I_0 + I_L \sin(\omega t + \varphi)] \quad (2-12)$$

doit être nulle, pour  $\omega t = 2\pi$ , (ou encore, pour  $\omega t = 0$ ) soit :

$$I_0 + I_L \cdot \sin \varphi = 0$$

d'où

$$\sin \varphi = \frac{-I_0}{I_L} \quad (2-13)$$

Le déphasage entre  $i_L$  et  $u_{CE}$

Les relations 2-11 et 2-13 donnent immédiatement

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{2}{\pi}$$

ou encore :

$$\varphi = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left( -\frac{2}{\pi} \right) = -0,567 \text{ rad} = -32,48^\circ \quad (2-14)$$

$$\cos \varphi = 0,84356 \quad (2-15)$$

$$\sin \varphi = -0,537 \quad (2-16)$$

Comme l'angle  $\varphi$  est négatif, la courbe  $b$  de la figure 2-2 doit être décalée (fig. 2-5) :

On notera que, pour  $\omega t = \pi$ ,

$$i_{L0} = -I_L \cdot \sin \varphi = +I_0$$

De même pour  $\omega t = 0$  et  $\omega t = 2\pi$ ,  $i_L = I_0$ .

**L'amplitude du courant dans la charge**

Pour  $\omega t = 0$  ou  $2\pi$  (début de la mise en saturation du transistor), théoriquement aucun courant ne tra-

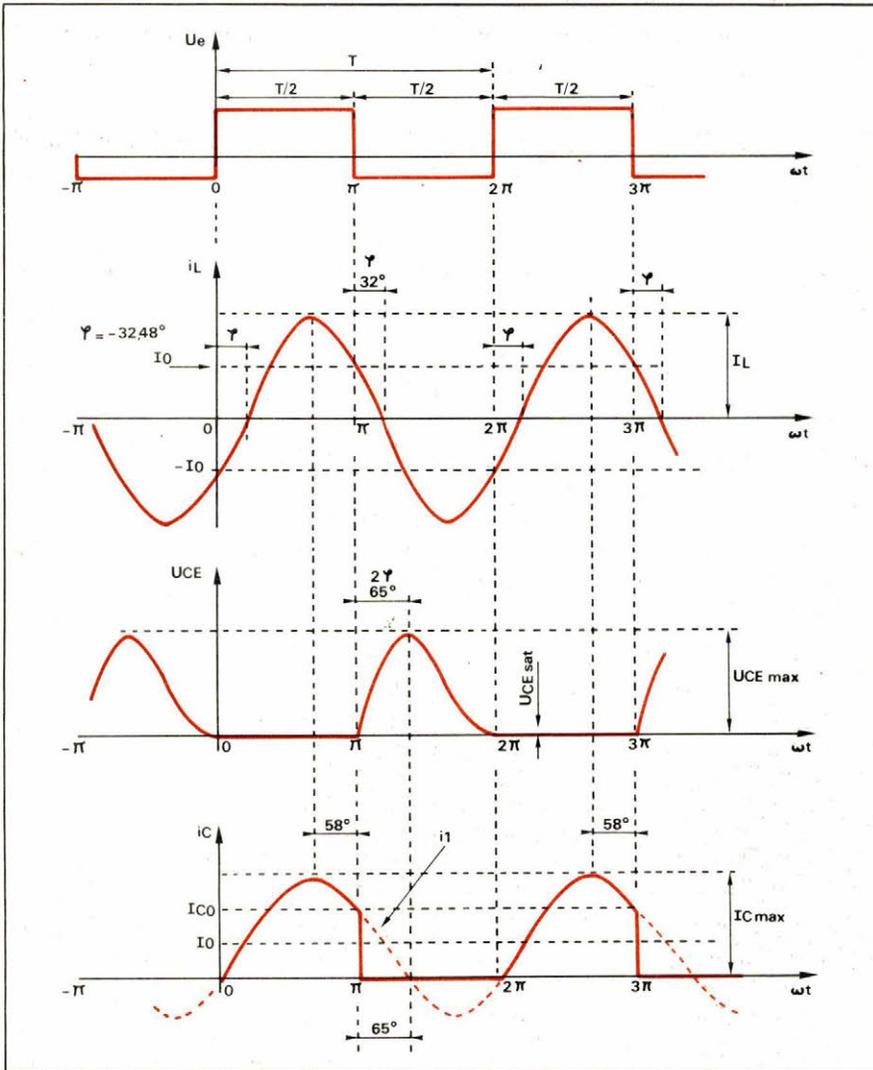


Fig. 2-5. — La figure 2-2 corrigée en ce qui concerne la courbe  $i_L$  en tenant compte du déphasage  $\varphi = -32,48^\circ$ . Entre  $\omega t = \pi$  et  $\omega t = 2\pi$ ,  $i_C$  est inexistant ; le courant  $i_1$  (partie hachurée) dans  $C_1$  fait apparaître la tension  $U_{CE}$ .

verse la capacité  $C_1$ , soit  $i_1 = 0$ . La relation (2-8) donne alors, avec  $\omega t = 0$  ou  $2\pi$  et  $\varphi = -32,48^\circ$  :

$$I_L = 1,86621 I_0 \quad (2-17a)$$

Cette relation peut encore se déduire de (2-11) qui donne :

$$I_L = \frac{\pi I_0}{2 \cos \varphi} \quad (2-17b)$$

La tension  $U_{CE}$  dans les conditions idéales

La tension aux bornes du transistor est donnée par (2-10) dans laquelle nous remplaçons  $\cos \varphi$  par 0,84356 et  $I_L$  par  $1,8621 I_0$ , d'où

$$U_{CE} = \frac{I_0}{\omega C_1} [\omega t - 1,57 - 1,8621 \cdot \cos(\omega t + \varphi)] \quad (2-18)$$

$$= \frac{I_0}{\omega C_1} \cdot F(\omega t),$$

valable pour  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$

La fonction  $F(\omega t)$  se compose :

- d'un terme linéaire en  $\omega t$
- d'un terme constant négatif
- et d'un terme cosinusoidal

La **figure 2-6** montre en trait plein l'évolution de  $F(\omega t)$  dans l'intervalle d'existence  $\pi$  à  $2\pi$ .

La **valeur de crête** de la tension de collecteur se produit à l'instant où la dérivée de  $U_{CE}$  s'annule. La relation (2-12) donne alors, en remplaçant  $I_L$  par sa valeur (éq. 2-17) :

$$\sin(\omega t + \varphi) = \sin \varphi \quad (2-19)$$

$$= \sin[(2k + 1)\pi - \varphi]$$

d'où :

$$\omega t + \varphi = (2k + 1)\pi - \varphi$$

et

$$(\omega t)_{\max} = (2k + 1)\pi - 2\varphi$$

$$= (2k + 1)180^\circ - 2(-32,48^\circ)$$

$$= 180^\circ + 65^\circ \quad (2-20)$$

Le maximum de  $U_{CE}$  se produit donc pour  $\omega t = 65^\circ + 180^\circ$ . (L'équation 2-19 admet une seconde solution de la forme  $\omega t + \varphi = \varphi + 2k\pi$ , soit  $\omega t = 0$  et  $\omega t = 2\pi$  qui correspond au minimum de  $U_{CE}$ , atteint à la fin de la période de blocage.)

La valeur de  $U_{CE\max}$  se trouve en introduisant la valeur  $\omega t = 1,13446$  rad dans (2-18), soit :

$$U_{CE\max} = 1,13446 \frac{I_0}{\omega C_1}$$

en supposant que  $C_1$  se décharge jusqu'à la valeur zéro.

En réalité,  $U_{CE}$  atteint, à la fin de la période de blocage, la valeur  $U_{CE\text{sat}}$ , d'où :

$$U_{CE\max} = U_{CE\text{sat}} + 1,13446 \frac{I_0}{\omega C_1} \quad (2-21b)$$

La relation 2-18, ainsi que la courbe en trait plein de la **figure 2-6** montrent que la tension  $U_{CE}$  croît, au début de la période de blocage, avec une pente à l'origine non nulle.

Par suite du temps de décroissance non nul du courant  $i_C$  à la fin de la période de saturation qui précède, l'allure de la courbe  $U_{CE}$  en fonction du temps sera légèrement parabolique à l'origine (voir 3<sup>e</sup> partie : « Pertes de commutation »).

## Le fonctionnement en régime de saturation

Le **courant de collecteur**  $i_s = i_C$  sera maximum à l'instant où le courant  $i_L$  passe par une valeur extrême, car la relation (2-8) devient maintenant :

$$i_C = I_0 + i_L \quad (2-22)$$

et le maximum aura lieu pour  $di_C/d(\omega t) = di_L/d(\omega t) = 0$ .

Avec  $i_L = I_L \cdot \sin(\omega t + \varphi)$ , cette condition conduit à :

$$\cos \varphi \cdot \sin \omega t - \sin \varphi \cdot \cos \omega t = 0$$

Le maximum de  $i_C$  correspond à :

$$\text{tg}(\omega t) = \frac{\cos \varphi}{\sin \varphi} = -1,5709$$

(avec  $\varphi = -32,48^\circ$ )

et, par conséquent :

$$(\omega t) = \text{arc tg}(-1,5709) + k\pi \quad (2-23)$$

$$= -57,52^\circ + k \cdot 180^\circ$$

Les valeurs de  $(\omega t)$  qui correspondent à  $I_{C\max}$  sont donc  $-57,52^\circ$ ,  $180^\circ - 57,52^\circ$ ,  $360^\circ - 57,52^\circ$ , etc.

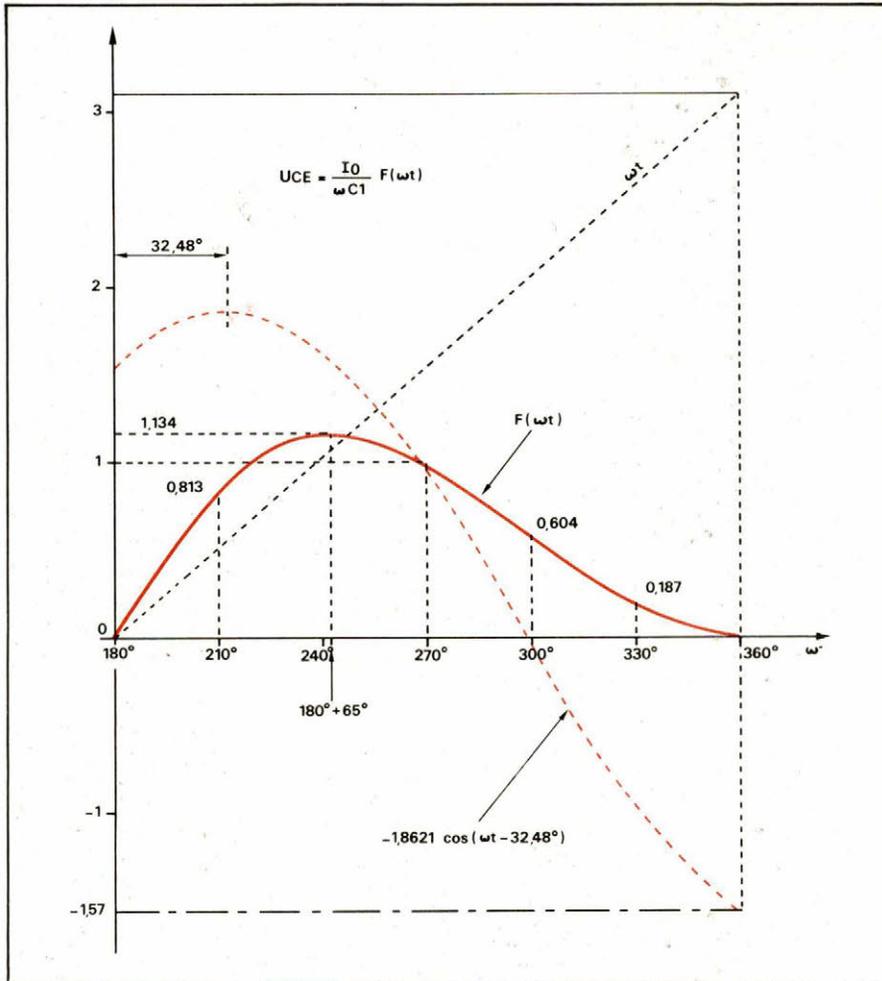


Fig. 2-6. — La fonction  $F(\omega t)$  en trait plein, et ses trois composantes.

Le courant  $i_c$  n'existe que pendant les intervalles compris entre  $\omega t = 0$  et  $\omega t = \pi$  et d'une manière générale, pour  $2k\pi \leq \omega t \leq (2k + 1)\pi$ .

En introduisant dans 2-22 la valeur  $\omega t = 180^\circ - 57,52^\circ$  et  $\varphi = -32,48$ , soit  $\omega t + \varphi = 90^\circ$ , on trouve :

$$I_{Cmax} = I_0 + I_L$$

ou encore

$$I_{Cmax} = 2,8621 I_0 \quad (2-24)$$

— A la fin de la période de saturation ( $\omega t = \pi$  ou  $[(2k + 1)\pi]$ ), le courant de collecteur est :

$$I_{Co} = I_0 - 1,8621 I_0 \cdot \sin \varphi$$

soit, tout simplement :

$$I_{Co} = 2 I_0 \quad (2-25)$$

(La présence d'harmoniques dans  $i_L$  conduira toujours à une valeur légèrement plus grande que  $2I_0$ ).

La photo A montre les oscillogrammes de  $i_{c2}$ ,  $i_L$  et  $U_{CE}$ , relevés sur un montage expérimental optimisé à 500 kHz, avec une tension de commande de 5 V crête-à-crête à l'entrée (fig. 2-13), rapport cyclique 50 %.

## Calcul des éléments du circuit

### 1° La bobine d'arrêt $L_1$

Le but de cette bobine est de forcer un courant continu dans ce circuit, ce qui impose la condition :

$$L_1 \geq \frac{10}{\omega^2 \cdot C_1} \text{ ou } L_1 \geq \frac{50}{Q_L} L_2 \quad (2-26)$$

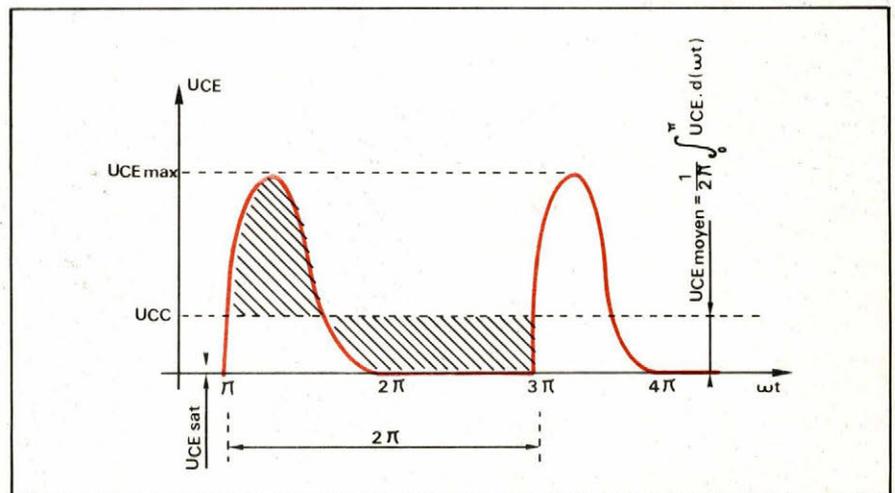


Fig. 2-7. — En négligeant  $U_{CEsat}$ , la valeur moyenne des impulsions de tension collecteur est égale à la tension d'alimentation  $U_{CC}$  ; sa valeur de crête atteint approximativement la valeur  $3,5 U_{CC}$ .

### 2° Valeur de $L_2$

La valeur de  $L_2$  sera déterminée par le choix du facteur de surtension en charge :

$$Q_L = \frac{\omega L_2}{R_L}$$

Une valeur élevée de  $Q_L$  assure une bonne réjection des harmoniques, tandis qu'une faible valeur de  $Q_L$  contribue à un rendement élevé (Bibl. 2-2).

On aura par conséquent une assez grande liberté dans le choix de  $Q_L$ , mais comme nous l'avons déjà montré dans la première partie de cette étude, une valeur trop petite de  $Q_L$  ne permettra pas à  $u_{CE}$  d'atteindre la tension de saturation à la fin de la période de blocage.

Pratiquement, on pourra adopter pour  $Q_L$  des valeurs comprises entre 4 et 12 et on calculera  $L_2$  par la relation :

$$L_2 = \frac{Q_L \cdot R_L}{\omega} \quad (2-27)$$

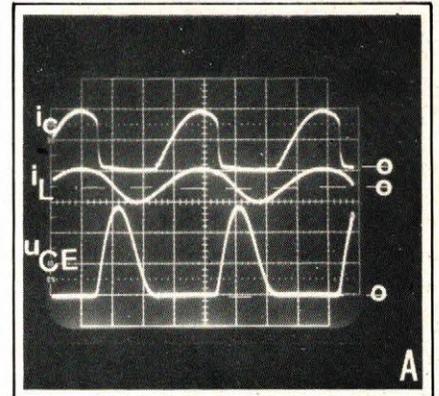


Photo A. — Oscillogrammes relevés sur le montage de la figure 2-13, calculé et optimisé à 500 kHz —  $U_{CC} = 15 \text{ V}$  ;  $R_L = 50 \Omega$ . Echelles :  $i_c$  : 0,2 A/div ;  $i_L$  : 0,5 A/div ;  $U_{CE}$  : 20 V/div.

### 3° Valeur de $C_1$

Si l'on néglige la chute de tension ohmique aux bornes de la bobine d'arrêt  $L_1$ , on peut dire que la valeur moyenne de  $u_{CE}$  sera égale à la tension d'alimentation, moins la tension de saturation du transistor (**fig. 2-7**), soit :

$$U_{CC} - U_{CEsat} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} u_{CE} \cdot d(\omega t)$$

(Les limites d'intégration  $\pi$  et  $2\pi$  sont déterminées par le domaine d'existence de  $u_{CE}$ .)

En remplaçant  $u_{CE}$  par sa valeur donnée par (2-18) on trouve, avec  $\sin \varphi = -0,537$

$$U_{CC} - U_{CEsat} = \frac{I_o}{\omega \cdot \pi \cdot C_1}$$

d'où :

$$\omega C_1 = \frac{I_o}{\pi(U_{CC} - U_{CEsat})} \quad (2-28)$$

Nous nous proposons de trouver une expression de  $C_1$  en fonction de la résistance de charge  $R_L$ .

Pour cela nous allons exprimer le courant continu  $I_o$  fourni par l'alimentation en fonction de la tension  $U_{CC}$  et de  $R_L$ .

La puissance fournie par l'alimentation :

$$P_o = U_{CC} \cdot I_o = P_d + P_s$$

**En ne tenant pas compte des pertes dues à la commutation.**

La puissance dissipée :

$$P_d = U_{CEsat} \cdot I_{cmoy} = U_{CEsat} \cdot I_o$$

La puissance utile HF :

$$P_s = P_o - P_d = I_o (U_{CC} - U_{CEsat}) \quad (2-29a)$$

ou encore, en fonction de  $I_L$  et de  $R_L$  :

$$P_s = I_{Leff}^2 \cdot R_L = \frac{1}{2} I_L^2 \cdot R_L \quad (2-29b)$$

En égalant les deux dernières expressions et en remplaçant  $I_L$  par  $1,8621 I_o$ , on trouve :

$$I_o (U_{CC} - U_{CEsat}) = \frac{1}{2} I_o^2 (1,8621)^2 R_L \\ = 1,7337 I_o^2 \cdot R_L$$

d'où :

$$I_o = 0,5768 \frac{U_{CC} - U_{CEsat}}{R_L} \quad (2-30)$$

L'étage de sortie étudié constitue donc, pour la source d'alimentation  $U_{CC}$  une charge qui peut être assimilée à une **résistance en continu**,  $R_o$ , telle que :

$$R_o = \frac{U_{CC}}{I_o} = 1,7337 R_L \frac{1}{1 - \frac{U_{CEsat}}{U_{CC}}} \quad (2-31a)$$

Et, si  $U_{CEsat} \ll U_{CC}$ , on peut adopter la relation pratique suivante :

$$R_o \ll 1,74 R_L \quad (2-31b)$$

En reprenant la relation (2-28) et en négligeant encore  $U_{CEsat}$ , la valeur de  $C_1$  peut se calculer en fonction de  $R_L$  par la formule :

$$C_1 = \frac{1}{\pi \cdot \omega \cdot R_o} = \frac{0,1836}{\omega \cdot R_L} \quad (2-32a)$$

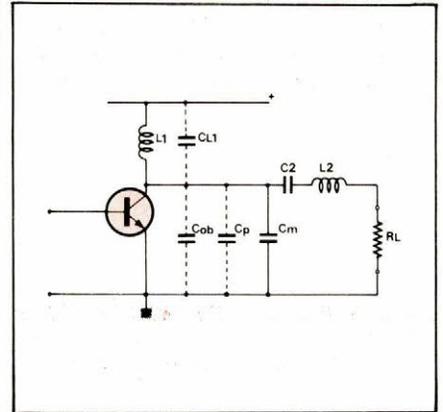


Fig. 2-9. — La capacité totale  $C_1$  est constituée par une capacité matérielle  $C_m$  à laquelle s'ajoutent toutes les capacités parasites du circuit.

Il faut bien remarquer que les résultats ci-dessus ont été obtenus en ignorant l'existence d'harmoniques dans le courant  $i_L$ , ce qui supposerait  $Q_L$  très grand.

Si cette condition n'est pas réalisée, une valeur de  $C_1$  légèrement supérieure s'avère nécessaire pour arriver à annuler la tension à ses bornes à l'instant de blocage du transistor.

Dans la plupart des cas, la valeur de  $Q_L$  sera comprise entre 4 et 12, et la relation suivante donne alors une valeur de  $C_1$  qui ne diffère de quelques % de la valeur optimale résultant d'une mise au point expérimentale du montage :

$$C_1 = \frac{0,2}{\omega \cdot R_L} \quad (2-32b)$$

Alan D. Sokal (Bibl. 1-4) propose une formule qui contient un coefficient de correction fonction de  $Q_L$  :

$$C_1 = K_c \frac{0,1836}{\omega R_L} \quad (2-32c)$$

avec :

$$K_c = 1 + \frac{0,81 Q_L}{Q_L^2 + 4}$$

La **figure 2-8** permet de trouver la valeur de  $K_c$  pour des valeurs de  $Q_L$  comprises entre 3 et 10.

**Remarque :**

La bobine d'arrêt  $L_1$  possède une certaine capacité propre  $C_{L1}$  qui s'ajoute à la capacité de sortie  $C_{ob}$  du transistor et à l'ensemble des capacités parasites  $C_p$  du câblage.

La capacité totale  $C_1$  nécessaire sera donc la somme (**fig. 2-9**).

$$C_1 = C_{L1} + C_{ob} + C_p + C_m$$

$C_m$  = capacité matérielle d'appoint, qui devra être à faibles pertes à la fréquence de travail considérée.

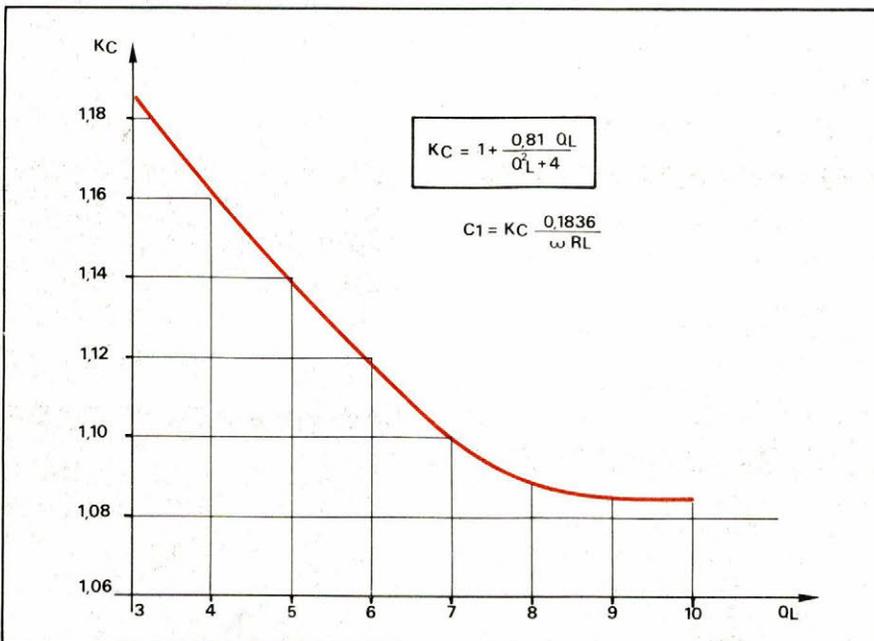


Fig. 2-8. — Le coefficient de correction  $K_c$  pour le calcul de  $C_1$  varie entre 1,19 et 1,07 pour  $3 < Q_L < 8$ .

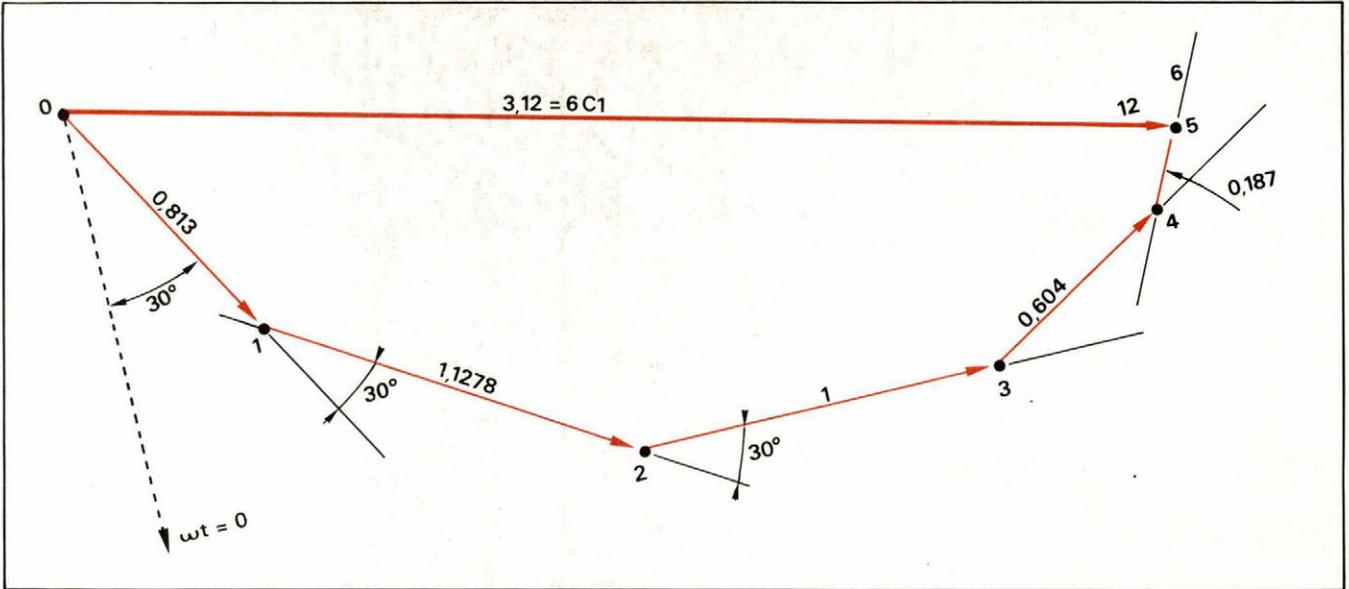


Fig. 2-10. — Le calcul graphique du terme fondamental  $c_1$  du développement en série de Fourier des impulsions de tension collecteur.

Si le montage doit fonctionner à haute fréquence, la somme des trois premiers termes du second membre de  $C_1$  pourrait déjà dépasser la valeur de  $C_1$  calculée par l'une des relations (2-32).

Dans ce cas, l'on devra donner à  $L_1$  une valeur inférieure à celle qui correspond à la condition (2-26), ce qui conduit à une valeur de  $C_1$  supérieure, selon la relation suivante, proposée par N.O. & A.D. Sokal (Bibl. 2-4) :

$$C_1 = \frac{0,1836}{\omega \cdot R_L} K_c + \frac{0,7}{\omega \cdot L_1} \quad (2-32d)$$

4° La réactance du circuit de charge

L'amplitude de la fondamentale de la tension pulsée de collecteur n'est autre que celle de la tension  $u_1$ , somme vectorielle de  $u_L$  et de  $u_X$  (voir éq. 2-2, 2-6 et fig. 2-4).

Le développement en série de Fourier de  $u_{CE}$  (éq. 2-18) donne, pour le terme constant :

$$U_{CE\text{moy}} = U_{CC} - U_{CE\text{sat}} = \frac{I_o}{\pi \cdot \omega \cdot C_1} \quad (2-33)$$

L'amplitude de la fondamentale est :

$$U_{CE1} = U_1 = \frac{0,521 I_o}{\omega \cdot C_1} \quad (2-34)$$

(Cette valeur peut être calculée en utilisant les formules classiques de l'analyse harmonique). La figure 2-10 montre comment on trouve le coefficient du terme fondamental de la fonction périodique  $U_{CE} = F(\omega t)$

dont on a la représentation graphique à la figure 2-6.

On prend 12 intervalles égaux (de  $30^\circ$ ) qui découpent une période complète ( $360^\circ$ ), et on considère les quantités  $F_0(\omega t), F_1(\omega t), \dots, F_6(\omega t), \dots, F_{12}(\omega t)$  comme des vecteurs dans le plan, formant avec l'axe horizontal des  $\omega t$  les angles  $30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, \dots, 360^\circ$ .

On peut montrer (Bibl. 2-3) que la longueur du vecteur résultant 0-12 donne, — à l'échelle du dessin — six fois la valeur du coefficient  $C_1$  du terme fondamental du développement en série de Fourier.

(Pour trouver le coefficient du terme correspondant à l'harmonique 2, deux vecteurs consécutifs, au lieu de faire entre eux un angle de  $30^\circ$ , feraient entre eux l'angle de  $60^\circ$ , et ainsi de suite). En décalant la courbe de la figure 2-6 de  $180^\circ$ ,  $F(\omega t) = 0$  pour  $\omega t = 0$  : le premier vecteur, suivant la direction  $\omega t = 0$  est donc nul. De même, les vecteurs « 6 », « 7 », ... « 12 » sont nuls puisque la fonction  $F(\omega t)$  est nulle dans l'intervalle  $2\pi$  à  $3\pi$ .

Le vecteur 0-12 mesure, à l'échelle du dessin, 3,12 unités, d'où le coefficient :

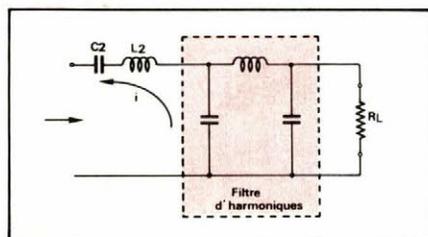


Fig. 2-11. — Un filtre inséré entre les éléments  $L_2C_2$  et  $R_L$  permet de réduire les harmoniques de la tension aux bornes de la charge.

$$C_1 = \frac{3,12}{6} = 0,52$$

(Le calcul analytique conduit à  $C_1 = 0,521$ ).

On aura par conséquent :

$$U_{CE1} = U_1 = \frac{0,521 I_o}{\omega C_1} \quad (2-34b)$$

La relation 2-7 devient alors, combinée avec 2-4 et  $\omega C_1 = 0,1836/R_L$  :

$$1,8621 I_o \cdot R_L \sqrt{1 + \left(\frac{X}{R_L}\right)^2} = \frac{0,521 I_o \cdot R_L}{0,1836}$$

d'où

$$\frac{X}{R_L} = 1,15 = \text{tg } \varphi_X$$

Par conséquent :

$$\varphi_X = 49^\circ$$

La fondamentale de  $U_{CE}$  est donc déphasée d'un angle  $\varphi_{u_1} = \varphi + \varphi_X = -32,48^\circ + 49^\circ = +16,52^\circ$  par rapport à  $u_e$ .

$$X = 1,1525 R_L \quad (2-35)$$

et

$$1 + \left(\frac{X}{R_L}\right)^2 = 1,524 \quad (2-36)$$

5° Valeur de  $C_2$

La valeur de  $C_2$  doit être telle que le circuit série  $L_2C_2R_L$  présente, à la fréquence de commande, la réactance calculée ci-dessus, soit :

$$\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = X = 1,1525 R_L$$

d'où :

$$\frac{1}{\omega C_2} = \omega L_2 \left[ 1 - \frac{1,1525 R_L}{\omega L_2} \right]$$

et avec  $Q_L = \omega L_2 / R_L$  on trouve :

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \left[ \frac{1}{1 - \frac{1,1525}{Q_L}} \right]$$

$$= \frac{1}{\omega_2 L_2} \left[ 1 + \frac{1,1525}{Q_L - 1,1525} \right] \quad (2-37)$$

Cette dernière relation fournit une condition pour le facteur de surtension en charge. En effet, une valeur de  $C_2$  positive impose la condition :

$$Q_{Lmin} \geq 1,1525$$

Il faut remarquer ici que les coefficients numériques ont été obtenus en considérant un fonctionnement idéalisé, avec un courant  $i_L$  purement sinusoïdal. Les inventeurs du procédé Classe E (Bibl. 2-4) préconisent les valeurs suivantes :

$$Q_{Lmin} \geq 1,7879 \text{ (solution exacte dans des conditions non idéales)}$$

et

$$Q_{Lmin} \geq 2,08 \text{ (résultat expérimental)}$$

On calculera de préférence la valeur de  $C_2$  par la relation suivante, qui contient des coefficients numériques résultant de mesures effectuées au laboratoire :

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \left[ 1 + \frac{1,15... 1,42}{Q_L - (1,79... 2,08)} \right] \quad (2-38a)$$

Ou encore, avec  $\omega L_2 = R_L \cdot Q_L$

$$C_2 = \frac{1}{\omega \cdot R_L Q_L} \left[ 1 + \frac{1,15... 1,4}{Q_L - (1,8... 2)} \right] \quad (2-38b)$$

En remarquant que  $\omega R_L = 0,1836 / C_1$  (éq. 2-32a), on trouve encore :

$$C_2 = C_1 \frac{5,447}{Q_L} \left[ 1 + \frac{1,15... 1,42}{Q_L - (1,8... 2)} \right] \quad (2-38c)$$

Si un **filtre d'harmoniques** à capacité à l'entrée (fig. 2-11) doit être inséré entre le circuit  $L_2 C_2$  et la charge  $R_L$ , des courants harmoniques plus importants traverseront  $L_2 C_2$ . Il faudra dans ce cas prendre pour  $C_2$  une valeur plus élevée que celle calculée par l'une des relations (2-38), et il faudra également adopter une valeur plus élevée de  $Q_{Lmin}$ .

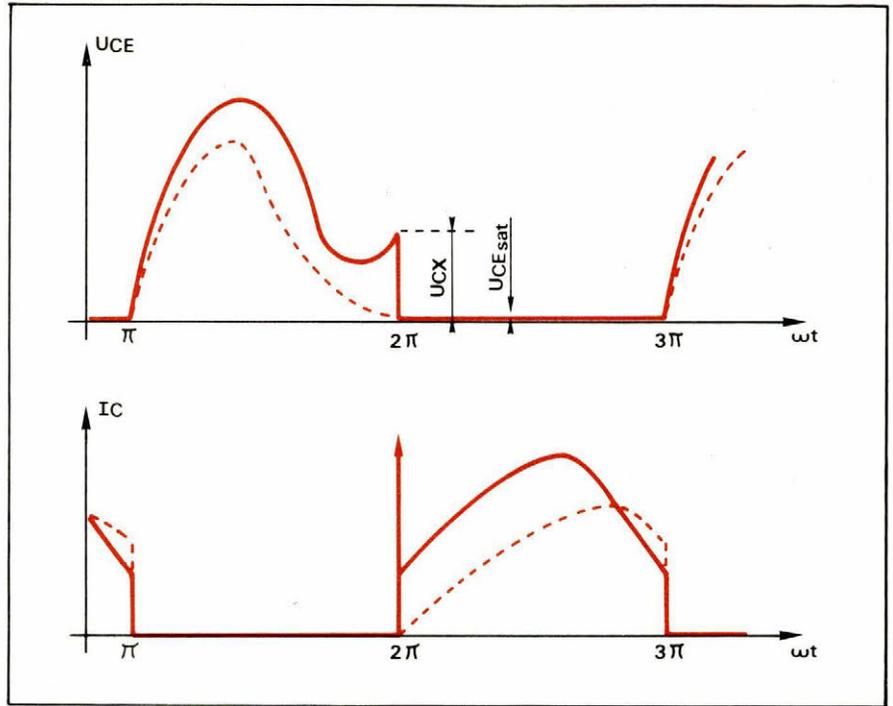


Fig. 2-12. — a) Si la tension  $U_{CE}$  n'est pas nulle à la fin de la période de blocage, la décharge de  $C_1$  donne lieu à une impulsion de Dirac en courant, avec dissipation d'énergie correspondante.

### 6° Détermination de la résistance de charge

La puissance utile  $P_S$  dépend de  $U_{CC}$  et de  $R_L$  (éq. 2-29) :

$$P_S = \frac{1}{2} |I_o|^2 \cdot R_L = I_o (U_{CC} - U_{CEsat})$$

d'où :

$$R_L = \frac{2P_S}{|I_o|^2} = 0,577 \frac{P_S}{|I_o|^2}$$

et avec :

$$I_o = \frac{P_S}{U_{CC} - U_{CEsat}} \quad (2-39)$$

on trouve :

$$R_L = 0,577 \frac{(U_{CC} - U_{CEsat})^2}{P_S} \quad (2-40)$$

La **résistance de charge** ainsi déterminée en fonction de la tension d'alimentation et de la puissance HF, se compose en réalité :

— de la résistance d'utilisation (antenne par exemple), vue depuis les bornes d'entrée du circuit  $L_2 C_2$ , en tenant compte de la présence éventuelle d'un filtre d'harmoniques ;

— de la résistance de pertes série, à la fréquence de travail, des éléments  $L_2$  et  $C_2$  ;

— de la résistance équivalente représentant les pertes HF dans  $L_1$  et  $C_1$ .

Soit donc :

$$R_L = R_U + r_{L2} C_2 + r_{L1} + r_{C1}$$

Le plus souvent, la charge d'un

étage de puissance HF sera complexe, de la forme :

$$Z_L = R_L + jX_L$$

$R_L$  et  $X_L$  pouvant varier avec la fréquence. La composante réactive  $X_L$  s'ajoute alors au circuit  $L_2 C_2$ .

L'étude tant expérimentale que théorique (Bibl. 2-5 & 6) de l'effet de la variation des paramètres sur le comportement et les performances d'un étage en classe E montre que le rendement est peu affecté par une variation qui ne dépasse pas 10 à 15 %.

La puissance qui intervient dans la relation (2-40) est la puissance totale HF fournie par le transistor à la résistance  $R_L$  définie ci-dessus.

### 7° Amplitude de la tension HF

L'amplitude  $U_L$  de la tension aux bornes de la charge est calculée par la relation (2-7) dans laquelle on remplace  $U_1$  par sa valeur donnée par (2-34) et  $\omega C_1$  par l'expression (2-28), soit :

$$U_L = \frac{U_1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X}{R_L}\right)^2}}$$

et

$$\omega C_1 = \frac{I_o}{\pi (U_{CC} - U_{CEsat})}$$

d'où finalement :

$$U_L = 1,07 (U_{CC} - U_{CEsat}) \quad (2-41)$$

On peut donc dire que l'amplitude de la tension HF aux bornes de  $R_L$  est à peu de chose près égale à la valeur de la tension d'alimentation  $U_{CC}$ .

Il convient toutefois de tenir compte de la chute de tension provoquée par le courant continu  $I_0$  traversant la résistance ohmique (résistance en continu)  $R_1$  de la bobine d'arrêt. Cette chute de tension se retranche de la tension  $U_{CC}$  pour donner une tension d'alimentation effective :

$$U'_{CC} = U_{CC} - I_0 R_1$$

Les contraintes imposées au transistor de commutation

Dans un étage en classe E dont les éléments sont correctement mis au point pour garantir un fonctionnement dans les conditions optimales, le rendement de collecteur est toujours élevé. La puissance dissipée dans le transistor étant de ce fait faible, les sollicitations en courant et en tension sont prépondérantes sur la contrainte « puissance ».

– **La tension de crête** que le transistor doit pouvoir supporter a déjà été trouvée en fonction de  $I_0$  par la relation (2-21b) :

$$U_{CEmax} = U_{CEsat} + \frac{1,13446}{\omega C_1} I_0 \quad (2-42)$$

En remplaçant  $I_0/\omega C_1$  par sa valeur tirée de (2-28), on a :

$$U_{CEmax} = 3,562 U_{CC} - 2,562 U_{CEsat}$$

– **La valeur de crête du courant de collecteur**

Ici, une distinction s'impose. D'une part, le courant de crête dans les conditions de travail optimales est donné par la relation (2-24)

$$I_{Cmax} = 2,8621 I_0$$

ou encore, en remplaçant  $I_0$  par sa valeur tirée de (2-29a) :

$$I_{Cmax} = 2,8621 \frac{P_s}{U_{CC} - U_{CEsat}} \quad (2-43)$$

D'autre part, il faut considérer le courant de décharge de  $C_1$  dans le cas où la tension à ses bornes n'est pas nulle au moment de la mise en conduction du transistor.

En effet, s'il subsiste une certaine tension  $U_{Cx}$  aux bornes de  $C_1$  à l'instant  $\omega t = 2\pi$ , la capacité se décharge de  $U_{Cx}$  vers  $U_{CEsat}$  (fig. 2-12).

Ce phénomène s'accompagne d'une dissipation d'énergie

$$A_{C1} = \frac{1}{2} (U_{Cx} - U_{CEsat})^2$$

D'un point de vue purement théorique, cette décharge donne lieu à une impulsion de Dirac en courant.

En réalité, la décharge aura lieu pendant un temps non nul.

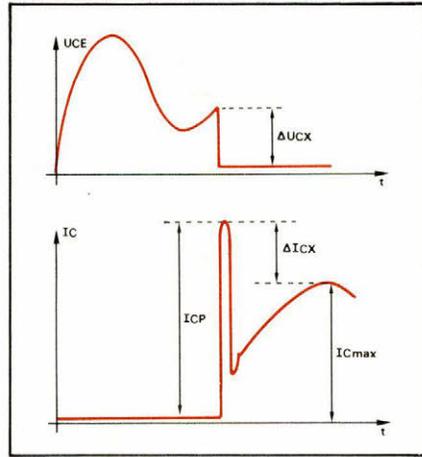


Fig. 2-12. – b) Les crêtes de courant à l'instant de commutation peuvent dépasser la valeur  $I_{Cmax}$ .

Au cours des opérations de mise au point, le transistor devra donc pouvoir supporter des crêtes de courant répétitives (fig. 2-12b).

$$I_{cp} = I_{Cmax} + \Delta I_x$$

Ces pointes de courant peuvent créer des points chauds dans le transistor et amorcer le « claquage se-

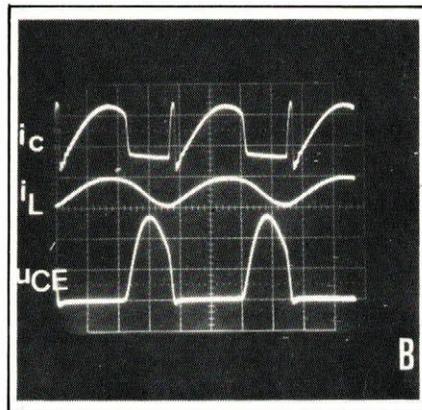


Photo B. – Montage de la figure 2-13 avec  $R_L = 75 \Omega$  :  $u_{CE}$  n'est pas nulle à la fin du blocage, d'où des pointes de courant  $i_C$ .

condaire » dans le cas d'un transistor bipolaire.

La photo B montre les oscillogrammes relevés sur un montage expérimental fonctionnant sur 500 kHz avec  $U_{CC} = 15 V$  et  $R_L = 75 \Omega$  au lieu de  $50 \Omega$  = valeur utilisée pour le calcul des valeurs optimales de  $C_1$ ,  $C_2$  et  $L_2$ .

On mesure :

$$\begin{aligned} U_{CEmax} &= 2,8 \times 20 = 56 V \\ U_{Cx} &= 32 V \\ I_{Cmax} &= 1,6 \times 0,2 = 0,32 A \end{aligned}$$

L'impulsion de courant au début de la saturation atteint une valeur

$$I_{cp} = 1,8 \times 0,2 = 0,36 A$$

$U_{CEsat}$  étant négligeable par rapport à  $U_{Cx}$ , il y correspond une dissipation de puissance (avec  $C_1 = 1,33 nF$ ) :

$$P_{dc1} = \frac{1}{2} C_1 \cdot U_{Cx}^2 \cdot f = 340 mW$$

## Procédure de calcul d'un étage classe E

Données :

- Fréquence de travail :  $f$
- Puissance utile désirée :  $P_s$
- Impédance d'utilisation :  $Z_L = R_L + jX_L$
- Taux d'harmoniques admissible dans le signal de sortie :  $d_n$

Marche à suivre :

### 1° La tension d'alimentation

$U_{CC}$  nécessaire, tirée de la relation (2-40)

$$U_{CC} - U_{CEsat} = \sqrt{\frac{P_s \cdot R_L}{0,577}}$$

peut se calculer par la formule simplifiée suivante :

$$U_{CC} \geq 1,4 \sqrt{P_s \cdot R_L} \quad (A)$$

Remarque : Si la tension  $U_{CC}$  et la puissance  $P_s$  sont imposées, il s'agit de déterminer la charge  $R_L$  par la relation

$$R_L = \frac{0,57 U_{CC}^2}{P_s} \quad (B)$$

2° **Le choix de  $Q_L$**  en fonction du taux d'harmoniques admissible (cet aspect du problème sera traité ultérieurement). En première approximation, on peut se servir des relations suivantes, si  $Q_L > 3$  :

$$d_{h2} = \frac{0,51}{Q_L}$$

et

$$d_{h3} = \frac{0,08}{Q_L}$$

Pratiquement, on prendra :

$$4 < Q_L < 12$$

3° **Calcul des éléments  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L_2$  et  $L_1$**  voir figure 2-14, résumant les principales formules relatives au montage.

4° **Les sollicitations** en tension et en courant du transistor.

– **La tension d'avalanche** ou le blocage collecteur-émetteur, la jonction émetteur-base étant polarisée

en inverse  $U_{CEX}$  (encore désignée par  $U_{(BR)ICEX}$  ou  $BV_{CEV}$ ). Pour un transistor bipolaire,  $U_{(BR)ICEX}$  est généralement assez proche de la tension de claquage collecteur-base (émetteur en court-circuit), désignée par  $U_{(BR)ICBO}$  ou  $BV_{CBO}$ .

On s'imposera la condition tirée de (2-42) :

$$U_{(BR)ICEX} \approx U_{(BR)ICBO} \geq 3,5 U_{CC} \quad (D)$$

– Le transistor doit admettre un **courant moyen de collecteur**.

$$I_{CAV} \geq I_o = \frac{P_s}{\eta \cdot U_{CC}}$$

Le rendement de collecteur  $\eta$  dépend notamment du rapport  $U_{CEsat}/U_{CC}$ , du facteur de surtension  $Q_L$  du circuit de charge, du temps de désaturation et de la fréquence (voir 3<sup>e</sup> partie).

Même dans les conditions les plus défavorables, on peut estimer que  $\eta$  ne sera pas inférieur à 80 %, ce qui permet de déterminer la contrainte en courant moyen avec un coefficient de sécurité suffisant, par la relation suivante :

$$I_{CAV} \geq 1,25 \frac{P_s}{U_{CC}} \quad (E)$$

– De plus, le transistor doit admettre des **crêtes de courant** répétitives

$$I_{CM} \geq I_{Cmax} = \frac{2,86 P_s}{U_{CC} - U_{CEsat}} \quad (F)$$

**Le choix du transistor** se fera sur la base des relations D, E et F ci-dessus.

Comme le rendement de l'étage dépend en grande partie de la tension de saturation, ce dernier paramètre devra également être pris en considération.

Dans le cas du **transistor bipolaire**, la tension de saturation  $U_{CEsat}$  est définie par le couple de valeurs correspondant du courant de collecteur  $I_{CEsat}$  et du courant  $I_{Bsat}$  (bilb- 2-7). Pratiquement,  $U_{CEsat}$  se situe entre 0,15 V et quelques volts.

Dans le cas d'un étage en classe E, le courant  $i_c$  varie au cours de la période de saturation, et il faudra par conséquent s'attendre à une variation correspondante de la tension aux bornes du transistor.

Il est important également que le signal de commande  $u_b$  soit d'amplitude suffisante pour garantir une saturation franche du transistor.

**Les transistors VMOS**, grâce à leur impédance d'entrée, n'exigent qu'une puissance de commande ex-

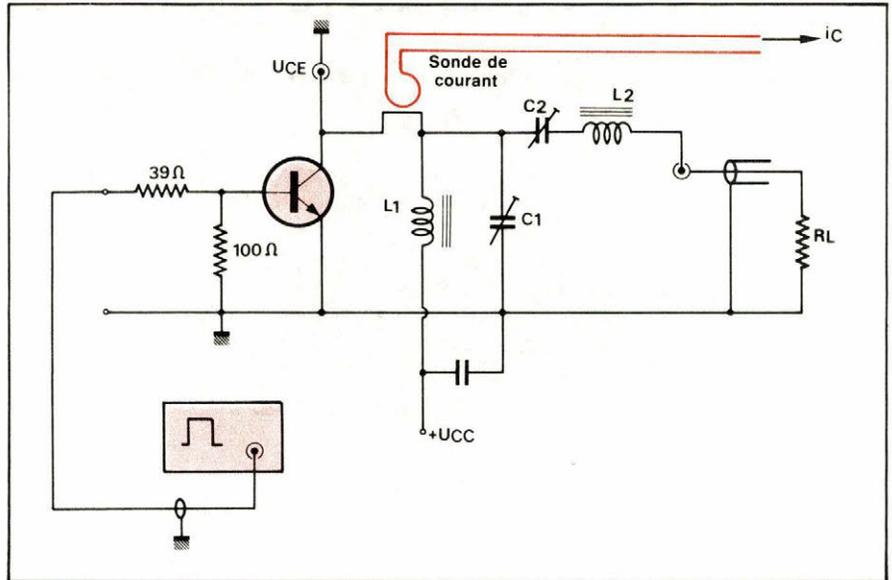


Fig. 2-13. – Le montage expérimental, utilisé pour une première série de mesures de performances de la classe E.

trêmement faible. La technologie VMOS permet de réaliser des transistors dont la résistance drain-source à l'état saturé ( $r_{ON}$  ou  $R_{DS}$ ) est relativement faible, tout en ayant un coefficient de température positif (de l'ordre de 0,5 à 0,6 %/K) qui assure l'auto-protection du dispositif.

Toutes les relations établies plus haut restent valables pour un transistor VMOS à condition de remplacer  $U_{CEsat}$  par :

$$U_{DSsat} = I_{Dsat} \cdot r_{ON}$$

avec des valeurs de  $r_{ON}$  comprises entre 0,3  $\Omega$  et quelques ohms.

Les VMOS étant des composants actifs à porteurs de charges majoritaires, ne souffrent pas de l'accumulation des porteurs minoritaires dans la base d'un transistor bipolaire saturé. Ceci permet d'obtenir des temps de commutation, et plus particulièrement des temps de décroissance (« fall-time ») de l'ordre de quelques nanosecondes seulement (contre plusieurs centaines de nanosecondes pour les bipolaires). Enfin, les VMOS ne présentent pas le phénomène de claquage secondaire.

### Un circuit expérimental

Dans un premier stade, nous avons réalisé une série de montages, ayant la configuration de la **figure 2-13**.

Les éléments ont été calculés pour des fréquences comprises entre 200 kHz et 1 MHz. (Dans la dernière partie de notre étude, nous examinerons plus en détail les possibilités et les limitations du système aux hautes fréquences).

A titre d'exemple, nous reprodui-

sons ci-dessous les notes de calcul relatives à un étage classe E à 500 kHz, fournissant une puissance HF de 3 W à une charge ohmique de 50  $\Omega$ .

– Tension d'alimentation

$$U_{CC} \geq 1,4 \sqrt{3 \times 50} = 17,15 \text{ V}$$

soit  $U_{CC} = 18 \text{ V}$

– Le transistor devra supporter une tension de crête

$$U_{CEmax} = 3,5 U_{CC} = 63 \text{ V}$$

– Le courant de crête

$$I_{Cmax} = \frac{2,86 \times 3}{18} = 0,476 \text{ A}$$

– Le courant moyen de collecteur

$$I_{Cmoy} = I_o = 1,25 \frac{3}{18} = 0,2 \text{ A}$$

Les transistors BFX34, BC141 et BD139 ont été utilisés.

– Adoptons un facteur de surtension en charge  $Q_L = 5$ .

– On trouve :

$$L_2 = 79,57 \mu\text{H}$$

$$C_1 = 1\,273 \text{ pF à } 1\,330 \text{ pF (mise en parallèle d'un condensateur céramique classe 1 de } 1\,000 \text{ pF/ } 220 \text{ pF/ajustable } 65 \text{ pF)}$$

$$C_2 = 1\,782 \text{ pF ( } 1\,500/270/\text{ajust. } 65 \text{ pF)}$$

$$L_1 \geq 790 \mu\text{H}$$

Pour éviter que le transistor fonctionne avec la « base ouverte » en absence de signal de commande, une résistance de 100  $\Omega$  est connectée entre base et émetteur. Cette résistance se trouve shuntée par la (faible) valeur de la résistance d'entrée du transistor, chaque fois que ce dernier est saturé.

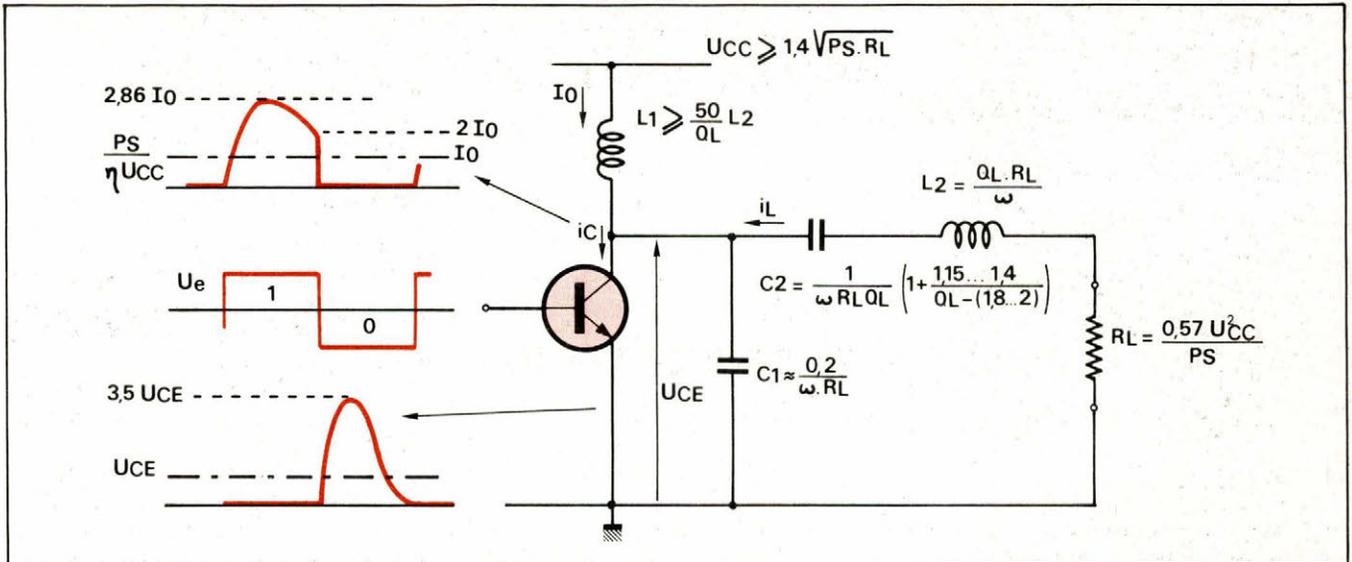


Fig. 2-14. — Les formules de calcul pour un étage en classe E optimisé et les sollicitations en courant et en tension du transistor.

Grâce à la résistance de  $39 \Omega$  en série, la résistance d'entrée du montage se maintient approximativement à  $50 \Omega$  (adaptation du générateur utilisé pour la commande).

Il s'agit bien d'un montage expérimental dont le seul but est de vérifier les performances d'un étage en classe E. Il ne comporte ni éléments de protection contre les surtensions, ni filtre d'harmoniques. La commande se fait à l'aide d'un générateur d'impulsions à rapport cyclique variable.

### Mise au point du montage

— Régler le générateur de manière à fournir aux bornes d'une charge fictive de  $50 \Omega$  des impulsions de rapport cyclique 50 % à la fréquence de travail désirée (à la fréquence de travail, les temps de commutation du transistor sont tout à fait négligeables par rapport à la période du signal de commande).

— Raccorder le générateur à l'entrée du montage, ce dernier n'étant pas encore alimenté en  $U_{CC}$ .

— Augmenter graduellement la tension d'alimentation  $U_{CC}$  et observer l'oscillogramme des tensions  $u_e$  et  $u_{CE}$ , et si possible, la forme d'onde du courant collecteur (à l'aide d'une sonde de courant HF).

— Ajuster l'amplitude du signal  $u_e$  et le rapport cyclique de manière à obtenir la forme d'onde  $u_{CE}$  telle que la tension collecteur atteigne la valeur de saturation avec une pente nulle à la fin de la période de blocage (voir oscillogramme  $u_{CE}$  de la photo A). Le transistor reste absolument froid,

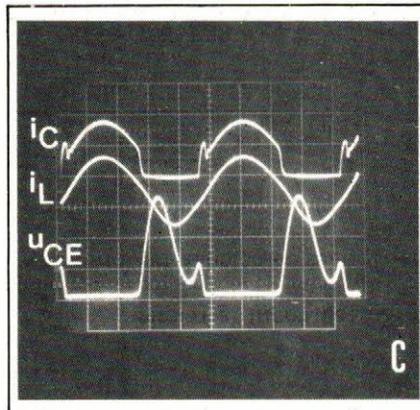


Photo C. — Avec  $R_L = 30 \Omega$ , le facteur de surtension du circuit est trop élevé :  $u_{CE}$  n'est pas nulle à la fin du blocage, mais le courant  $i_L$  (échelle 0,2 A/div) contient moins d'harmoniques.

même si la tension  $U_{CC}$  est augmentée jusqu'à 20 V, pour  $P_s = 4,2$  W.

Avec les trois transistors susmentionnés, nous avons obtenu des performances pratiquement identiques, après ajustage de la valeur de  $C_1$  (condensateur ajustable de 65 pF).

Les valeurs calculées des éléments  $C_1$ ,  $C_2$  et  $L_2$  doivent à peine être retouchées lors de la mise au point, ce qui prouve la validité des formules. La photo C montre les oscillogrammes obtenus sur le montage décrit, alimenté avec  $U_{CC}$ , et en réduisant  $R_L$  trop élevé.

La dernière partie de notre étude portera sur les points suivants :

- l'influence des temps de commutation du transistor sur le rendement, et les limitations en fréquence qui en résultent,
- les circuits de commande,
- les filtres d'harmoniques et les

circuits transformateurs d'impédance,

— les possibilités de modulation en amplitude,

— l'étude comparative des performances obtenues avec différents types de transistors bipolaires et VMOS,

— l'interchangeabilité de transistors de types différents et leur mise en parallèle éventuelle.

**Jos De Neef**  
Ingénieur industriel  
Chargé de Cours à l'Institut  
Supérieur de l'Etat - Bruxelles

### Références bibliographiques

(2-1) F.H. RAAB : Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier (IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol.-CAS-24, n° 12, Dec. 1977, pp. 725-735).

(2-2) A. ANGOT : Compléments de Mathématiques (Collection Technique du C.N.E.T. - Ed. de la Revue d'Optique - Paris).

(2-3) N.O. SOKAL : Class E can boost the efficiency of rf amplifier (Electronic Design, n° 20, sept. 27, 1977, pp. 96-102).

(2-4) F.H. RAAB : Effects of Circuit Variations on the Class E Tuned Power Amplifier (IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-13, n° 2, April 1978, pp. 239-247).

(2-5) F. BRANCART & D. JEEGERS : Amplification en classe E (projet de fin d'études - 1980 - Bibliothèque du Laboratoire d'Electronique de l'I.S.I.B. - Bruxelles).

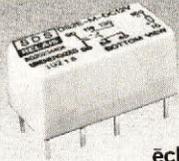
**SDS**  
**RELAIS**

**UNE TECHNOLOGIE  
D'AVANT-GARDE**

**RELAIS DS**

- Configuration de contact : 2 RT
- Résistance de contact < 40 mΩ
- Contacts doubles jumelés
- Pouvoir de coupure :  $\mu$ A, mV  $\rightarrow$  3 A, 250 V, 60 W, 500 VA
- Boîtier plastique hermétique
- Monostable et bistable 1 ou 2 bobines

RELAIS POUR  
TELEPHONIE ET  
TELEMATIQUE



éch:1  
DIMENSIONS : 20 x 9,9 x 9,8

HERRMANN ASSOCIÉS

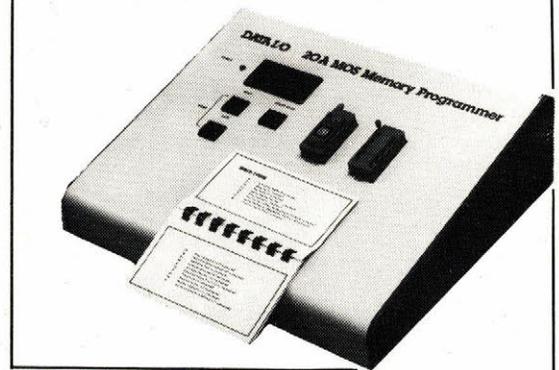
**SDS** - FRANCE  
LA BOURSIDIÈRE - R.N. 186 - 92350 LE PLESSIS-ROBINSON  
TEL. 630.35.90

**DISTRIBUTEURS AGRÉÉS**

A 2 M	DIMACEL	CNA	ORBITEC	STIE	WAGO
954.91.13	790.62.32	867.44.25	258.15.10	(16)(78) 80.80.60	737.39.72

SERVICE-LECTEURS N° 250

**DATA I/O 20A**



**Programmeur d'Eprom's**

- ◆ Pas de carte de personnalisation.
- ◆ Avec ou sans sortie RS 232 C.

**disponible  
chez...**

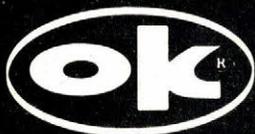
**GENERIM**

**907.78.78**



Distributeur agréé de MB Electronique,  
pour le modèle DATA I/O 20A seulement.

SERVICE-LECTEURS N° 251



OK. MACHINE and TOOL CORP BRONX NY (U.S.A.)

**TOUTE LA TECHNIQUE WRAPPING**

CONNEXIONS PAR ENROULEMENT SUIVANT NFC-93.021

Classe B Classe A  
Tous de fil sur toutes Broches

WRAPPING INDUSTRIEL UNE GAMME TRÈS COMPLÈTE



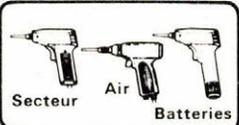
**INDUSTRIE**

Outils à main :  
Enrouleurs  
Dérouleurs  
Dénudage



**INDUSTRIE**

Pistolets  
+  
Enrouleurs et manchons



**Secteur**

Air

Batteries



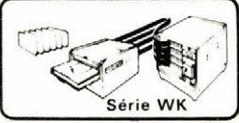
**INDUSTRIE**

Machines  
semi-automatiques  
(X, Y)  
à commande numérique

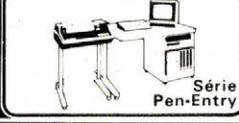


**INDUSTRIE**

Machines automatiques  
de contrôle de  
continuité avec cadres  
de prise de lecture



Série WK



**INDUSTRIE**

Systèmes  
de réalisation  
des bandes de C/N

OUTILS - MACHINES - FILS - MAINTENANCE ASSURÉE

SERVICES LABORATOIRES ET MAINTENANCE

**LABORATOIRE**

Outils à mains  
combinés\* :  
Dénudage - Enroulage  
Déroulage



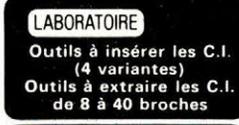
Série mini

WSU\*

Série  
Télécom.



INS 1416\*



**LABORATOIRE**

Outils à insérer les C.I.  
(4 variantes)  
Outils à extraire les C.I.  
de 8 à 40 broches



**LABORATOIRE**

Ensembles  
outillage  
et fournitures



WK-5



Série WD\*



**LABORATOIRE**

Distributeurs de fil\*  
Circuits imprimés  
Connecteurs



**LABORATOIRE**

Supports de C.I.  
Supports de composants  
Broches miniwrap  
Câbles plats



INGÉNIEURS - PRATIQUES ET PRIX ACCESSIBLES AUX AMATEURS

\* Brevets demandés dans les principaux pays industriels

Importateur  
Exclusif

**SOAMET s.a.** 10, Bd. F.-Hostachy - 78290 CROISSY-s/SEINE - (3) 976.45.72

OUTILLAGE ET MACHINES POUR L'ELECTRONIQUE

SERVICE-LECTEURS N° 252



Cette étude a eu pour but de faire défiler une image ou une courbe vers la gauche, dans le cas d'une utilisation des pages graphiques haute résolution sur un système Apple II.

# Translation de la page graphique haute résolution du système Apple II vers la gauche

En fait, le problème posé était de tracer une courbe sur un écran en temps réel, pendant une longue durée, à la cadence d'un échantillon toutes les 30 secondes. La cadence d'échantillonnage est ici très grande et peut dans d'autres cas être beaucoup plus rapide. Après deux heures d'acquisition, c'est-à-dire après le stockage de 240 échantillons, la page graphique disponible était pratiquement remplie (280 points maximum sur toute la page en abscisse). L'acquisition de nouveaux échantillons nécessitait donc, soit un effacement total de la courbe et le tracé d'une nouvelle courbe, ce qui avait le désavantage de provoquer la perte du contrôle visuel des informations des deux heures précédentes, ou bien de constituer sur la page graphique une pile « fifo » permettant ainsi le décalage vers la gauche de courbes à chaque nouvel échantillon.

## Organisation des pages graphiques haute résolution (HGR, HGR2) sur Apple II

### Pages graphiques haute résolution

Deux pages disponibles : HGR et HGR2.

a) HGR : nombre de points disponibles (44 800) (**fig. 1**) soit 280 points en X et 160 points en Y.

b) HGR2 : nombre de points disponibles (53 760) (**fig. 2**) soit 280 points en X et 192 points en Y.

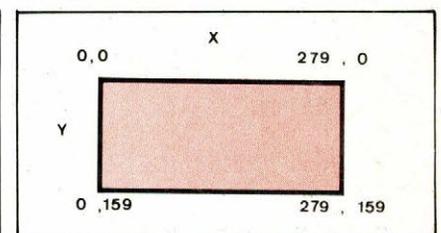


Fig. 1

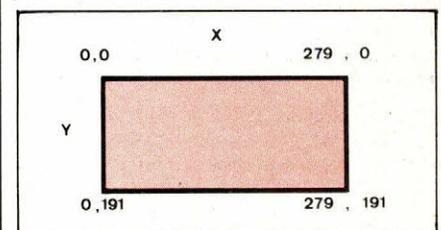


Fig. 2

c) Implantation de ces deux pages en mémoire vive :  
 HGR de 2000 à 3FFF soit 8 K octets de mémoire  
 HGR2 de 4000 à 5FFF soit 8 K octets de mémoire.

**Organisation de la page**

Le tableau de la **figure 3** donne un aspect de cette organisation. Chaque case de la matrice représente 8 octets et le détail de la case 0 (ligne 0, colonne 0) est indiqué en bas à droite du tableau.

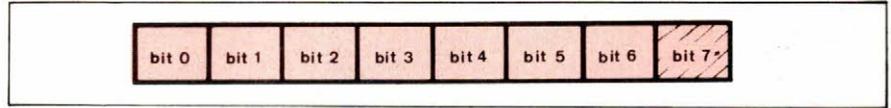


Fig. 4.

pour définir la couleur. Le bit 7 est donc maintenu à 0 (noir et blanc).

Le bit 0 de la case mémoire 2000 correspond au point X, Y (0, 0).

**Organisation d'une case mémoire (fig. 4)**

Le bit 1 de la case mémoire 2000 correspond au point 0, 1.

**Translation de la page graphique**

**Principe de translation d'une ligne**

Le principe de translation d'une ligne est très simple puisqu'il s'agit

	\$00	\$01	\$02	\$03	\$04	\$05	\$06	\$07	\$08	\$09	\$0A	\$0B	\$0C	\$0D	\$0E	\$0F	\$10	\$11	\$12	\$13	\$14	\$15	\$16	\$17	\$18	\$19	\$1A	\$1B	\$1C	\$1D	\$1E	\$1F	\$20	\$21	\$22	\$23	\$24	\$25	\$26	\$27		
0	\$2000	8192																																								
1	\$2080	8320																																								
2	\$2100	8448																																								
3	\$2180	8576																																								
4	\$2200	8704																																								
5	\$2280	8832																																								
6	\$2300	8960																																								
7	\$2380	9088																																								
8	\$2028	8232																																								
9	\$20A8	8360																																								
10	\$2128	8488																																								
11	\$21A8	8616																																								
12	\$2228	8744																																								
13	\$22A8	8872																																								
14	\$2328	9000																																								
15	\$23A8	9128																																								
16	\$2050	8272																																								
17	\$20D0	8400																																								
18	\$2150	8528																																								
19	\$21D0	8656																																								
20	\$2250	8784																																								
21	\$22D0	8912																																								
22	\$2350	9040																																								
23	\$23D0	9168																																								

Fig. 3.

Ainsi, le premier octet de la case 0 se situe à l'adresse 2000, le premier octet de la case suivante (case 1) à l'adresse 2001 et ainsi de suite, jusqu'à la case 39 où le premier octet se trouve à l'adresse hexadécimale 2027. Le deuxième octet de la case 0 est à l'adresse 2400, le troisième à l'adresse 2800, etc.

La ligne 0 est constituée par 40 octets (7 bits sont significatifs) donc chaque ligne comportera 280 points. Les adresses de cette ligne 0 seront donc comprises entre 2000 et 2027 (hexadécimal).

Exemple : case mémoire 2000.

Chaque bit correspond à 1 point graphique sauf le bit 7 qui est utilisé

Exemple : case mémoire 2000.

Chaque bit correspond à 1 point graphique sauf le bit 7 qui est utilisé pour définir la couleur. Le bit 7 est donc maintenu à 0 (noir et blanc).

Le bit 2 de la case mémoire 2000 correspond au point 0,2.

Le bit 3 de la case mémoire 2000 correspond au point 0,3.

Le bit 4 de la case mémoire 2000 correspond au point 0,4.

Le bit 5 de la case mémoire 2000 correspond au point 0,5.

Le bit 6 de la case mémoire 2000 correspond au point 0,6.

Le bit 7 de la case mémoire 2001 correspond au point 0,7, etc.

de décaler tous les bits d'un cas, sauf le bit 0 de chacune des cases qui doit passer dans le bit 6 de la case précédente (fig. 5).

**Organigramme de translation d'une ligne**

a) Organigramme général : ligne 0 (fig. 6).

b) Organigramme du S/programme en langage machine pour le transfert d'une ligne (ligne 0 - 2000 à 2027) (fig. 7).

c) Programme machine : translation d'une ligne (ligne 0 : 2000 à 2027).

```
0006 00
0007 20 (tableau 1)
```

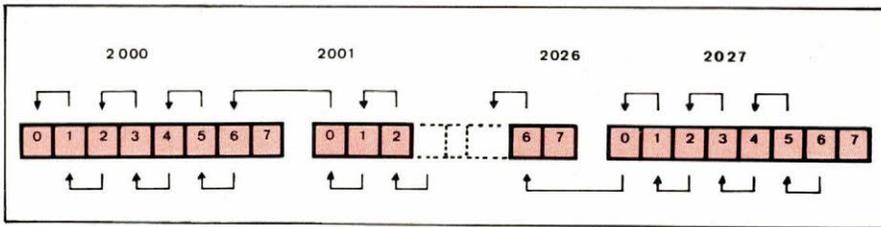


Fig. 5. - Translation de la ligne 0.

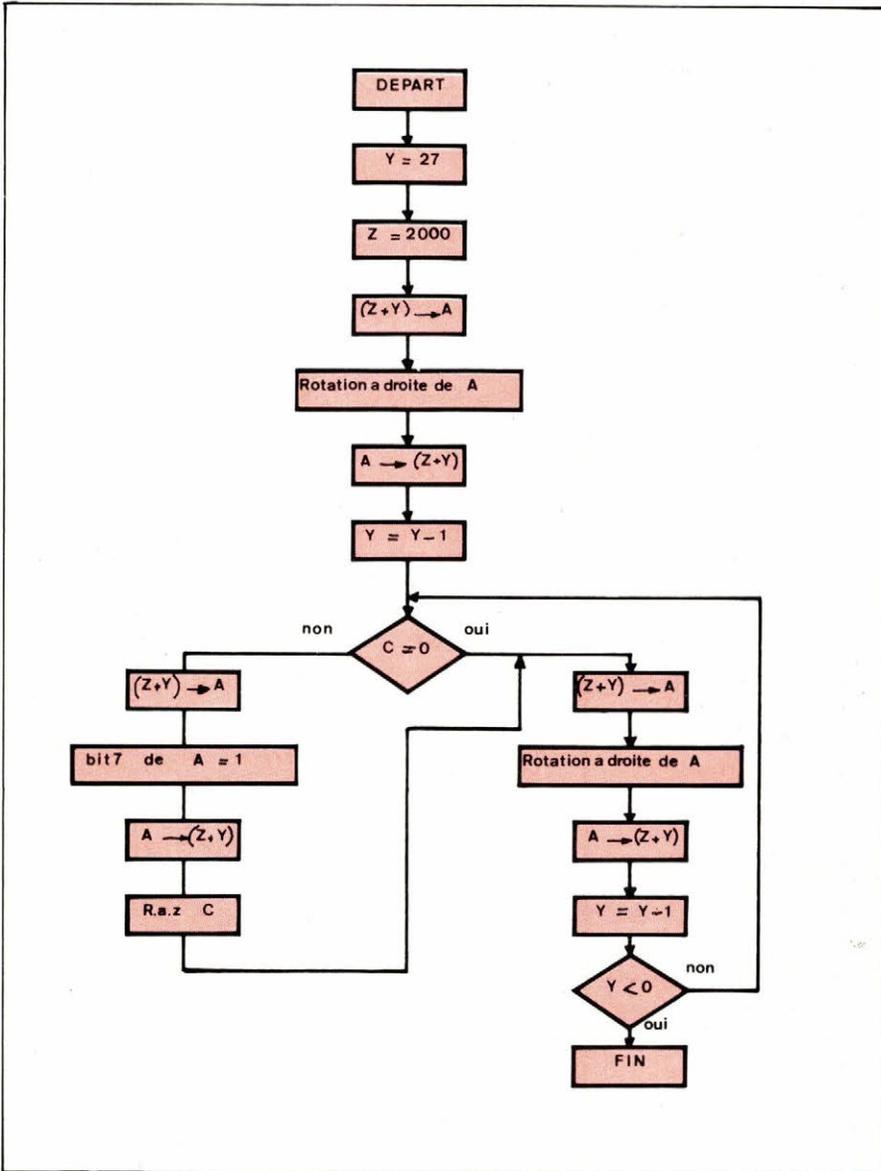


Fig. 7.

### Programme détaillé de translation d'une page

Ce programme doit être chargé à partir de l'adresse 1010 (fig. 8).

### Programme Basic permettant de tester le programme de translation

A chaque impulsion sur le clavier, le dessin qui se trouve sur l'écran se décale vers la gauche d'un point (tableau 2).

### Conclusion

Ce programme de translation établi en langage machine, permet de faire défiler une image obtenue en haute résolution graphique sur Apple II. Son application peut déboucher aussi bien vers des contrôles continus en temps réel sur la console de visualisation dans des systèmes d'acquisition, que dans des jeux graphiques animés. D'ailleurs, une simple rotation de la figure permettrait d'obtenir une image tournante. Cette modification simple s'effectuerait en modifiant la fin du sous-programme de décalage d'une ligne comme : tableau 3.

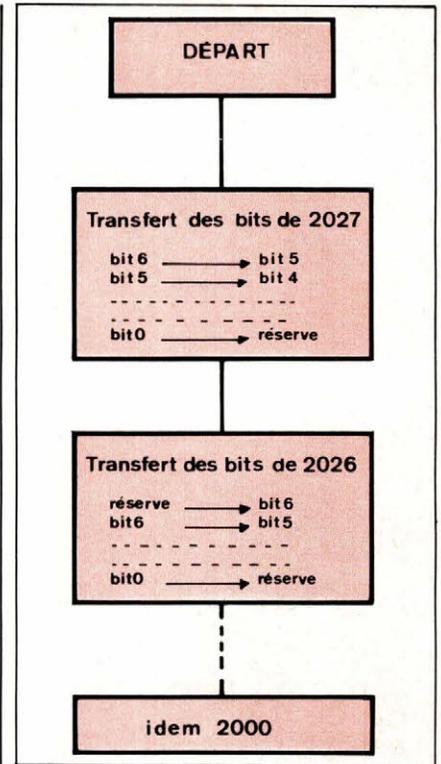


Fig. 6.

*1000L		
1000-	A0 27	LDY #27
1002-	18	CLC
1003-	B1 05	LDA (#05),Y
1005-	6A	ROR
1006-	91 05	STA (#05),Y
1008-	88	DEY
1009-	90 07	BCC \$1012
100B-	B1 05	LDA (#05),Y
100D-	09 80	ORA #80
100F-	91 05	STA (#05),Y
1011-	18	CLC
1012-	B1 05	LDA (#05),Y
1014-	FA	ROR
1015-	91 05	STA (#05),Y
1017-	88	DEY
1018-	30 03	BMI \$101D
101A-	4C 09 10	JMP \$1009
101D-	60	RTS
101E-	00	BRK
101F-	00	BRK

Tableau 1

5	HOME
10	HGR : HCOLOR= 3
20	FOR I = 10 TO 270 STEP 10
30	FOR J = 10 TO 150 STEP 10
40	HPLOT I + 4, J + 4 TO I - 4, J + 4 TO I - 4, J - 4 TO I + 4, J - 4
50	HPLOT I, J
60	NEXT J, I
100	GET A#
105	REM APPEL DU S/P MACHINE EN 1010
110	CALL 4112
120	GOTO 100
130	END

Tableau 2

109D-	A0 27	LDY #27
109F-	90 07	BCC \$10A5
10A1-	B1 05	LDA (#05),Y
10A3-	09 80	ORA #80
10A5-	91 05	STA (#05),Y
10A7-	18	CLC
10A9-	B1 05	LDA (#05),Y
10AB-	FA	ROR
10AD-	91 05	STA (#05),Y
10AE-	60	RTS
10AF-	00	BRK
10AF-	00	BRK

Tableau 3

```

1000- 00 BRK
1001- 00 BRK
1002- 40 RTI
1003- 00 BRK
1004- 00 BRK
1005- 00 BRK
1006- 00 BRK
1007- 00 BRK
1008- 00 BRK
1009- 00 BRK
100A- 00 BRK
100B- 00 BRK
100C- 00 BRK
100D- 00 BRK
100E- 00 BRK
100F- 00 BRK
1010- A9 08 LDA #08
1011- 8D 00 10 STA #1000
1012- 8D 01 10 STA #1001
1013- 08 CLD
+L
1019- A9 00 LDA #00
101A- 85 06 STA #06
101B- 85 08 STA #08
101C- A9 20 LDA #20
101D- 85 07 STA #07
101E- 8D 02 10 STA #1002
101F- 20 40 10 JSR #1040
1020- A9 00 LDA #00
1021- 85 06 STA #06
1022- 18 CLC
1023- AD 02 10 LDA #1002
1024- 69 04 ADC #04
1025- 85 07 STA #07
1026- 8D 02 10 STA #1002
1027- CE 00 10 DEC #1000
1028- D0 E9 BNE #102E
1029- 50 RTS
102A- 00 BRK
102B- 00 BRK
102C- 20 50 10 JSR #1050
+L
1043- AD 02 10 LDA #1002
1044- 85 07 STA #07
1045- A9 28 LDA #28
1046- 85 06 STA #06
1047- 20 50 10 JSR #1050
1048- AD 02 10 LDA #1002
1049- 85 07 STA #07
104A- A9 50 LDA #50
104B- 85 06 STA #06
104C- 20 50 10 JSR #1050
104D- 50 RTS
104E- 00 BRK
104F- 00 BRK
1050- 00 BRK
1051- 00 BRK
1052- A9 08 LDA #08
1053- 8D 01 10 STA #1001
1054- 20 50 10 JSR #1050
1055- 18 CLC
1056- A5 06 LDA #06
106B- 69 80 ADC #80
106C- 85 06 STA #06
106D- A5 07 LDA #07
106E- 69 00 ADC #00
106F- 85 07 STA #07
1070- 18 CLC
1071- CE 01 10 DEC #1001
1072- D0 EA BNE #1078
1073- 50 RTS
1074- 00 BRK
1075- 00 BRK
1076- CE 01 10 DEC #1001
1077- D0 EA BNE #1078
1078- 50 RTS
1079- 00 BRK
107A- 00 BRK
107B- 00 BRK
107C- 00 BRK
107D- 00 BRK
107E- 00 BRK
107F- 00 BRK
1080- A0 27 LDY #27
1081- 18 CLC
1082- B1 06 LDA (#06), Y
1083- 5A ROR
1084- 91 06 STA (#06), Y
1085- 88 DEY
1086- 90 07 BCC #1092
+L
108B- B1 06 LDA (#06), Y
108C- 09 80 ORA #80
108D- 91 06 STA (#06), Y
108E- 18 CLC
108F- B1 06 LDA (#06), Y
1090- 5A ROR
1091- 91 06 STA (#06), Y
1092- 88 DEY
1093- 30 03 BMI #109D
1094- 4C 89 10 JMP #1099
1095- 50 RTS
1096- 00 BRK
1097- 00 BRK
1098- 00 BRK
1099- 00 BRK
109A- 00 BRK
109B- 00 BRK
109C- 00 BRK
109D- 00 BRK
109E- 00 BRK
109F- 00 BRK
10A0- 00 BRK
10A1- 00 BRK
10A2- 00 BRK
10A3- 00 BRK
10A4- 00 BRK
10A5- 00 BRK
10A6- 00 BRK
+

```

Fig. 8.

De plus, la translation effectuée sur la page graphique haute résolution HGR peut être envisagée sur la page 2 (HGR2) en modifiant l'adresse 1020 du programme comme suit : 1020 - 40.

Enfin, la rapidité du décalage dépend bien entendu du temps d'exécution du programme de translation des 8 K octets mémoire de la page graphique. Le temps d'exécution est relativement long (500 ms environ), ce qui limite la vitesse de défilement à cette cadence et donc limite la fréquence d'échantillonnage du dispositif d'acquisition faisant appel à ce programme de décalage. Dans le cas de notre application, ce problème n'était pas posé puisque la période d'échantillonnage était de 30 secondes.

### Bibliographie

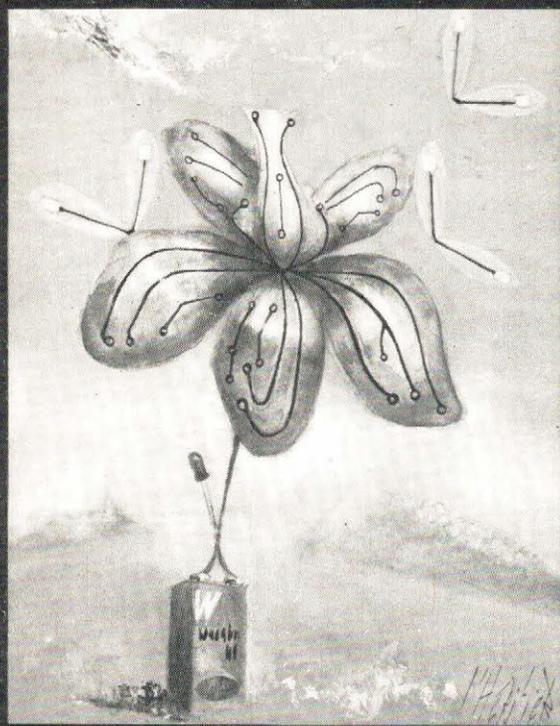
Documentation Apple II.

J.-F. Renaud, G. Therond  
D. Ferrand, J. Sabatier  
M. Decker

Laboratoire d'Electronique  
I.S.I.M. Université des Sciences  
et Techniques du Languedoc  
Montpellier

## ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 13 - Printemps 1980 - 18 F



GUIDE : 6,00 FS - TUNISIE : 2070 ML - CANADA : CAN \$ 3,00 - ESPAGNE : 200 PESETAS - ITALIE : 8000 LIRE - BELGIQUE : 146 F.B.

Les anciens numéros  
d'Electronique Applications  
sont encore disponibles !

(hormis les 5 premiers)

Pour vous les procurer,  
faites-en la demande écrite à

**Electronique Applications**  
Vente au numéro

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

... et joignez 18 F par numéro  
demandé.

(les frais d'envoi sont compris)

# visualisation

## les tubes monochromes

De la télévision en circuit fermé jusqu'aux moniteurs pour traitement de textes, graphismes et fac-simile.

Nouveaux tubes haute et très haute résolution 1500 et 2000 lignes.

Quatre familles complémentaires de tubes moniteurs :

24 et 31 cm - 90° col 20 mm

31 et 38 cm - 110° col 28,6 mm

17, 24 et 31 cm - 90° col 28,6 mm

38 cm - 70° col 36 mm

## les circuits intégrés

Pour vos applications videotext norme ANTOIPE

démodulateur VIP

démultiplexeur CDA

gestion de mémoire GMA

générateur de synchronisation ATIC

générateur de caractères AROM

(version 40 et 80 caractères)

famille microordinateurs 8048/8049/8400

synchronisation TDA 2593, 2576 A

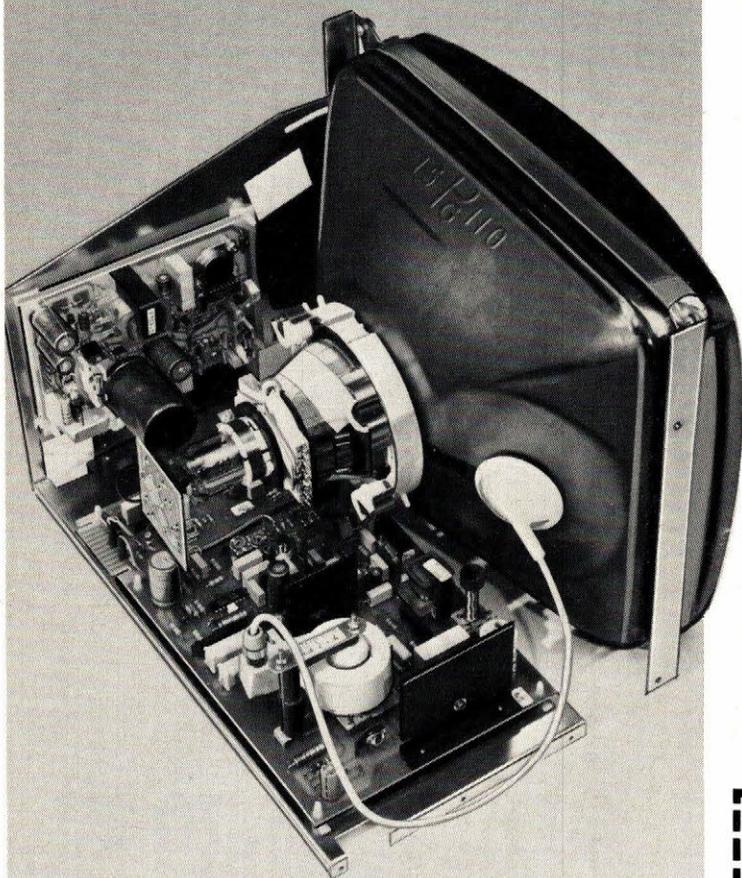
déviator de trame TDA 2654

ampli vidéo RVB TDA 3501

commande d'alimentation à découpage: TEA 1039/40

## et tous les composants associés

Composants de col, composants bobinés  
semiconducteurs discrets, résistances,  
condensateurs, circuits imprimés.



Je désire recevoir

- la visite d'un ingénieur conseil  
 votre catalogue

M. \_\_\_\_\_

Fonction \_\_\_\_\_

Société \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_  
Ville \_\_\_\_\_

Tél. : \_\_\_\_\_

545. E.

*Afin que vous puissiez innover*

**RTC**

130, AVENUE LEDRU-ROLLIN - 75540 PARIS CEDEX 11 - TEL (1) 355.44.99 - TELEX : 680.495 F

SERVICE-LECTEURS N° 261

# En stock!

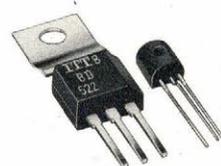
# VMMOS

## TRANSISTORS

à prix compétitifs:

**BS170, BS250: 2,15 F\***

**BS107, BD512, BD522: 3,70 F\***



\*prix moyens h.t. par mille, relevés en février 1981  
auprès des distributeurs agréés:

**ALMEX:** 92160 Antony, Tél. (1) 666 21 12, Télex 250 067  
**DIMEE:** 93120 La Courneuve, Tél. (1) 833 71 73, Télex 230 524  
**SICOPEL:** 91550 Paray Vieille Poste, Tél. (6) 687 24 61, Télex 250 603  
**E.S.D.:** 91550 Paray Vieille Poste, Tél. (6) 687 32 54, Télex 250 603  
**C.E.I.N.:** 59230 St Amand Les Eaux, Tél. (27) 48 53 39, Télex 120 206  
**HOHL & DANNER:** 67450 Mundolsheim, Tél. (88) 20 90 11, Télex 890 245; **IDEM:** 31200 Toulouse, Tél. (61) 26 14 10, Télex 520 897  
33000 Bordeaux, Tél. (56) 44 61 27, Télex 541 539  
**DISELCO:** 35000 Rennes, Tél. (99) 53 27 11, Télex 740 983  
69006 Lyon, Tél. (78) 93 12 47, Télex 300 154

type	BS 170	BS 250	BS 107*	BD 512	BD 522
canal	N	P	N	P	N
tension	60 V	-45 V	200 V	-60 V	60 V
courant drain	0,5 A	-0,5 A	0,12 A	-2 A	2 A
boîtier	TO-92	TO-92	TO-92	TO-202	TO-202

\*spécialement conçu pour poste téléphonique

Pour les commandes en très grandes quantités,  
veuillez-vous adresser directement à  
ITT Semiconducteurs, 157 rue des Blains,  
F-92220 Bagneux, tél. (1) 547 81 81, télex 260 712

semiconducteurs



SERVICE-LECTEURS N° 262

S'il existe de nombreux principes de conversion Binaire-BCD, leur application pratique entraîne cependant toujours certains inconvénients inhérents à la technologie. Les principaux défauts sont : la vitesse d'exécution, la consommation du montage, la complexité du schéma, le prix de revient, etc.

Certains de ces paramètres sont liés entre eux et, souvent, on se voit contraint d'adopter des compromis.

Le dispositif proposé dans cet article est basé sur un principe de calcul arithmétique et son exécution se fait en logique combinatoire.

# Conversion binaire-BCD en logique combinatoire

## Généralités

### Transcodage

La conversion de code ou transcodage est une fonction qui se réalise en général en logique combinatoire de par sa définition même.

En effet, soit à convertir le code 1 en code 2 (fig. 1) ; chaque mot exprimé dans le code 1 devra avoir un correspondant unique dans le code 2.

$$\langle A_0 A_1 \dots A_{(N-1)} \rangle \rightarrow \langle S_0 S_1 \dots S_{(p-1)} \rangle \quad \forall A_i \in \{0, 1\}$$

Donc toute variable de sortie  $S_i$  sera fonction uniquement des variables d'entrée.

$$S_i = f [ \langle A_0, A_1, \dots, A_{(N-1)} \rangle ] \quad \forall_i \in \{0, 1, \dots, p-1\}$$

### Efficacité, redondance

Un code binaire peut être caractérisé, outre son format ou sa capacité de codage, par son efficacité ou sa redondance.

La capacité maximale  $M$  d'un

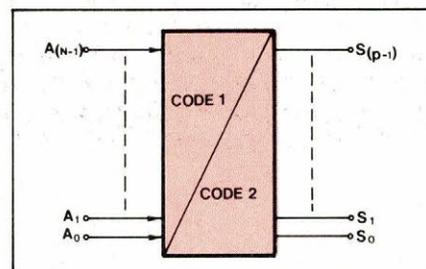


Fig. 1. - Représentation d'un transcodeur code 1/code 2.

code à  $N$  positions est :  $M = 2^N$ . Si ce code ne génère que  $P$  mots, on dit que son rendement est :

$$\eta = \frac{P}{M}$$

ou sa redondance est :

$$R = 1 - \eta, \text{ soit : } R = 1 - \frac{P}{M}$$

### Exemples :

● Code binaire naturel :

$$\eta = \frac{2^N}{2^N} = 1 \text{ (ou 100 \%)}$$

$$R = 0 \quad \text{(ou 0 \%)}$$

● Code BCD :

$$\eta = \frac{10}{16} = 0,63 \text{ (ou 63 \%)}$$

$$R = 1 - 0,63 = 0,37 \text{ (ou 37 \%)}$$

Les notions de redondance ou d'efficacité d'un code sont importantes lorsqu'on s'intéresse aux possibilités d'erreurs ainsi que pour le décodage.

Du fait de la redondance (non nulle) du code BCD, la conversion BINAIRE  $\rightarrow$  BCD n'est pas simplifiée.

### Conversion BINAIRE $\rightarrow$ BCD

La conversion BINAIRE  $\rightarrow$  BCD peut être effectuée en :

- logique combinatoire,
- logique séquentielle,
- logique programmée.

● Dans le premier cas, il existe trois possibilités triviales :

- programmation d'une mémoire PROM (ou ROM),
- utilisation de portes logiques,
- utilisation de fonctions arithmétiques.

● En logique séquentielle, le couplage d'un compteur binaire à un compteur BCD est une solution simple.

● En logique programmée, l'utilisation d'un des algorithmes existants permet de résoudre le problème facilement.

Le principe qui sera décrit au paragraphe suivant utilise le calcul arithmétique en logique combinatoire.

Ses avantages, comparé aux autres systèmes, seront exposés plus loin.

## Principe de la conversion

Le schéma-bloc d'un convertisseur BINAIRE/BCD est représenté à la figure 2.

Pour une entrée de N bits ( $A_0$  à  $A_{N-1}$ ), P digits codés en BCD sont nécessaires ; P étant le premier entier naturel supérieur à  $(N \cdot \log_2 10)$ .

Sur la figure 2, on trouve la signification de chaque bit, c'est-à-dire son « poids » dans un code donné.

Ainsi, les poids respectifs sont :

BINAIRE :

$$2^0, 2^1, \dots, 2^{N-1}$$

BCD :

$$2^0 \cdot 10^0, 2^1 \cdot 10^0, 2^2 \cdot 10^0, 2^3 \cdot 10^0$$

Digit 1

$$2^0 \cdot 10^1, 2^1 \cdot 10^1, 2^2 \cdot 10^1, 2^3 \cdot 10^1$$

Digit 2

$$2^0 \cdot 10^{P-1}, \dots, 2^3 \cdot 10^{P-1}$$

Digit P

Tout entier naturel M,  $M > 2^N$ , peut s'exprimer suivant les deux équations :

$$M = A_0 \cdot 2^0 + A_1 \cdot 2^1 + \dots + A_{N-1} \cdot 2^{N-1} \quad (1)$$

ou :

$$M = (S_0 \cdot 2^0 + \dots + S_3 \cdot 2^3) \cdot 10^0 + \dots + (S_0^{P-1} \cdot 2^0 + \dots + S_3^{P-1} \cdot 2^3) \cdot 10^{P-1} \quad (2)$$

avec :  $A_i$  et  $S_i^k = 0$  ou 1.

La fonction d'un convertisseur BINAIRE/BCD est de valider l'équation (2), quelle que soit l'équation (1).

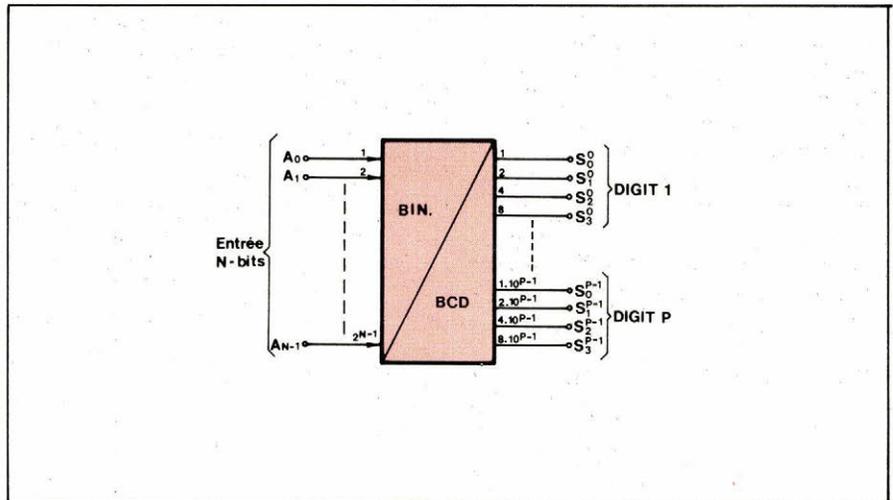


Fig. 2. - Configuration d'un convertisseur binaire/BCD. Il apparaît le poids de chaque bit.

Le principe de la conversion utilisée dans cette étude est le suivant :

- chaque bit à l'entrée binaire du convertisseur est décomposé en composantes élémentaires du code BCD

(exemple :

$$2^5 = 32 = 2^1 \cdot 10^1 + 2^0 \cdot 10^1 + 2^1 \cdot 10^0)$$

- tous les bits ainsi obtenus (de « poids BCD ») sont ensuite sommés par un additionneur BCD à plusieurs entrées.

Les équations (1) et (2) se trouvent ainsi vérifiées en raison des propriétés d'associativité de l'addition dans  $\mathbb{N}$  (Entiers Naturels) et celles d'un additionneur BCD.

## Réalisation pratique

L'application technologique du principe décrit plus haut est faite avec, comme circuit de base, le MC14560 B (Motorola). C'est un additionneur BCD complet (deux fois quatre bits et un report à l'entrée, sortie BCD et report). Son fonction-

nement est décrit par les figures 3 et 4. C'est un circuit C-MOS.

Un convertisseur 12 bits réalisé avec ce circuit est représenté à la figure 5. Le poids de chaque bit y figure.

Pour que l'ensemble fonctionne correctement, il faut et il suffit que chaque MC 14560 B « voit » à ses entrées A et B des mots binaires dont les valeurs décimales sont inférieures à 10.

Ceci est réalisé en utilisant les deux montages élémentaires des figures 6 et 7. Ces deux cas de figures sont utilisés respectivement dans le premier étage puis les suivants du convertisseur.

Pour bien comprendre le fonctionnement, il suffit de suivre le cheminement des bits d'entrée dans l'additionneur, en notant le poids des bits aux divers endroits de celui-ci.

Un prototype de cet ensemble a été réalisé par l'auteur. L'appareil complet consiste en un outil de mise

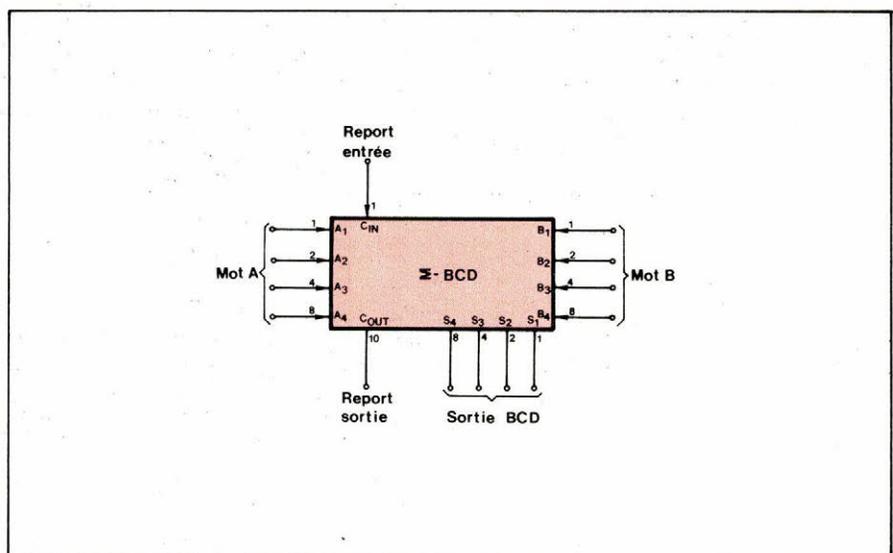


Fig. 3. - Configuration du MC14560 B.

ENTREES									SORTIES				
A <sub>4</sub>	A <sub>3</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>1</sub>	B <sub>4</sub>	B <sub>3</sub>	B <sub>2</sub>	B <sub>1</sub>	C <sub>IN</sub>	C <sub>OUT</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>1</sub>
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	1
0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0
0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0
1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1
0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0
1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1

Fig. 4. - Table de vérité partielle du MC14560 B.

## Bibliographie

- MC-MOS Handbook (Motorola).
- Circuits intégrés et techniques numériques (Delsol/Sup'Aero).
- Feuilles de caractéristiques du MC14560 B (Motorola).

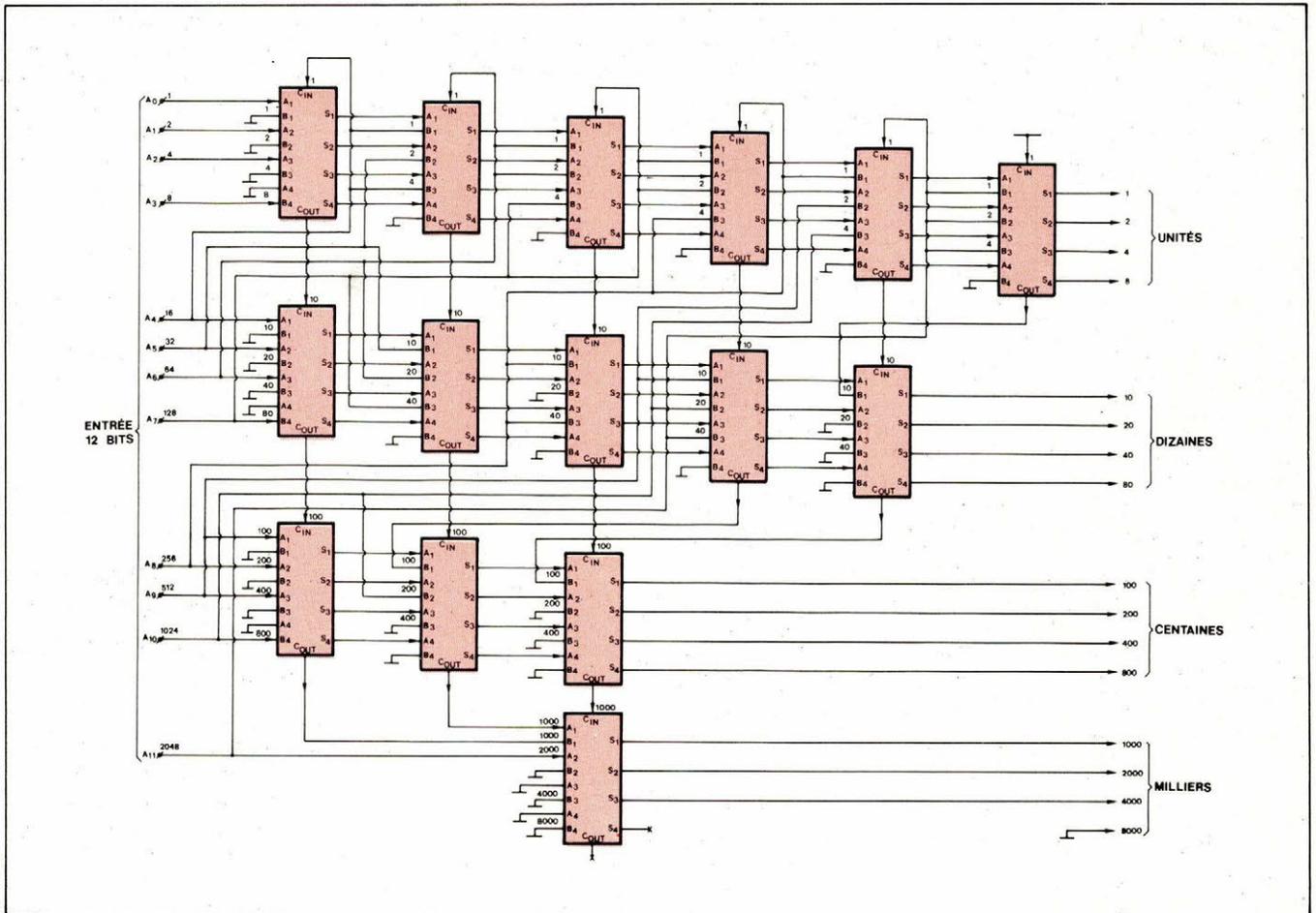


Fig. 5. - Schéma de principe d'un convertisseur binaire/BCD de 12 bits. Tous les circuits sont des additionneurs BCD (MC14560 B).

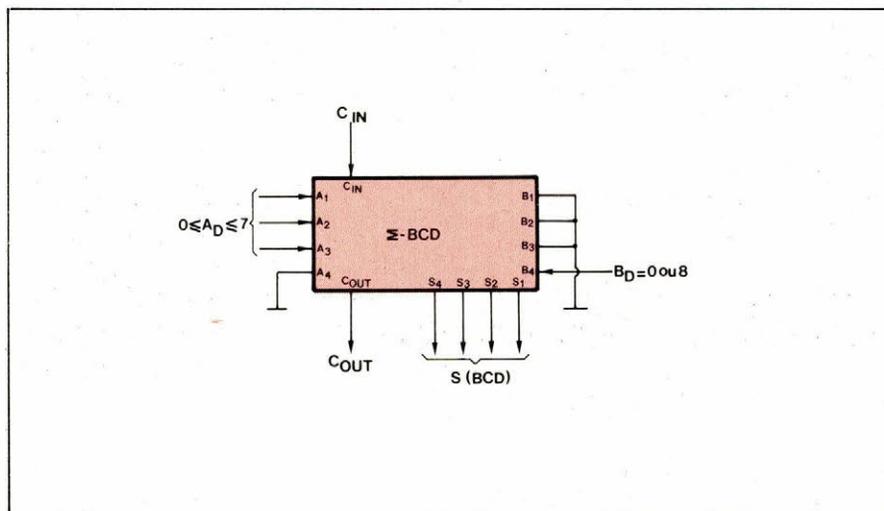


Fig. 6. - Montage élémentaire n° 1 (1<sup>er</sup> étage). L'indice D indique : « valeur décimale ».

au point avec affichage sur LED 7 segments et un interface d'entrée compatible TTL/C-MOS.

Le temps de conversion inférieur à 20  $\mu$ s (sous 5 V) et la consommation quasi-nulle de ce convertisseur rendent son utilisation intéressante dans bien des cas.

### Variantes

Le schéma de la figure 5 peut être facilement adapté à un nombre de bits d'entrée différent de 12. Ainsi, par exemple, pour 8 bits (fig. 9), 8 boîtiers MC14560 sont nécessaires alors que pour 4 bits, un seul suffit.

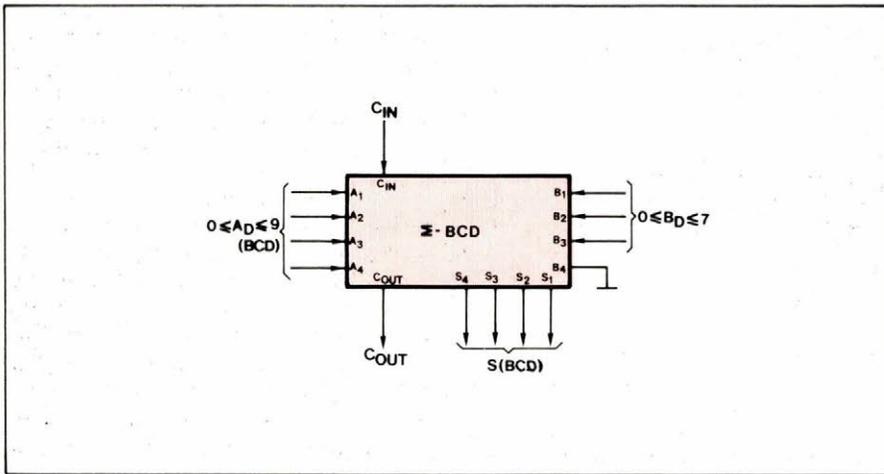


Fig. 7. — Montage élémentaire n° 2 (à partir du 2<sup>e</sup> étage).

N-bits	Boîtiers
4	1
5	3
6	4
7	6
8	8
9	11
10,11	14
12	15

Fig. 8. — Tableau donnant le nombre de boîtiers MC14560 B nécessaires pour un convertisseur à N bits.

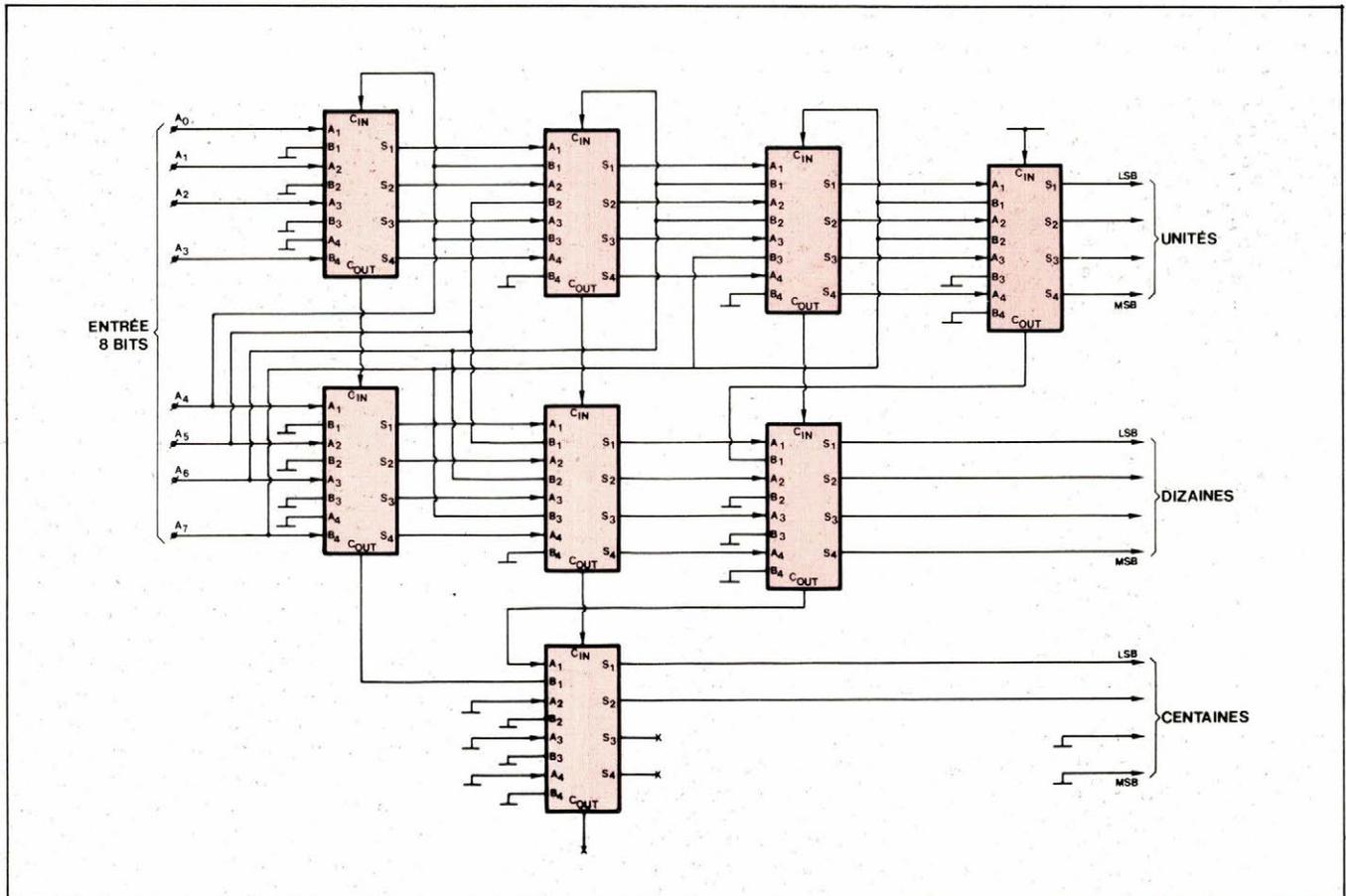
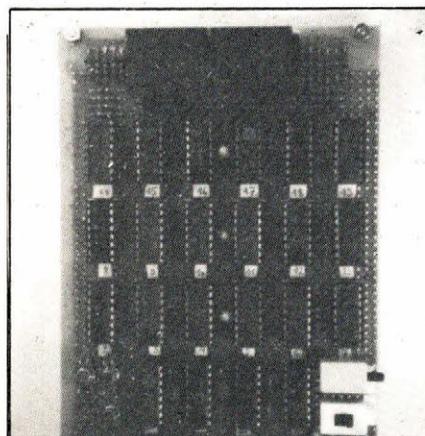


Fig. 9. — Un convertisseur binaire/BCD de 8 bits. Tous les circuits sont des additionneurs BCD (MC14560 B).



Exemple d'application d'un convertisseur BINAIRE/BCD 12 bits dans un outil d'aide à la mise au point.

Le tableau en **figure 8** indique le nombre de boîtiers nécessaires en fonction de la longueur du mot binaire à convertir.

### Conclusion

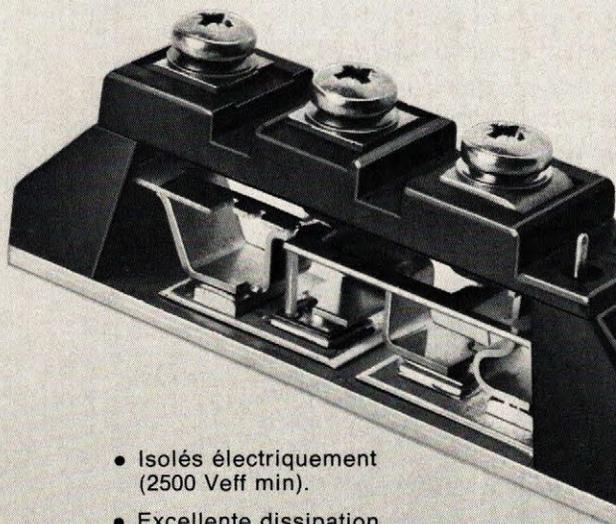
Nous avons évoqué précédemment les avantages de ce convertisseur quant à son temps de résolution et sa faible consommation. Son utilisation sera avantageuse chaque fois qu'une solution combinatoire est souhaitée surtout lorsque l'utilisation de mémoires mortes ne se justifie pas (petites séries, difficultés de programmation, prix de revient,...).

Cette étude a été faite à l'occasion d'un travail proposé par le laboratoire TMR 1 de Siemens (Karlsruhe), que nous tenons à remercier ici.

**Denis HEITZ**  
Elève-Professeur  
à l'E.N.S.E.T.

# puissance

les modules  
de puissance  
thyristor/thyristor  
de 25 à 90 A

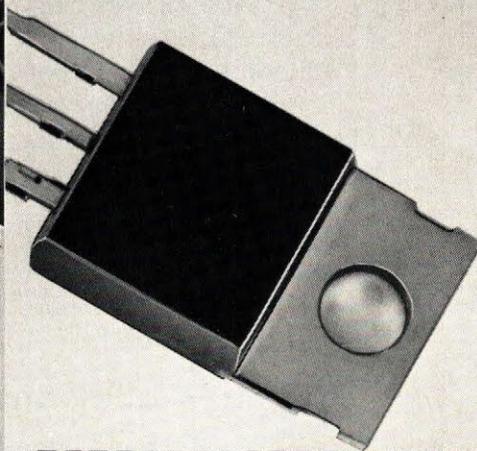


- Isolés électriquement (2500 Veff min).
- Excellente dissipation grâce à la semelle métallique.

Pour tous redresseurs en technologies Schottky, épitaxiale et double diffusée, nous consulter.

et une gamme  
de thyristors et de triacs  
en boîtiers plastique

- De 1 A à 16 A.
- Triacs à gâchette sensible (5mA) en boîtier T0 220.
- Thyristors rapides.



Je désire recevoir  
des informations complémentaires



547 E.A.P.

M. \_\_\_\_\_  
Fonction \_\_\_\_\_  
Société \_\_\_\_\_  
Adresse \_\_\_\_\_  
\_\_\_\_ Ville \_\_\_\_\_

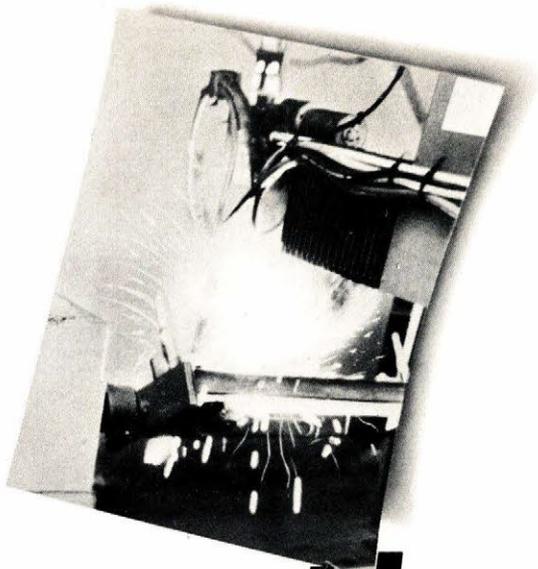
*Afin que vous puissiez innover*



130, AVENUE LEDRU-ROLLIN - 75540 PARIS CEDEX 11 - TEL (1) 355.44.99 - TELEX : 680.495 F

SERVICE-LECTEURS N° 263

# Lavez votre courant!



Le réseau électrique n'apporte pas, hélas ! que de l'énergie. Il véhicule également quantité de parasites (ceux des postes de soudage, par exemple) qui sont très préjudiciables au fonctionnement des automatismes numériques, systèmes de mesure et équipements informatisés.

Pour protéger ces matériels, E.A.S. a conçu WattEver. Tirant son énergie du réseau et d'une batterie tampon, WattEver alimente en permanence vos équipements les plus sensibles. Oubliez parasites, micro-coupures, variations de tension et de fréquence : WattEver lave votre courant.

De plus, en cas de défaillance du réseau, WattEver assure le secours pour une durée pouvant atteindre 7 heures et plus.

Modèles standards de 60 VA à 2 kVA, 110 ou 220 V, 50 ou 60 Hz.

**WattEver, alimentation ininterrompue.**



**EAS**  
alimentations de secours

la permanence et la qualité du courant

SERVICE-LECTEURS N° 264

E.A.S. Service Commercial Systèmes Electriques. B.P. 51 - 93350 Le Bourget Principal

HARD communication

Veillez m'adresser une information complète sur WattEver.  
Monsieur \_\_\_\_\_  
Fonction \_\_\_\_\_  
Société \_\_\_\_\_  
Adresse \_\_\_\_\_  
Tél. \_\_\_\_\_

E.A.

Une chaîne d'acquisition de données est généralement composée d'un ensemble de modules fonctionnant de façon autonome selon les directives de l'automate ou du calculateur auquel elle est couplée.

# Typologie des chaînes de mesure

Compte tenu de la diversité des constructeurs, de la variété de modules utilisables pour les bâtir et de l'étendue de leur champ d'application, il semble à priori hasardeux de vouloir tenter d'établir une classification valable de toutes les chaînes de mesures actuelles. Cependant, les caractéristiques de cadence et de tension maximale de mode commun constituent des critères simples de cette classification. L'organisation des chaînes et leur architecture sont intimement liées à ces caractéristiques comme nous le présente cet article.

## Principes de la classification

Pour constituer des chaînes de mesure, les constructeurs de composants électroniques proposent généralement une panoplie de modules aux performances diverses à adapter aux besoins de l'utilisateur en fonction des caractéristiques des signaux à mesurer et de leur nombre. Les modules couramment rencontrés à cet effet sont :

- multiplexeurs haut et bas niveau,
- filtres et amplificateurs,

échantillonneur-bloqueurs et convertisseurs,

- logiques de commande.

Parmi tous les paramètres caractérisant le fonctionnement d'une chaîne de mesure, la cadence et la tension maximale de mode commun semble être, à notre avis, ceux qui contribuent à déterminer au mieux leur type.

La cadence d'une chaîne est une mesure de la vitesse d'acquisition des signaux — elle s'exprime en nombre de voies par seconde ou nombre de points par seconde. La cadence des chaînes de mesure actuelles varie entre 10 points/s pour les plus lentes jusqu'au-delà de

100 000 points/s pour les ultra-rapides.

La tension maximale de mode commun est un paramètre de qualité de la chaîne — elle représente la différence de potentiel maximum acceptable entre la masse d'un capteur et la masse mesure de la chaîne. Cette tension est inférieure à 12 V pour les chaînes à entrées unipolaires et est comprise en général entre 12 V et 600 V pour les autres.

Ainsi, en fonction de la cadence, on trouve des chaînes :

- **ultra-rapides** dont la cadence est supérieure à 100 000 points/s,
- **rapides** dont la cadence est comprise entre 400 et 100 000 points/s,
- **lentes** dont la cadence est inférieure à 400 points/s.

En tenant compte de la tension de mode commun acceptable, on distingue des chaînes :

- **unipolaires** dans lesquelles la tension de mode commun est strictement nulle,
- **différentielles sans isolement** dont la tension de mode commun acceptable est de l'ordre de 10 V,
- **différentielles avec isolement**

dont la tension de mode commun acceptable est de l'ordre de 300 V.

Toute chaîne de mesure se définit ainsi à partir de deux paramètres appartenant respectivement d'une part aux caractéristiques de cadence, et d'autre part aux caractéristiques liées à la tension de mode commun acceptable par la chaîne. En nous appuyant sur cette constatation, nous allons présenter dans cet article les architectures typiques et les modes de fonctionnement des chaînes de mesure associées à chacune des classes ainsi identifiées, à savoir :

- les chaînes ultra-rapides, qui sont statiques, unipolaires et à haut niveau,
- les chaînes rapides sans isolement qui sont statiques, uni ou bipolaires à haut ou bas niveau,
- les chaînes à relais,
- les chaînes statiques isolées,
- les chaînes à amplificateur à gain programmable.

## Chaînes ultra-rapides

Les chaînes appartenant à cette classe sont toujours statiques, unipolaires et à haut niveau - leur cadence propre peut atteindre 500 000 points/s.

Le multiplexage le plus simple pour cette classe des chaînes - dont la structure générale est schématisée par la **figure 1** - est du type série et utilise des transistors à effet de champ (FET, MOS, etc.).

Etant donné que les sources  $V_i$  sont à basse impédance, les temps de positionnement des multiplexeurs (ici transistors à effet de champ) sont courts, de l'ordre 1  $\mu$ V.

Par ailleurs les tensions  $V_i$  étant à haut niveau, par exemple pleine échelle  $\pm 5$  V, les causes d'erreurs qui se chiffrent toutes cumulées en dizaines de  $\mu$ V, limitent la précision théorique à environ  $10^{-5}$ . Il devient ainsi possible d'utiliser un convertisseur de format 16 bits (64 000 points de mesure) qui permettra effectivement d'obtenir une précision de cet ordre.

Cette famille de chaînes est destinée aux laboratoires ou aux centres d'essais pour des applications du type simulation hybride en temps accéléré, analyse d'impulsions, analyse de phénomènes de chocs et vibrations, etc.

Compte tenu des vitesses d'acquisition des signaux mises en jeu

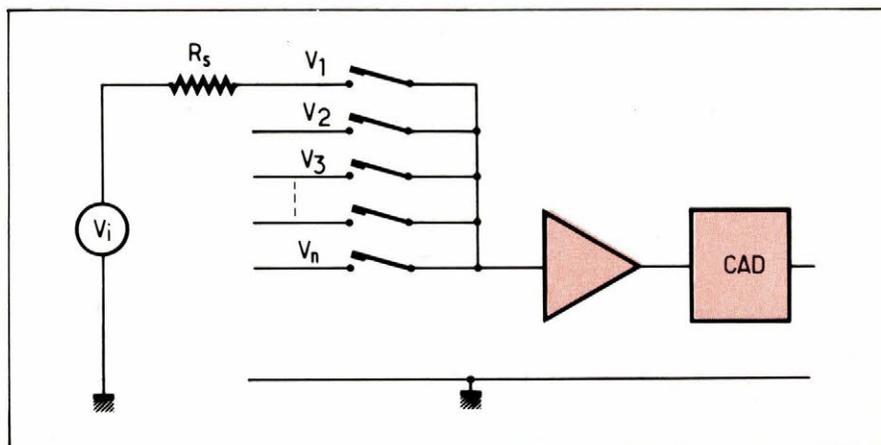


Fig. 1. - Structure générale des chaînes ultra-rapides.

dans ces expériences, il est conseillé de disposer en amont de la chaîne d'un conditionneur de signal par voie de mesure, par exemple un amplificateur de mesure différentiel qui éliminera les tensions de mode, amplifiera le signal à mesurer pour l'amener à « haut niveau », le référencera à la masse mesure et fournira une sortie à basse impédance avant d'attaquer le multiplexeur. Au cas où des modules conditionneurs doivent être utilisés, une attention toute particulière doit être portée à leur qualité - car ce sont leur imperfection de dérive et réjection de mode commun qui vont limiter effectivement la précision de la chaîne. Cependant un inconvénient et non le moindre (le coût) limite l'utilisation des amplificateurs en amont de chaque voie dans les chaînes ultra-rapides - ceci apparaît dans la pratique comme une solution très onéreuse si le nombre d'entrées, comme il l'est dans la plupart des cas, est grand.

## Chaînes rapides sans isolement

Les chaînes de cette famille sont statiques et peuvent être unies ou bipolaires, à haut ou à bas niveau. Leur cadence est généralement comprise entre 10 000 et 100 000 points/s. Lorsqu'elles sont différentielles leur tension de mode commun est limitée à une dizaine de volts. Elles sont donc utilisées chaque fois que l'utilisateur est maître de cette tension : l'installation comprend soit des capteurs isolés dont il est possible de référencer une des deux entrées par rapport à la masse mesure, soit des conditionneurs qui introduisent une tension de mode commun connue.

De toute façon, même si l'on peut réunir toutes les sources à la masse mesure, on utilisera des entrées différentielles dès que la longueur du câblage entre sources et entrées de la chaîne dépasse quelques mètres.

Pour limiter les erreurs apportées par la mise en parallèle d'un grand nombre de multiplexeurs, on limite en général de 8 à 32 le nombre de voies associées pour réaliser chaque étage de commutation - l'ensemble de ces 8 à 16 voies, comprenant le multiplexeur et parfois la logique de décodage, prend le nom de groupe.

La commutation peut être soit unipolaire, soit différentielle - comme le représente la **figure 2** - ceci entraîne l'utilisation de deux multiplexeurs identiques.

Ainsi, l'empilage de plusieurs groupes augmente la capacité de la chaîne à plusieurs centaines de voies ; un multiplexeur de groupe sélectionne alors la sortie d'un des groupes parmi les N connectés.

Si chaque groupe d'entrée possède son propre amplificateur de mesure délivrant une grandeur référencée à la masse, le multiplexeur de groupe est unipolaire - sinon comme nous le présente la **figure-2**, le signal d'entrée sélectionné est commuté sous forme différentielle une première fois par le multiplexeur de voie puis une seconde fois par le multiplexeur de groupe ; la transformation du signal différentiel en signal unipolaire, se fait dans ce cas après le multiplexeur de groupes.

Cette dernière solution n'utilisant qu'un seul amplificateur de mesure pour l'ensemble de la chaîne est évidemment assez facile à mettre en œuvre.

Lorsque le nombre de voies connectées devient important, par exemple 256 voies réparties en 16 groupes de 16 voies, des courants de fuite importants circulent dans les multiplexeurs et font apparaître des erreurs parasites à l'entrée de l'amplificateur de mesure.

Dans ces types de chaînes, la précision globale est essentiellement limitée par les performances de l'am-

plificateur de mesure et il est courant d'obtenir une valeur globale de l'ordre de  $10^{-3}$  en bas niveau et de  $10^{-4}$  en haut niveau. On utilisera dans ce cas des convertisseurs ayant des formats de 12 à 14 bits. En revanche, la vitesse est limitée en haut niveau par le temps que met le multiplexeur à se positionner lorsque la source connectée possède une impédance interne élevée (de  $100 \Omega$  à  $1 \text{ k}\Omega$ ) ou en bas niveau par le temps de stabilisation de l'amplificateur de mesure.

### Chaînes à relais

Les chaînes à relais sont des chaînes industrielles les plus courantes. Elles sont caractérisées par :

- une cadence lente comprise entre 20 et 400 points/s,
- une structure à entrées différentielles,
- une forte tension de mode commun pouvant facilement atteindre 600 V.

On rencontre fréquemment les chaînes à relais dans les domaines tels que le contrôle des processus chimiques, la surveillance de température... dans lesquels les problèmes de vitesse ne se posent en général pas, compte tenu de la faible bande passante des capteurs utilisés.

On distingue en principe deux catégories dans cette famille de chaînes :

- les chaînes à relais avec amplificateur flottant,
- les chaînes à relais à capacité basculante.

Comme schématisé par la **figure 3**, dans les chaînes à relais à amplificateur flottant, l'amplificateur de mesure possède une entrée et une sortie isolées galvaniquement par l'intermédiaire de transformateurs ou de coupleurs photo-électriques. La masse par rapport à laquelle est référencé le signal de sortie peut donc être à un potentiel de plusieurs centaines de volts par rapport à une des tensions d'entrée, la tension maximum n'étant limitée que par le claquage des transformateurs ou des coupleurs. La qualité de la chaîne repose énormément sur celle de l'amplificateur. Comme il est unique dans la chaîne, il devient possible d'utiliser à ce niveau un élément très cher mais très performant. On trouve couramment des amplificateurs dont la dérive est inférieure à  $0,5 \mu\text{s}$  et dont la réjection de mode commun atteint 140 dB. Les amplificateurs à faible bruit ont malheureusement une bande passante faible impliquant des temps de stabilisation de leur signal de sortie à  $10^{-4}$  près à environ  $200 \mu\text{s}$ . Cette restriction de vitesse est sans influence sur la cadence globale de la chaîne. La technologie du type relais utilisée pour le multiplexage de voie et de groupe impose des temps de commutation comprise dans une fourchette de 2 et  $6 \mu\text{s}$ . Il n'est donc pas nécessaire dans ce cas d'utiliser un convertisseur très rapide, mais plutôt un sous-ensemble à même d'éliminer le 50 Hz ou 400 Hz parasite qui n'aurait pas été rejeté par l'amplificateur de mesure.

Les chaînes à relais à capacité basculante ou à capacité volante sont une variante très intéressante des chaînes à relais - leur emploi évite l'utilisation d'un amplificateur de mesure souvent onéreux pouvant accepter des fortes tensions de mode commun. A chaque capteur ou conditionneur est associé un double commutateur à relais comme nous le représente la **figure 4**.

Le mode de fonctionnement de ce système est simple. Comme représenté par la **figure 5**, la tension différentielle d'entrée est stockée dans une capacité  $C$  constamment connectée au capteur - le relais 1 étant en position fermée et le relais 2 en position ouverte. Lorsqu'on désire convertir la tension  $V_i$  le relais 1 est alors ouvert et le relais 2 fermé. La tension  $V_i$  qui se trouvait à un potentiel de mode commun  $V_{MC}$

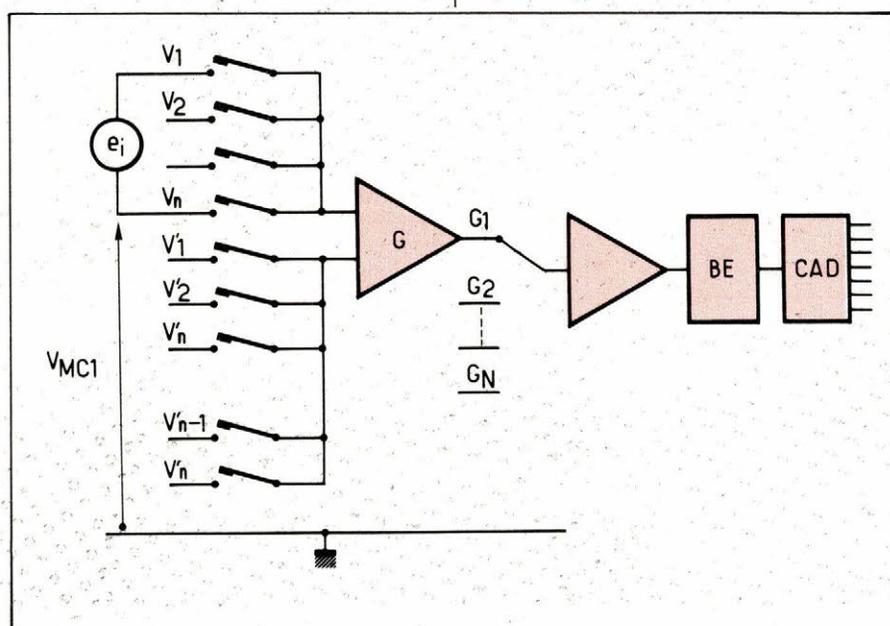


Fig. 2. - Chaîne rapide sans isolement à entrée différentielle.

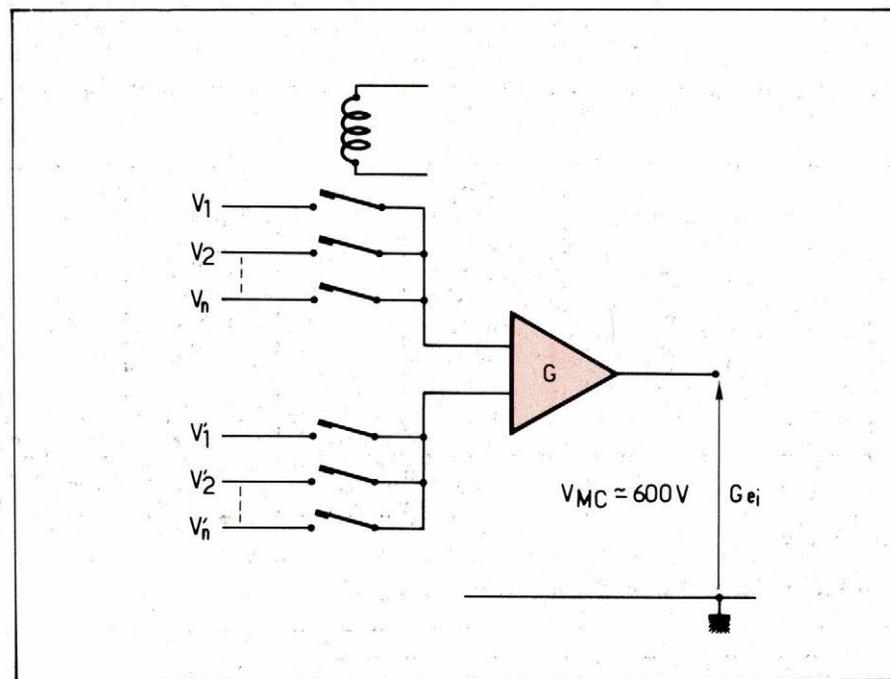


Fig. 3. - Chaîne à relais avec amplificateur flottant.

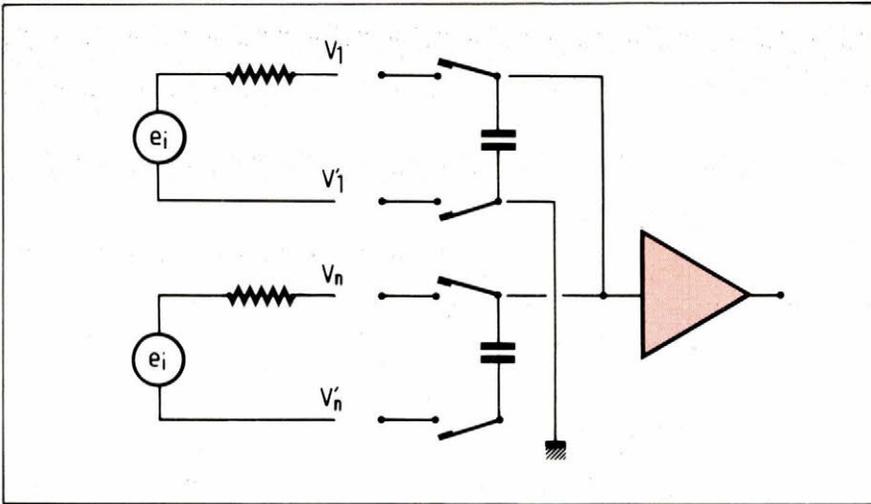


Fig. 4. - Structure d'une chaîne à relais à capacité basculante - une capacité par voie.

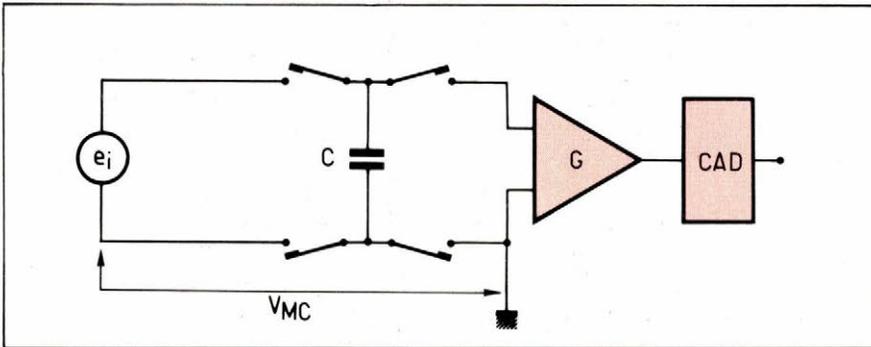


Fig. 5. - Fonctionnement du double commutateur à relais.

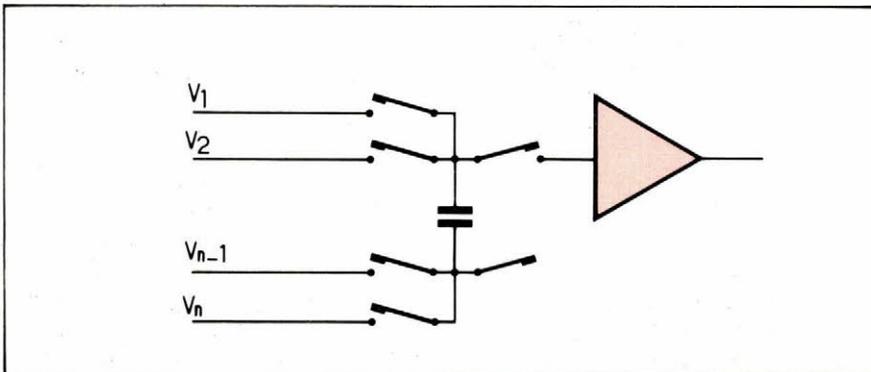


Fig. 6. - Chaîne à relais avec capacité basculante - une capacité unique pour toutes les voies.

par rapport à la masse, se trouve alors référencée par rapport à celle-ci si le second contact du relais 2 est relié à la masse mesure. Cette capacité  $C$  joue ici le rôle d'une mémoire analogique flottante que l'on référence successivement au potentiel de mode commun grâce au relais 1 et à la masse mesure grâce au relais 2.

Une solution encore moins coûteuse qui viendrait à l'esprit pour implanter une chaîne à relais à capacité basculante serait de n'utiliser qu'une capacité unique pour l'ensemble des voies - comme schématisé par la figure 6.

Cette solution est à rejeter dans tous les cas pour deux raisons :

- la capacité qui a mémorisé la tension  $V_i$  lorsque la voie a été scr-

tée, agit comme un générateur de tension lorsque l'on scrute la voie suivante,

- le temps d'acquisition devient très long, car il est indispensable d'attendre que la capacité absorbe l'échelon de tension  $V_j - V_i$  qui lui est appliqué lorsqu'on passe de la voie  $i$  à la voie  $j$  avant de démarrer la conversion alors que dans la solution à une capacité par voie, la tension ne subit pas de discontinuité.

L'évolution technologique actuelle et conséquemment la baisse du prix à la production des principaux composants des chaînes de mesure - nous amènent à imaginer dans un avenir proche, l'élimination progressive des chaînes à relais dans les domaines où elles étaient les plus utilisées par des chaînes statiques à

isolement, beaucoup plus fiables et plus performantes.

En effet, leurs atouts majeurs actuels qui sont entre autres : leur forte réjection de mode commun, le faible prix de revient des relais, la simplicité des circuits de commande, un amplificateur de mesure unique sont en train de marquer les pas sur leurs gros défauts qui sont : leur faible cadence et leur mauvaise fiabilité due à une durée de vie limitée des relais.

## Chaînes statiques à isolement

L'isolement galvanique entre la source et la masse mesure est réalisé au niveau du multiplexage dans cette famille de chaînes. Leur cadence est comprise en général entre 1000 et 5000 points/s.

Pour réaliser cet isolement, deux solutions sont possibles :

- isolement de la commande des multiplexeurs statiques à l'aide des transformateurs,
- isolement par modulation de fréquence.

Le rendement des photo-coupleurs étant trop faible, l'énergie de commande du commutateur statique toujours réalisé avec des transistors à effet de champ (MOS, CMOS, JFET, etc.) ne peut être apportée de façon optoélectronique. L'unique solution dans ce cas consiste à utiliser un transformateur qui ne peut malheureusement transmettre que des signaux alternatifs. Le signal d'entrée est donc « choppé », c'est-à-dire transformé en signal carré sans composante continue, d'amplitude égale au signal d'entrée. On peut soit utiliser un transformateur pour toutes les voies (fig. 7) soit mettre en place autant de transformateurs que de voies (fig. 8).

On remarque que ces deux modes d'utilisation de transformateurs correspondent à une modulation qui consiste à « hacher » directement le signal d'entrée sélectionné pour le transformer en signal alternatif en isolant les circuits commandés des « choppers » par rapport à la masse mesure.

Le mode de fonctionnement des ensembles bâtis sur ces principes est simple. Comme schématisé par la figure 7, les commutateurs sont commandés par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolement unique. Lorsqu'une voie n'est pas présélectionnée, tous les commutateurs sont en position ouverte. Lorsqu'une voie,

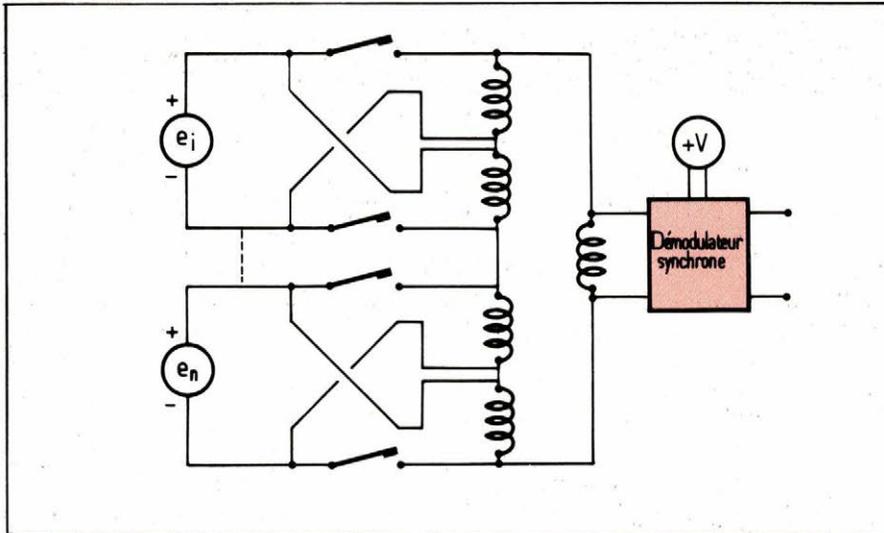


Fig. 7. — Chaîne statique à isolement : un transformateur unique pour toutes les voies.

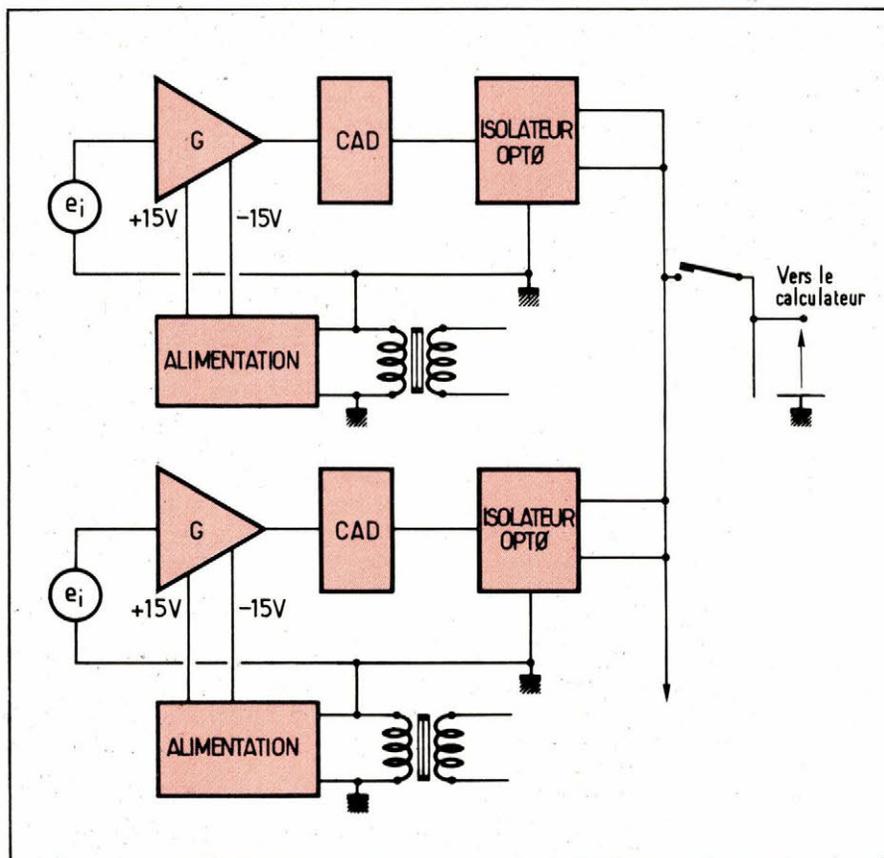


Fig. 8. — Chaîne statique à isolement : un transformateur par voie de mesure.

la voie VT1 par exemple, est sélectionnée, les commutateurs CM1 et CM2 sont commandés en opposition de phase. En réalisant la connexion des signaux commutés à un transformateur, on induit alternativement sur son primaire les tensions  $+V1$ ,  $-V1$ ,  $+V1$  etc. c'est-à-dire un signal sans composante continue qui peut être transmis sans déformation au secondaire et y être démodulé de façon synchrone.

On réalise ainsi un multiplexeur en utilisant un transformateur multi-primaire associé à un seul secondaire et un seul démodulateur.

Le reste de la chaîne en aval de la

sortie demeure identique à une chaîne classique, les  $n$  voies connectées jouant le rôle d'un groupe et le multiplexeur de groupe ayant la possibilité de sélectionner la sortie d'un des démodulateurs.

Pour des raisons technologiques : encombrement et facilité de bobinage, le nombre de voies est limité de 4 à 8 par transformateur dans cette structure. Les performances de vitesse d'un tel ensemble sont limitées par la bande passante du transformateur et la vitesse de commutation des transistors à effet de champ utilisés.

La solution consistant à utiliser

autant de transformateurs que de voies — représentée par la figure 8 — s'avère être très onéreuse à cause de la multiplication du nombre de transformateurs. Elle offre en plus le désavantage d'une modularité plus faible, le nombre de transformateurs intégrables sur une carte ne pouvant guère dépasser 4 ou 8 d'autant plus qu'il est nécessaire de prévoir pour linéariser leur fonctionnement un circuit de contre-réaction.

### Chaînes à amplificateurs à gain programmable

Compte tenu de la diversité des capteurs — la pleine échelle à l'entrée du convertisseur étant fixée — il est par exemple nécessaire d'amplifier dans la chaîne le signal commuté pour ramener sa pleine échelle à cette valeur à l'entrée du convertisseur. En effet, il est courant d'envoyer sur un même multiplexeur de groupe associé à un amplificateur de mesure des signaux dont la pleine échelle n'est pas identique. Lorsque ces pleines échelles ne sont pas trop différentes, par exemple 50 et 100 mV, il est possible de garder fixe le gain de l'amplificateur, quitte à perdre sur la précision de la mesure du signal. Cette solution est adoptée en particulier dans les chaînes où l'on prévoit un amplificateur de mesure par groupe de 4, 8 ou 16 voies. La pleine échelle du groupe est alors fixée à la construction par le gain fixe de l'amplificateur.

La solution pour adapter pleine échelle du capteur et pleine échelle à l'entrée de la chaîne consiste donc à utiliser un amplificateur à gain variable.

Les gains suivants sont en général adoptés :  $G = 1000, 500, 250, 100, 50, 25, 10, 2, 1$ . Ceci montre bien que la perte de précision est de 2 ans au maximum lorsqu'on commute d'une sensibilité sur la sensibilité voisine.

Deux modes d'utilisation des chaînes à amplificateur à gain variable sont possibles :

- soit la programmation externe du gain. En même temps que l'adresse de la voie à scruter, le calculateur envoie le gain à afficher. Cette méthode suppose que l'utilisateur connaisse à priori la pleine échelle de chaque capteur et constitue des tableaux associant l'adresse de toute entrée au gain correspondant.

- soit la programmation automatique du gain : la commande du gain est élaborée de façon interne par la chaîne. L'amplitude du signal d'en-

trée commuté est mesurée grossièrement à la sortie de l'amplificateur positionné en gain unitaire. Cette mesure, faite soit par un convertisseur parallèle très rapide, soit directement par le convertisseur de la chaîne fournit sous forme numérique une valeur grossière du signal qui permet de connaître la pleine échelle immédiatement supérieure pour l'affichage du gain.

La valeur du gain est alors envoyée avec la mesure pour qu'au dépouillement la vraie valeur du signal d'entrée puisse être calculée.

On voit tout l'intérêt de cette méthode qui permet presque de fonctionner à précision relative constante puisque mesure par mesure la pleine échelle s'adapte automatiquement au signal d'entrée. Cette méthode ne peut être appliquée aux chaînes très rapides, le temps de calcul du gain et de programmation de l'amplificateur grevant trop lourdement la cadence.

## Tendances nouvelles

L'apparition progressive sur le marché de composants électroniques d'une gamme variée de micro-circuits de traitement et de stockage de l'information à meilleur marché et la nécessité d'offrir à un opérateur non spécialement formé des matériels fiables vont profondément marquer les nouvelles architectures des systèmes automatiques d'acquisition et de traitement de mesures.

L'avènement du microprocesseur permet de définir des philosophies d'emploi nouvelles orientées vers une décentralisation poussée des fonctions et des moyens informatiques pour les gérer.

L'autonomie, la fiabilité, la maintenance réduite, la facilité pour un opérateur de dialoguer avec son sys-

tème, la modularité, le faible coût des composants sont les caractéristiques qui militent en faveur d'une utilisation de plus en plus importante des chaînes de mesure à architecture décentralisée dans l'industrie.

Les microprocesseurs nous permettent désormais de prendre en charge au niveau de chaque sous-ensemble fonctionnel l'ensemble de la gestion des modules d'acquisition, de commande et de dialogue. Cette conception doit contribuer à renforcer l'intérêt d'une standardisation des dialogues calculateur central-satellite et des liaisons à l'intérieur du satellite entre processeurs de gestion et sous-ensembles.

De nombreux travaux sont menés depuis quelques années pour normaliser les procédures de communication entre calculateurs et les modes de liaisons aux organes d'acquisition et de commande (CAMAC, procédure BSC, normes CCITT, Multibus, Intel...). Pour l'instant aucune de ces normes ne s'est réellement imposée dans la pratique industrielle.

La multiplicité de ces standards prouve qu'il faut être très prudent dans ce domaine et que conséquemment, il faut limiter ces normes à l'essentiel, à savoir :

- définition d'un bus entre sous-ensembles d'acquisition - commandes et organe de gestion,
- définition d'un support et d'une structure de message entre organe de gestion et moyen informatique réparti ou centralisé. L'observation de ces deux recommandations par les constructeurs doit permettre la conception des chaînes de mesure modulaires et indépendantes des moyens informatiques.

Avec cette indépendance dans les moyens informatiques, le logiciel va aussi perdre ses particularismes et

va permettre l'utilisation de langages évolués pour l'écriture des modules travaillant sous le contrôle de moniteurs.

Même si ces moniteurs assurent de temps en temps le traitement de tâches en background, par exemple pour la mise au point de nouveaux programmes - le plus souvent ils permettent de gérer les conflits d'accès aux ressources partageables du système, la synchronisation des tâches d'application, la gestion des interruptions et des priorités inter-tâches éventuelles. Des protocoles structurés en niveaux indépendants vont permettre d'assurer l'indépendance entre les matériels et les supports de transmission utilisés, l'interconnexion des matériels hétérogènes dans la chaîne sans modification notable du logiciel, la gestion fiable du réseau et le contrôle de bout-en-bout du transport des mesures captées.

## Conclusion

En guise de conclusion, on peut affirmer - sans crainte de beaucoup se tromper - que l'évolution de la technologie de fabrication des circuits LSI et la diminution conséquente des coûts des microprocesseurs et mémoires de masse entraînera dans les prochaines années une décentralisation encore plus importante des fonctions informatiques. Mais il ne faut pas que cette décentralisation devienne synonyme d'anarchie : il convient donc de concevoir les nouveaux systèmes autour des standards pour assurer la compatibilité des matériels et minimiser les coûts de maintenance.

**Hubert Kadima**

**Docteur 3<sup>e</sup> Cycle en Automatique  
Ingénieur à la Société  
Jeumont-Schneider.**

# L'album 1980 d'Electronique Applications

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

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

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

Les signaux électriques que peut traiter un système électronique sont de deux natures : logique et analogique.

Les signaux logiques peuvent être traités avantageusement par microprocesseurs. L'utilisation de ceux-ci pour le traitement de signaux analogiques nécessite l'usage de convertisseurs, de ROM pour d'éventuelles tabulations ou de programmes de gestion importants. Cet usage reste cependant indispensable lorsque la précision relative doit être meilleure que  $10^{-3}$ . Par contre, lors d'un traitement en temps réel, les systèmes analogiques sont préférables pour des variations rapides.

Certaines fonctions sont réalisées par des circuits spécifiques ( $\sqrt{x}$ ,  $\log x$ ,  $\sin x$ , etc.) qui peuvent être utilisés pour des

## Synthèse de fonctions en calcul analogique

fonctions directes ou réciproques. Les générateurs de fonctions à diodes trouvent également ici leur emploi.

Notre propos traite uniquement de l'usage des circuits multiplieurs et des circuits « multifonctions ».

Nous considérons séparément les fonctions de variables algébriques et les fonctions de variables arithmétiques. Ces dernières, bien que plus difficiles à analyser, permettent une approximation plus précise.

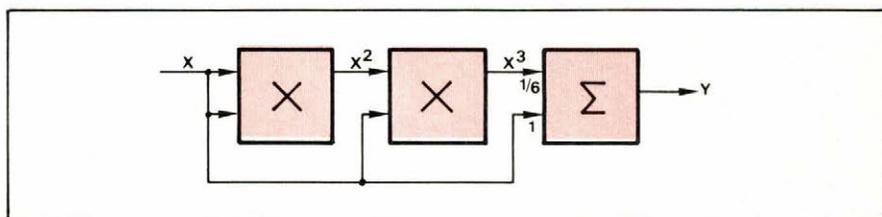


Fig. 1. — Schéma-bloc permettant de réaliser la fonction sinus à l'aide d'un développement de Taylor à l'ordre 3.

$$y = x - \frac{1}{6} \cdot x^3$$

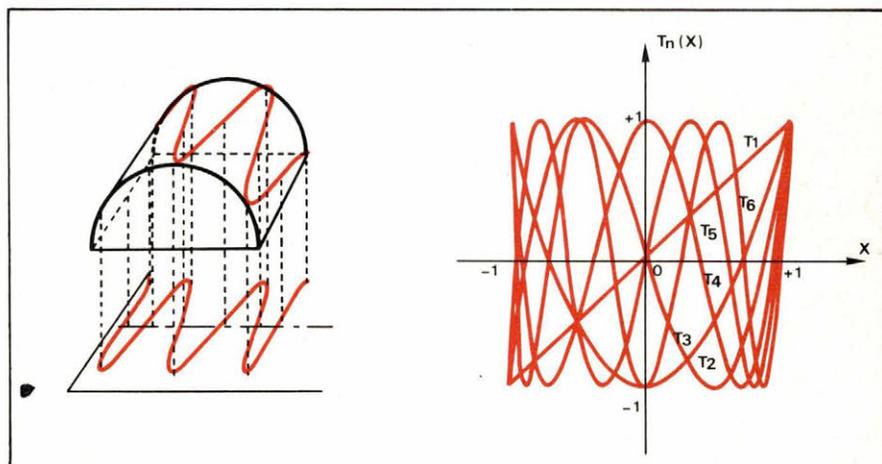


Fig. 2. — Polynômes de Tchebycheff.

a : Projection sur un plan d'une sinusoïde tracée sur un cylindre.

b : Courbes représentatives des fonctions  $T_1$  à  $T_6$ .

## Fonctions de variables algébriques (quatre quadrants)

### 1 – Développement de TAYLOR

La méthode la plus simple pour développer une fonction sous la forme d'un polynôme est le développement de Taylor au voisinage de l'origine :

$$f(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n + \epsilon$$

En fonction de la précision désirée, on limite le développement à l'ordre  $n$  et on néglige le terme d'erreur  $\epsilon$  dont l'ordre est au moins égal à  $n + 1$ .

Par exemple, à l'ordre 3 :

$$\sin x = x - \frac{1}{6}x^3$$

Le schéma bloc permettant de réaliser la fonction sinus en utilisant deux multiplieurs est présenté sur la **figure 1**.

Bien que l'intervalle de validité du développement ne soit limité qu'au rayon de convergence de la série, la précision n'est satisfaite, lorsque l'on s'éloigne de l'origine, que si l'on tient compte d'un grand nombre de termes utilisant un grand nombre de circuits.

### 2 – Développement en polynômes de TCHEBYTCHEFF

On peut envisager de décomposer  $f(x)$  suivant des fonctions mieux adaptées que les puissances entières de  $x$ . Ces fonctions peuvent être, en particulier, les polynômes de Tchebycheff. Leur caractère polynomial permet de les synthétiser à l'aide de multiplieurs. Leur courbe représentative (**fig. 2b**) correspond à la projection sur un plan d'une sinusoïde tracée sur un cylindre comme le montre la **figure 2a**.

L'expression des premiers polynômes lorsque  $-1 \leq x \leq +1$  est donnée ci-dessous :

$$\begin{aligned} T_0(x) &= 1 \\ T_1(x) &= x \\ T_2(x) &= 2x^2 - 1 \\ T_3(x) &= 4x^3 - 3x \\ T_4(x) &= 8x^4 - 8x^2 + 1 \\ T_5(x) &= 16x^5 - 20x^3 + 5x \end{aligned}$$

Pour que le développement converge, la variable  $x$  doit être comprise entre  $-1$  et  $+1$ . Pour répondre à cette exigence, on prendra, par exemple, pour la fonction sinus, l'expression :

$$f(x) = \sin \pi \frac{x}{2}$$

si l'on veut voir la fonction évoluer sur une complète demi-période.

De façon générale, le développement d'une fonction suivant les polynômes de Tchebycheff s'écrit :

$$f(x) = b_0 + b_1T_1(x) + b_2T_2(x) + \dots + b_nT_n(x) + \epsilon$$

Contrairement au développement de Taylor, la valeur de chaque coefficient dépend du nombre de termes que l'on désire conserver. L'ordre du terme d'erreur  $\epsilon$  est égal à  $n + 1$ .

Par exemple, pour la fonction sinus, en développant à l'ordre 3, on obtient :

$$\sin \pi \frac{x}{2} = 1,13372 T_1(x) - 0,14256 T_3(x)$$

tandis qu'à l'ordre 6 on obtient :

$$\sin \pi \frac{x}{2} = 1,13365 T_1(x) - 0,13807 T_3(x) + 0,00449 T_5(x)$$

La précision est d'autant meilleure que le nombre de

termes est grand. En particulier, suivant la parité de la fonction envisagée, certains termes peuvent être nuls. Il est souhaitable, cependant, d'en tenir compte dans le développement afin d'augmenter l'ordre du terme d'erreur. C'est ainsi que, dans le cas de la fonction sinus, on préférera le développement à l'ordre 4 :

$$\sin \pi \frac{x}{2} = 1,13365 T_1(x) - 0,13800 T_3(x)$$

à celui à l'ordre 3 mentionné plus haut, bien que le nombre de termes significatifs soit le même.

Il n'est pas possible de réaliser directement à l'aide de multiplieurs les fonctions polynômes de Tchebycheff. On se ramène à un développement polynomial en remplaçant  $T_n(x)$  par son expression en fonction de  $x$ . Ainsi, après avoir développé la fonction sinus en polynômes de Tchebycheff à l'ordre 4, on peut écrire :

$$\begin{aligned} \sin \pi \frac{x}{2} &= 1,54766 x - 0,55201 x^3 \\ (\text{erreur} < 4,5 \cdot 10^{-3}) \end{aligned}$$

Le schéma bloc est semblable à celui de la **figure 1** avec des coefficients différents.

A titre de comparaison, le développement de Taylor à l'ordre 3 ou 4 de la même fonction est :

$$\begin{aligned} \sin \pi \frac{x}{2} &= 1,57080 x - 0,64596 x^3 \\ (\text{erreur} < 7,5 \cdot 10^{-2}) \end{aligned}$$

La **figure 3** représente l'erreur commise en utilisant le développement de Taylor (**a**) et celui de Tchebycheff (**b**).

Dans le cas d'une fonction privée de parité, le nombre de multiplieurs utilisés est inférieur d'une unité à l'ordre où l'on développe la fonction. Ainsi, un développement à l'ordre 3 nécessite deux multiplieurs (**fig. 4**).

Pour une fonction paire, on n'a pas besoin des puissances impaires de  $x$ . Par exemple, en utilisant deux multiplieurs, comme sur la **figure 5**, on peut confectionner les puissances 2 et 4 de  $x$  : le développement en polynômes de Tchebycheff est alors calculé à l'ordre 5.

L'utilisation d'une telle approximation pour le cosinus fournit le développement :

$$\begin{aligned} y &= 0,99939 - 1,22269 x^2 + 0,22388 x^4 \\ (\text{erreur} 6 \cdot 10^{-4}) \end{aligned}$$

### 3 – Rétroaction

A partir du développement de Tchebycheff

$$y = b_0 + b_1T_1(x) + b_2T_2(x) + \dots + b_nT_n(x)$$

on en déduit le développement polynomial :

$$y = c_0 + c_1x + c_2x^2 + \dots + c_nx^n$$

Afin d'augmenter le nombre de termes, donc la précision, pour un même nombre de multiplieurs, on peut, lors du calcul du dernier terme, multiplier  $x^{n-1}$  par une combinaison linéaire de tous les termes auxquels on a accès, plutôt que de le multiplier simplement par  $x$ .

Parmi les termes auxquels on a accès se trouve  $y$ . On obtient alors :

$$\begin{aligned} y &= d_0 + d_1x + d_2x^2 + \dots + d_{n-1}x^{n-1} + x^{n-1}(d_nx + d_{n+1}x^2 \\ &\quad + \dots + d_{2n-2}x^{n-1} + d \cdot y) \end{aligned}$$

Ceci permet d'augmenter artificiellement l'ordre où l'on calcule le développement ; en effet, dans  $y$  sont déjà contenus des éléments d'ordre élevé.

Prenons l'exemple de développements utilisant deux multiplieurs. Le développement de Tchebycheff est à l'ordre 3 :

$$y = c_0 + c_1x + c_2x^2 + c_3x^3$$

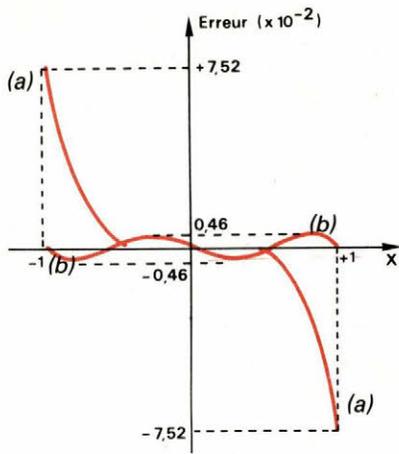


Fig. 3. — Erreurs commises en utilisant le développement de Taylor (a) et le développement de Tchebycheff (b) à l'ordre 4.

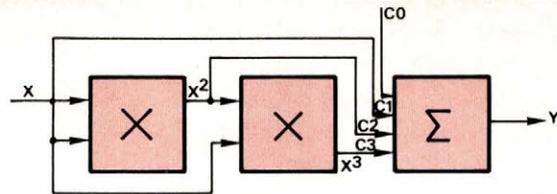


Fig. 4. — Schéma-bloc permettant de réaliser une fonction à l'aide d'un développement à l'ordre 3.  
 $y = c_0 + c_1 \cdot x + c_2 \cdot x^2 + c_3 \cdot x^3$ .

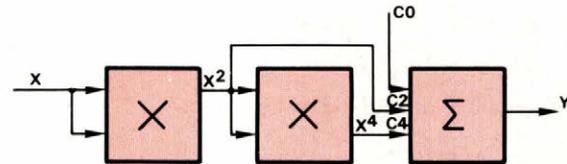


Fig. 5. — Schéma-bloc permettant de réaliser une fonction paire à l'aide d'un développement à l'ordre 5.  
 $y = c_0 + c_2 \cdot x^2 + c_4 \cdot x^4$ .

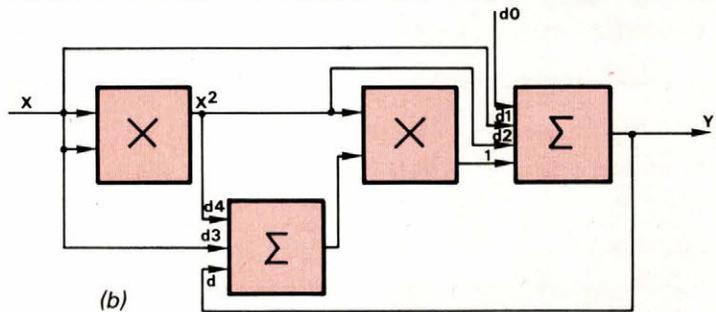
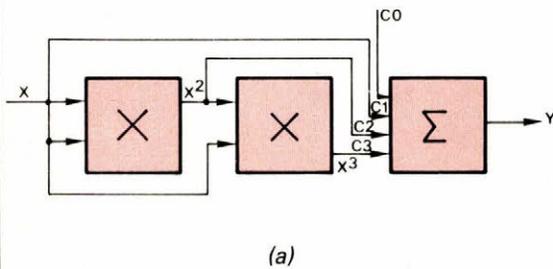


Fig. 6. — Schémas-blocs permettant de réaliser une fonction à l'aide de deux multiplieurs.

a : sans rétroaction (ordre 3)

$$y = c_0 + c_1 \cdot x + c_2 \cdot x^2 + c_3 \cdot x^3$$

b : avec rétroaction (ordre 5)

$$y = d_0 + d_1 \cdot x + d_2 \cdot x^2 + x^2 (d_3 \cdot x + d_4 \cdot x^2 + d \cdot y)$$

Le schéma bloc correspondant est représenté sur la figure 6a.

La rétroaction, telle qu'elle vient d'être décrite, s'écrit :

$$(1) \quad y = d_0 + d_1 x + d_2 x^2 + x^2 (d_3 x + d_4 x^2 + d \cdot y)$$

Le schéma bloc correspondant est représenté sur la figure 6b.

Il est important de noter que les valeurs de  $d_0, d_1, d_2$  et  $d_3$  sont respectivement différentes des valeurs de  $c_0, c_1, c_2$  et  $c_3$ .

Le calcul des 6 coefficients de ce développement nécessite 6 équations. Pour cela, on identifie les développements de Tchebycheff à l'ordre 5, des deux membres de l'expression (1).

Le développement polynomial issu de ce polynôme de Tchebycheff de  $y$  est :

$$y = c'_0 + c'_1 x + c'_2 x^2 + c'_3 x^3 + c'_4 x^4 + c'_5 x^5$$

et celui de  $x^2 y$  est :

$$x^2 y = c''_0 + c''_1 x + c''_2 x^2 + c''_3 x^3 + c''_4 x^4 + c''_5 x^5$$

Le développement de  $x^2 y$  ne se détermine en aucun cas en multipliant celui de  $y$  par  $x^2$ .

Pour qu'une fonction telle que  $c''_5$  soit différente de zéro, les coefficients  $d$  doivent être :

$$d_0 = c'_0 - \frac{c''_0 \cdot c'_5}{c''_5}; \quad d_1 = c'_1 - \frac{c''_1 \cdot c'_5}{c''_5};$$

$$d_2 = c'_2 - \frac{c''_2 \cdot c'_5}{c''_5}; \quad d_3 = c'_3 - \frac{c''_3 \cdot c'_5}{c''_5};$$

$$d_4 = c'_4 - \frac{c''_4 \cdot c'_5}{c''_5};$$

$$d = \frac{c'_5}{c''_5}$$

Ainsi, on peut écrire la fonction sinus :

$$y = \sin \frac{\pi x}{2} = 1,57140 x - x^2 (0,43234 x + 0,13914 y)$$

(erreur  $8,5 \cdot 10^{-6}$  au lieu de  $4,5 \cdot 10^{-3}$ )

Pour une fonction paire, il faut remplacer les indices 5 par les indices 6 et pousser le développement à l'ordre 7.

## Fonction d'une variable arithmétique (un quadrant)

### 1 — Développement de TAYLOR

Il n'y a aucune différence, pour le développement de Taylor, entre une variable algébrique et une variable arithmétique.

### 2 — Développement en polynômes de TCHEBYTCHEFF

Les polynômes de Tchebycheff sont définis entre  $-1$  et  $+1$ . Il faut donc effectuer une translation d'axe de façon à se ramener entre ces limites. Par exemple, pour une variable  $x$  comprise entre  $0$  et  $2$ , on posera  $X = x - 1$ . On se ramène ainsi à un développement en polynômes de Tchebycheff dans quatre quadrants :

$$f(x) = f(X + 1) = b_0 + b_1 T_1(X) + b_2 T_2(X) + \dots + b_n T_n(X)$$

On se ramène ensuite à un développement polynomial en remplaçant les fonctions de Tchebycheff par leur expression polynomiale en X :

$$f(x) = f(X+1) = c_0 + c_1 X + c_2 X^2 + \dots + c_n X^n$$

On se ramène enfin à la variable initiale en remplaçant X par  $x-1$  :

$$f(x) = d_0 + d_1 x + d_2 x^2 + \dots + d_n x^n$$

Prenons l'exemple de la fonction sinus développée à l'ordre 2 :

$$\sin \pi \frac{x}{4} = \sin \pi \frac{(X+1)}{4} = 0,60220 + 0,51352 T_1(X) - 0,10491 T_2(X)$$

Le développement polynomial en X est :

$$\sin \pi \frac{x}{4} = \sin \pi \frac{(X+1)}{4} = 0,70711 + 0,51352 X - 0,20981 X^2$$

A l'ordre 2 :

$$d_0 = c_0 - c_1; \quad d_1 = c_1 - 2c_2; \quad d_2 = c_2$$

Le développement en x est alors :

$$\sin \pi \frac{x}{4} = -0,01622 + 0,93314 x - 0,20911 x^2$$

(erreur  $< 1,6 \cdot 10^{-2}$ )

Le schéma bloc est celui de la figure 7.

### 3 - Rétroaction

Le principe est le même que dans le cas d'une variable algébrique. Ainsi, en utilisant un seul multiplicateur :

$$(2) \quad f(x) = y = d_0 + d_1 x + x(d_2 x + d \cdot y)$$

Pour calculer les coefficients d, on effectue un changement de variable en posant  $X = x-1$ . Par rapport à X, le développement 3 en polynômes de Tchebycheff de  $f(X+1)$  est :

$$y = c_0 + c_1 X + c_2 X^2 + c_3 X^3$$

et celui de  $(X+1) \cdot f(X+1)$  est :

$$(X+1)y = c'_0 + c'_1 X + c'_2 X^2 + c'_3 X^3$$

Dans ces conditions, en identifiant les développements des 2 membres de (2) :

$$d_0 = c_0 - c_1 + c_2 + \frac{c_3}{c'_3} (-c'_2 + c'_1 - c'_0)$$

$$d_1 = c_1 - 2c_2 + \frac{c_3}{c'_3} (2c'_2 - c'_1)$$

$$d_2 = c_2 - \frac{c_3 c'_2}{c'_3}$$

$$d = \frac{c_3}{c'_3}$$

Ainsi :

$$y = \sin \pi \frac{x}{4} = -0,00259 + 0,82682 x + x(-0,26882 x + 0,21093 y)$$

(erreur  $< 4 \cdot 10^{-3}$ )

Le schéma bloc est proposé sur la figure 8.

### 4 - Utilisation des puissances non entières sans rétroaction

Les circuits « multifonctions » du commerce assurent la fonction :

$$y = u \cdot v^m \text{ avec } 0,2 \leq m \leq 5$$

où u et v sont deux entrées, y la sortie et m un paramètre ajustable.

On envisage de synthétiser une fonction par :

$$y = a_0 + a_1 x + a_2 x^\alpha$$

Ceci est possible en effectuant le montage suivant le schéma bloc de la figure 9.

Dans ce cas,  $\alpha = m + 1$ .

Notons que le circuit multifonction, par essence, ne fonctionne que dans un quadrant. Il faut donc effectuer un changement de variable pour se ramener à une variable allant de  $-1$  à  $+1$ .

En posant  $X = x - 1$  :

$$(3) \quad y = a_0 + a_1 (X+1) + a_2 (X+1)^\alpha$$

On calcule les coefficients a en identifiant les développements en polynômes de Tchebycheff les deux membres de (3) avec :

$$y = b_0 + b_1 T_1(X) + b_2 T_2(X) + b_3 T_3(X)$$

et :

$$(1+X)^\alpha = c_0(\alpha) + c_1(\alpha) \cdot T_1(X) + c_2(\alpha) \cdot T_2(X) + c_3(\alpha) \cdot T_3(X)$$

Les coefficients c sont connus si l'on connaît  $\alpha$  (voir paragraphe suivant)...

L'identification fournit le système d'équations :

$$b_0 = a_0 + a_1 + a_2 \cdot c_0(\alpha)$$

$$b_1 = a_1 + a_2 \cdot c_1(\alpha)$$

$$b_2 = a_2 \cdot c_2(\alpha)$$

$$b_3 = a_2 \cdot c_3(\alpha)$$

Le rapport des deux dernières équations fournit une équation simplifiée en  $\alpha$  :

$$\frac{c_3(\alpha)}{c_2(\alpha)} = \frac{b_3}{b_2} \text{ que l'on résoud.}$$

La valeur de  $\alpha$  est reportée dans les autres équations et on en déduit les coefficients a.

Ainsi, pour la fonction sinus :

$$y = \sin \pi \frac{x}{4} = -0,00047 + 0,79198 x - 0,08535 x^{2,77621}$$

(erreur  $< 1,2 \cdot 10^{-6}$ )

### 5 - Utilisation des puissances non entières avec rétroaction

Pour améliorer la précision, on peut envisager une rétroaction comme dans le cas de puissances entières. Dans ce cas, la fonction est synthétisée par :

$$y = f(x) = a_0 + a_1 x + x^m (a_2 + a_3 x + a_4 y)$$

et le schéma bloc est celui de la figure 10.

Le calcul des coefficients passe par le changement de variable  $X = x - 1$ . Dans ces conditions :

$$f(X+1) = a_0 + a_1 (X+1) + (X+1)^m [a_2 + a_3 (X+1) + a_4 f(X+1)]$$

Pour identifier les développements en polynômes de Tchebycheff des deux membres de cette équation, il faut calculer :

$$f(X+1) = b_0 + b_1 T_1(X) + b_2 T_2(X) + b_3 T_3(X) + b_4 T_4(X) + b_5 T_5(X)$$

et poser :

$$(X+1)^m = c_0(m) + c_1(m) T_1(X) + c_2(m) T_2(X) + c_3(m) T_3(X) + c_4(m) T_4(X) + c_5(m) T_5(X)$$

$$(X+1)^{m+1} = d_0(m) + d_1(m) T_1(X) + d_2(m) T_2(X) + d_3(m) T_3(X) + d_4(m) T_4(X) + d_5(m) T_5(X)$$

$$(X+1)^m \cdot f(X+1) = e_0(m) + e_1(m) T_1(X) + e_2(m) T_2(X) + e_3(m) T_3(X) + e_4(m) T_4(X) + e_5(m) T_5(X)$$

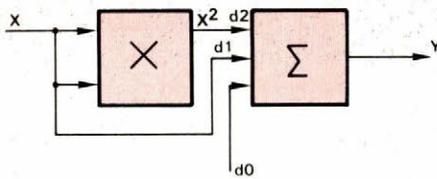


Fig. 7. - Schéma-bloc permettant de réaliser une fonction à l'aide d'un développement à l'ordre 2.  
 $y = d_0 + d_1 \cdot x + d_2 \cdot x^2$ .

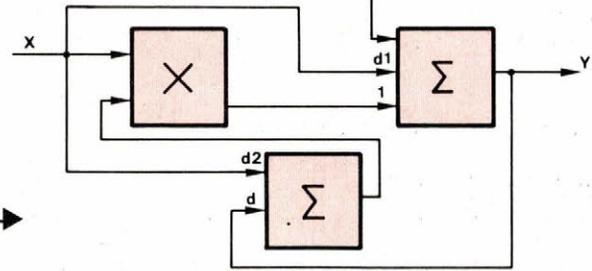


Fig. 8. - Utilisation d'un seul multiplieur pour la réalisation d'une fonction avec rétroaction (ordre 3).  
 $y = d_0 + d_1 \cdot x + d_2 \cdot x^2$ .

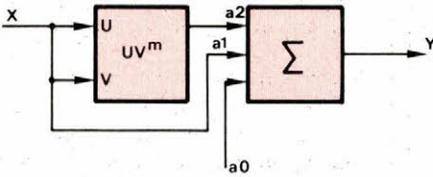
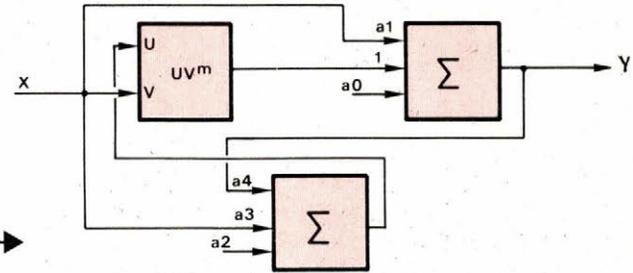


Fig. 9. - Utilisation d'un circuit multifonction sans rétroaction.

$$y = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^{m+1}$$

Fig. 10. - Utilisation d'un circuit multifonction avec rétroaction.

$$y = a_0 + a_1 \cdot x + x^m (a_2 + a_3 \cdot x + a_4 \cdot y)$$



L'identification conduit au système suivant :

$$b_0 = a_0 + a_1 + a_2 c_0(m) + a_3 d_0(m) + a_4 e_0(m)$$

$$b_1 = a_1 + a_2 c_1(m) + a_3 d_1(m) + a_4 e_1(m)$$

$$b_2 = a_2 c_2(m) + a_3 d_2(m) + a_4 e_2(m)$$

$$b_3 = a_2 c_3(m) + a_3 d_3(m) + a_4 e_3(m)$$

$$b_4 = a_2 c_4(m) + a_3 d_4(m) + a_4 e_4(m)$$

$$b_5 = a_2 c_5(m) + a_3 d_5(m) + a_4 e_5(m)$$

En éliminant  $a_2$ ,  $a_3$  et  $a_4$  des quatre dernières équations, on en déduit  $m$ . On remplace ensuite  $m$  par sa valeur pour en déduire les coefficients  $a$ . Ainsi pour la fonction sinus :

$$y = \sin \pi \frac{x}{4} = 0,00004 + 0,785282 x + x^{3,03987} (-0,085321 + 0,009992 x - 0,004039 y)$$

(erreur  $< 7,5 \cdot 10^{-6}$ )

### Méthode de détermination des coefficients du développement en polynômes de TCHEBYTCHEFF

La coutume qui consiste à identifier les développements de Tchebycheff et de Taylor à un ordre élevé (comme dans l'ouvrage de Wong et Ott) ne se justifie pas, d'abord parce qu'elle nécessite la connaissance du développement de Taylor jusqu'à rang élevé et ensuite parce qu'elle s'appuie sur un raisonnement qui n'est pas rigoureux.

Une fonction  $f(x)$  est décomposée suivant un développement en polynômes de Tchebycheff de la façon suivante :

$$f(x) = b_0 + b_1 T(x) + \dots + b_n T_n(x) + \epsilon$$

Le terme  $\epsilon$  est d'ordre  $n + 1$ .

Le coefficient  $b_0$  est donné par :

$$b_0 = \frac{1}{n+1} \sum_{i=0}^n f(a_i)$$

et les autres par :

$$b_k = \frac{2}{n+1} \sum_{i=0}^n f(a_i) \cdot T_k(a_i)$$

Dans ces expressions :

$$a_i = \cos \frac{(2i+1)\pi}{2(n+1)}$$

Prenons l'exemple de la fonction  $f(X) = (X+1)^\alpha$  dont il a été question plus haut :

$$f(X) = (X+1)^\alpha = c_0(\alpha) + c_1(\alpha) \cdot T_1(X) + c_2(\alpha) \cdot T_2(X) + c_3(\alpha) \cdot T_3(X)$$

Dans ce cas :

$$c_0(\alpha) = \frac{1}{4} \sum_{i=0}^3 (1+a_i)^\alpha$$

$$c_{k \neq 0}(\alpha) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^3 (1+a_i)^\alpha \cdot T_k(a_i)$$

$$\text{avec } a_0 = \cos \frac{\pi}{8} = 0,92388$$

$$a_1 = \cos \frac{3\pi}{8} = 0,38268$$

$$a_2 = \cos \frac{5\pi}{8} = -0,38268$$

$$a_3 = \cos \frac{7\pi}{8} = -0,92388$$

### Conclusion

Le tableau que nous présentons permet de comparer la précision des différentes méthodes proposées. Il n'est pas surprenant de constater que la précision s'améliore lorsque le nombre de multiplieurs augmente.

Pour un même nombre de composants, l'utilisation d'une rétroaction rend le calcul plus précis. Enfin, les circuits multifonctions, à nombre de composants égal, don-

FONCTION	SINUS			COSINUS		
	EXP	APPROXIMATION	PRECISION	EXP	APPROXIMATION	PRECISION
4 quadrants sans rétroaction 1 multiplieur				$\cos \frac{\pi x}{2}$	$y = 0,97080 - 0,99761 x^2$	$2,9 \times 10^{-2}$
4 quadrants sans rétroaction 2 multiplieurs	$\sin \frac{\pi x}{2}$	$y = 1,54766 x - 0,55201 x^3$	$4,6 \times 10^{-2}$	$\cos \frac{\pi x}{2}$	$y = 0,99939 - 1,22269 x^2 + 0,22388 x^4$	$6 \times 10^{-4}$
4 quadrants avec rétroaction 2 multiplieurs	$\sin \frac{\pi x}{2}$	$y = 1,57140 x - x^2 (0,43234 x + 0,13914 y)$	$9 \times 10^{-5}$	$\cos \frac{\pi x}{2}$	$y = 1,00001 - 1,14479 x^2 + x^2 (0,14479 x^2 - 0,08912 y)$	$1,3 \times 10^{-5}$
1 quadrant sans rétroaction 1 multiplieur	$\sin \frac{\pi x}{4}$	$y = 0,01622 + 0,93314 x - 0,20911 x^2$	$1,6 \times 10^{-2}$	$\cos \frac{\pi x}{4}$	$y = 1,01082 - 0,9309 x - 0,20981 x^2$	$1,6 \times 10^{-2}$
1 quadrant sans rétroaction 2 multiplieurs	$\sin \frac{\pi x}{4}$	$y = -0,00113 + 0,80324 x - 0,04101 x^2 - 0,05536 x^3$	$1,6 \times 10^{-3}$	$\cos \frac{\pi x}{4}$	$y = 0,99854 + 0,02508 x - 0,37314 x^2 + 0,05535 x^3$	$1,6 \times 10^{-3}$
1 quadrant avec rétroaction 1 multiplieur	$\sin \frac{\pi x}{4}$	$y = -0,00259 + 0,82682 x + x(-0,26882 x + 0,21093 y)$	$4 \times 10^{-3}$	$\cos \frac{\pi x}{4}$	$y = 0,99592 + 0,42975 x - x(0,46497 x + 0,36484 y)$	$4 \times 10^{-3}$
1 quadrant avec rétroaction 2 multiplieurs	$\sin \frac{\pi x}{4}$	$y = -0,000016 + 0,785971 x - 0,003273 x^2 - x^2(0,030211 x + 0,005863 x^2 + 0,055835 y)$	$1,6 \times 10^{-5}$	$\cos \frac{\pi x}{4}$	$y = 1,0000025 - 0,00066 x - 0,284880 x^2 + x^2(-0,000489 x + 0,008973 x^2 - 0,023243 y)$	$2,5 \times 10^{-6}$
1 quadrant sans rétroaction puissances non entières	$\sin \frac{\pi x}{4}$	$y = -0,00047 + 0,79198 x - 0,08535 x^{2,77821}$	$1,2 \times 10^{-4}$	$\cos \frac{\pi x}{4}$	$y = 0,98415 + 0,520938 x - 0,8072 x^{1,33801}$	$8 \times 10^{-4}$
1 quadrant avec rétroaction puissances non entières	$\sin \frac{\pi x}{4}$	$y = 0,000004 + 0,785282 x + x^{3,03987}(-0,085321 + 0,009992 x - 0,004039 y)$	$7,5 \times 10^{-6}$	$\cos \frac{\pi x}{4}$	$y = 1,0004 - 0,01673 x + x^{2,23927}(-0,43361 + 0,11442 x + 0,06008 y)$	$4 \times 10^{-4}$

nent un résultat plus précis (mais à quel prix !) que les multiplieurs.

Les fonctions qui ont été proposées à titre d'exemples sont données sous forme explicite. Il est possible, aussi, de synthétiser une fonction empirique. Si celle-ci est connue sous la forme d'une courbe, il suffit de relever les ordonnées  $f(a_i)$  correspondant aux abscisses  $a_i$  définies ci-dessus. Si la fonction apparaît sous la forme d'un tableau de nombres donnant N points, un programme de calcul permet de déterminer les N coefficients du polynôme de Lagrange de degré  $N - 1$  passant par ces points. Le polynôme obtenu est alors considéré comme l'équation explicite de la fonction à synthétiser.

Enfin, lorsque l'on veut synthétiser la fonction d'une variable dont le domaine de variation est quelconque, il suffit d'effectuer un changement de variable de façon à ramener ce domaine à l'intervalle de  $-1$  à  $+1$  pour pouvoir utiliser les méthodes proposées ci-dessus.

Avec des moyens de calculs modestes, il est possible de concevoir un « circuit fonction » avec une bonne précision sans faire appel, pour autant, à des méthodes de calculs élaborés. C'est ainsi que les résultats que nous présentons ont été calculés avec le mini ordinateur Tandy TRS 80.

Il faut s'attendre, dans un proche avenir, à voir le prix des circuits analogiques diminuer et leur précision s'améliorer. Les méthodes que nous avons décrites devraient constituer un « software » suffisant pour faire face à cette évolution.

**D. Pasquet**  
IUT du Littoral Calais-Dunkerque  
Département Génie Electrique de Calais

## Bibliographie

- Compléments de mathématiques, **A. ANGOT** (Ed. Masson).
- Mathematical Handbook, **G.A. KORN** and **J.M. KORN** (Ed. Mac Grawhill).
- Function Circuits, **Y.J. WONG** and **W.E. OOT** (Ed. Mac Grawhill, Burr-Brown series).
- Non linear circuits handbook (Analog Devices).

S'il est vrai que les circuits à triacs sont maintenant bien connus des concepteurs, l'emploi de ces composants dans le cas d'une charge inductive requiert cependant quelques précautions qu'il convient de ne pas négliger pour en tirer un parti optimal. C'est l'objet de l'article ci-après, qui passe en revue les différents modes de commande du triac et rappelle les principes qui en garantissent le fonctionnement correct.

# Emploi des triacs sur charge inductive

## Phénomènes apparaissant à la fermeture du circuit

On sait que le triac est un organe essentiel de contrôle de puissance à partir d'une alimentation alternative (réseau).

Dans la plupart des cas, le circuit possède une composante inductive : soit par la nature même de la charge : moteurs, transformateurs, inductances ballast ; soit par l'impédance de la source : utilisation au secondaire d'un transformateur, grandes longueurs de lignes, etc. Sur charge inductive, les conditions de fonctionnement varient de façon importante, lors de la fermeture du circuit, suivant le mode de commande (courant de gâchette, polarité et largeur) et synchronisation de l'amorçage. Afin de réaliser un circuit de

commande optimal, il est indispensable d'analyser les différentes possibilités.

## Amorçage

### Signal de commande

Le triac est amorcé par un courant de gâchette  $I_g > I_{gt}$ , dont la durée doit permettre au courant principal d'atteindre la valeur du courant d'accrochage du triac ( $I_L$ ).

La largeur du signal de commande est imposée par la vitesse de croissance du courant principal ( $di/dt$ ), limitée par l'inductance de la charge et par le choix du quadrant d'amorçage.

Le courant d'accrochage  $I_L$  est le plus important dans le second quadrant ( $A_2$  positive par rapport à  $A_1$ ,  $I_g$  négatif) : (fig. 1-a).

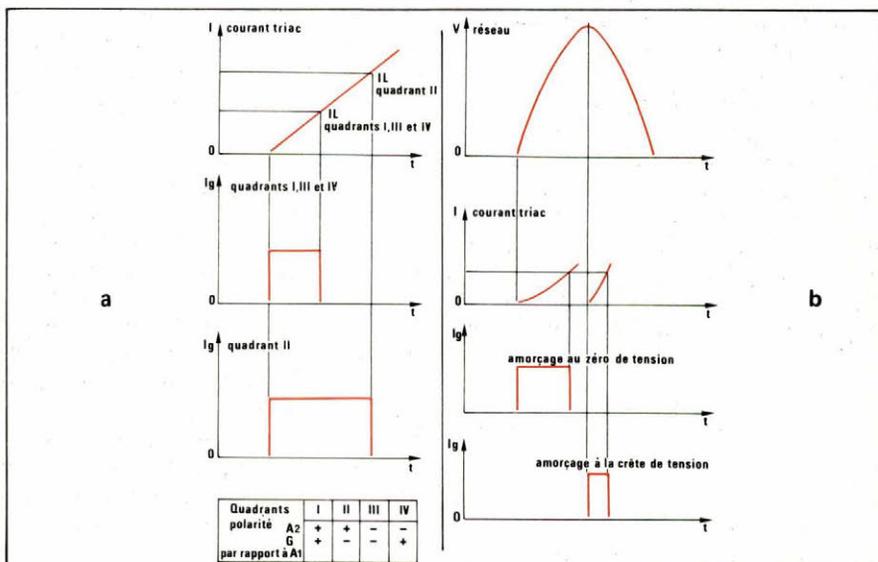


Fig. 1. — Largeur de commande nécessaire en fonction des quadrants d'amorçage (a) ; largeur de commande nécessaire en fonction du moment d'amorçage (b).

La pente de croissance du courant principal  $di/dt$  est proportionnelle à l'amplitude de la tension d'alimentation au moment de l'amorçage ( $di/dt = V/L$ ). La largeur du signal nécessaire pour la commande est plus faible lorsque l'amorçage a lieu au voisinage de la crête de la tension du réseau que lorsque celui-ci survient autour du zéro de tension (fig. 1-b).

Pour amorcer le triac et assurer la conduction en régime permanent, nous pouvons comparer plusieurs types de circuits de commande.

### Commande de gâchette par impulsion unique

Pour assurer un fonctionnement correct, l'impulsion de gâchette doit être synchronisée sur le passage à zéro du courant dans le triac et être suffisamment longue pour permettre au courant d'atteindre le courant d'accrochage  $I_L$  (fig. 2-a).

Dans le cas où l'impulsion arrive avant le passage à zéro du courant dans le triac (mauvaise synchronisation) ou si sa durée est trop brève pour permettre au courant de dépasser le courant d'accrochage  $I_L$ , le triac ne conduit qu'une alternance sur deux. La forte composante continue ainsi introduite dans la charge peut provoquer d'importantes surintensités dues à la saturation des matériaux magnétiques (fig. 2-b).

### Commande de gâchette par train d'impulsions

La commande par train d'impulsions de gâchette élimine les problèmes de synchronisation sur le courant. Une fréquence de récurrence de quelques kilohertz garantit le bon fonctionnement de ce type de commande (fig. 3).

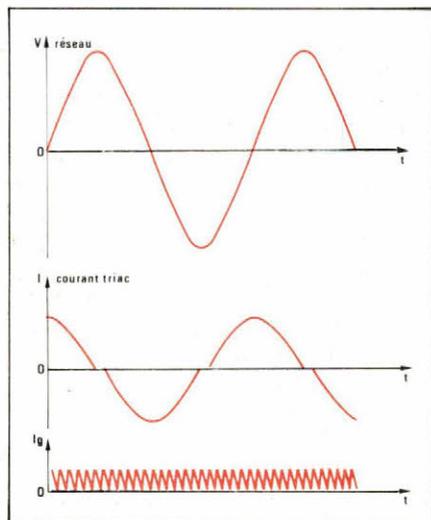


Fig. 3. — Commande de gâchette par train d'impulsions.

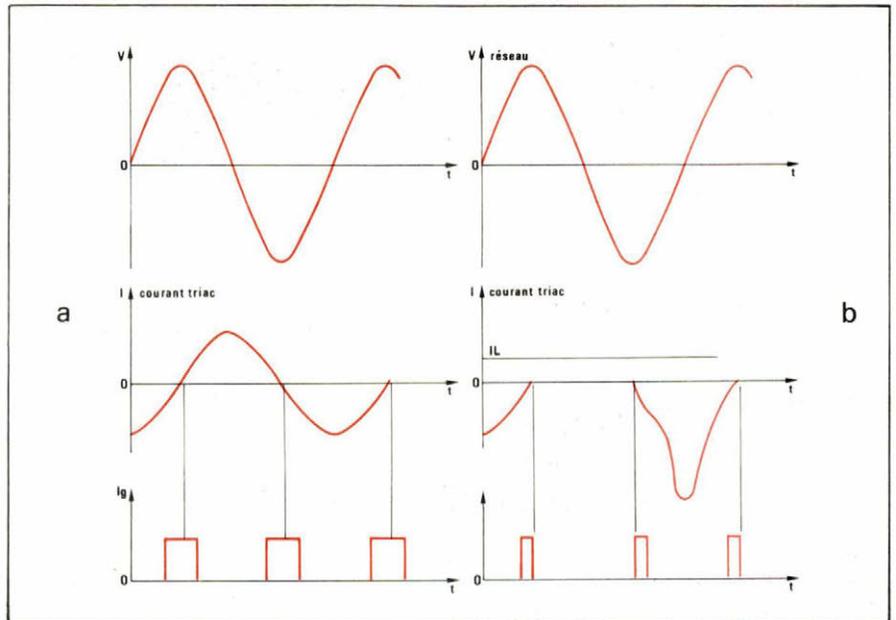


Fig. 2. — Commande de gâchette par impulsion unique synchronisée sur le zéro de courant (a) ; dans le cas d'une impulsion unique de durée trop brève, le triac ne conduit qu'une alternance sur deux. (b)

Ce procédé, dont les résultats sont satisfaisants, est souvent employé dans les commandes de triacs sur circuits inductifs.

Une variante de ce principe consiste à utiliser un circuit de surveillance d'amorçage dans lequel les impulsions de commande sont délivrées à la gâchette tant que la tension aux bornes du triac est supérieure à un seuil, fixé en général à une dizaine de volts (fig. 4). Ce type de circuit permet de délivrer le courant de gâchette juste nécessaire à l'amorçage.

### Commande de gâchette continue

La commande de gâchette continue garantit un amorçage idéal, mais présente l'inconvénient d'une consommation élevée, surtout dans le cas où l'alimentation de commande est fournie par le réseau.

Les problèmes d'accrochage étant ici importants, il est préférable de commander la gâchette en courant négatif (quadrants II et III).

## Phénomènes transitoires à l'amorçage

### Principes

En régime permanent, le champ magnétique  $H$ , proportionnel au courant dans l'inductance varie, par rapport à l'induction  $B$ , avec retard comme le montre le cycle d'hysteresis de la figure 5.

En régime transitoire, l'induction peut suivre un trajet différent et atteindre la valeur de saturation  $BS$  pour laquelle le champ magnétique  $H$  (selon le courant dans l'inductance) augmente très rapidement (fig. 6).

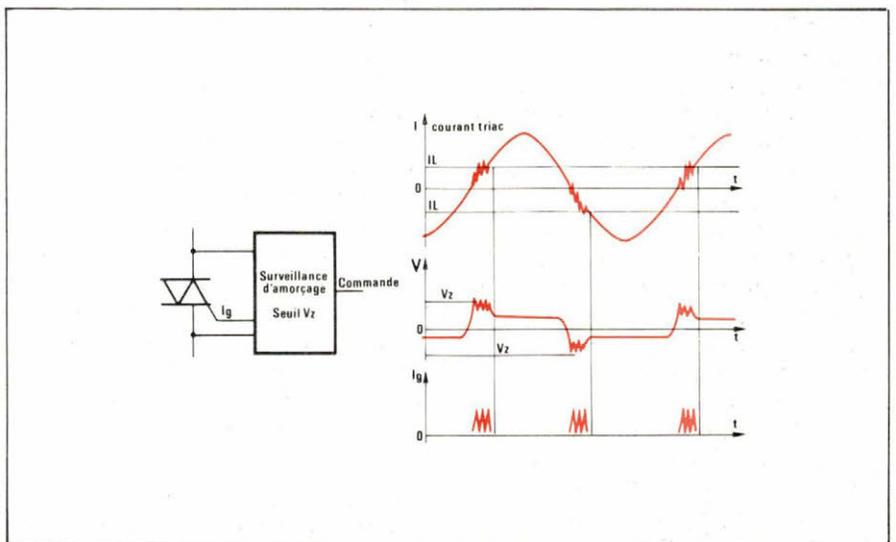


Fig. 4. — Circuit de surveillance d'amorçage : la commande est repérée jusqu'à l'amorçage.

Dans les circuits commandés par un triac, l'ouverture se produit lorsque le courant s'annule. L'induction conserve alors une valeur remanente  $B_r$ , correspondant à  $H = 0$  (fig. 5).

Lors de la mise en conduction du triac, les phénomènes transitoires dépendent de l'instant de synchronisation de la commande par rapport à la tension secteur.

### Amorçage au zéro de tension secteur

L'induction crête tend vers la valeur :

$$B_{\max} = 2 B_n + B_r,$$

atteignant ainsi dans la plupart des cas l'induction de saturation  $BS$ . L'amplitude du courant proportionnelle au champ magnétique  $H$  devient très importante ; c'est le mode de commande entraînant les plus fortes surintensités transitoires (fig. 7-a).

Afin de limiter la surintensité lors de l'amorçage au zéro de tension, la commande doit se faire par périodes entières. Le triac laissant passer un nombre entier d'alternances, la polarité du secteur au moment de l'amorçage est l'inverse de celle au moment de l'ouverture du circuit.

L'induction crête atteint alors la valeur :

$$B_{\max} = 2 B_n - B_r$$

La surintensité plus faible que précédemment, reste malgré tout importante (fig. 7-b).

### Amorçage à la crête de la tension secteur

L'induction crête prend la valeur :

$$B_{\max} = B_n + B_r$$

En général, le seuil de saturation  $BS$  n'est pas atteint et l'amplitude du courant reste dans des limites admissibles (fig. 7-c).

Simple à réaliser et efficace, ce mode de synchronisation doit être adopté à chaque fois que cela est possible sur les charges comportant des matériaux saturables.

### Amorçage au déphasage de l'inductance avec une conduction par périodes entières

L'amorçage au déphasage réel de l'inductance avec une conduction par périodes entières, place le champ magnétique et l'induction sur le cycle d'hysteresis des régimes permanents : par conséquent, les phé-

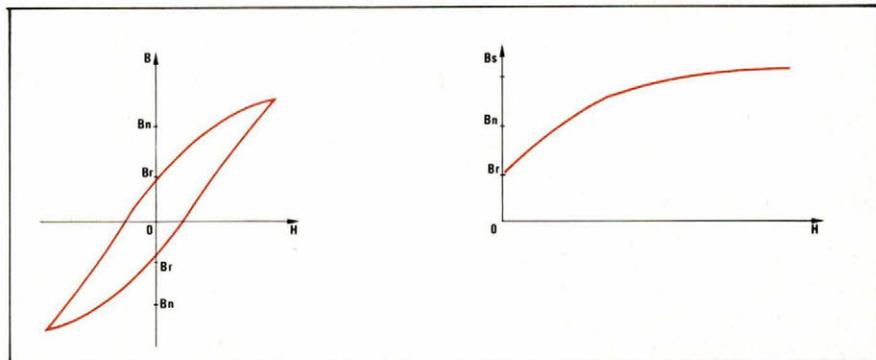


Fig. 5. - Champ magnétique  $H$  en fonction de l'induction  $B$  en régime sinusoïdal permanent.

Fig. 6. (à droite). - Variation du champ  $H$  jusqu'à l'induction de saturation  $BS$ .

nomènes transitoires sont supprimés.

Cependant ce mode d'amorçage demande une réalisation délicate du circuit de commande et est réservé à des applications spéciales.

### Amorçage par balayage de phase

Le triac est tout d'abord amorcé à la fin d'une alternance, puis progressi-

vement la différence de phase entre le zéro de tension et l'instant d'amorçage diminue jusqu'à la conduction totale. Avec une vitesse de balayage suffisamment faible, on évite ainsi toute surintensité transitoire (fig. 8). Ce procédé est largement utilisé et donne de très bons résultats.

### Amorçages intempestifs

Le circuit de commande joue un

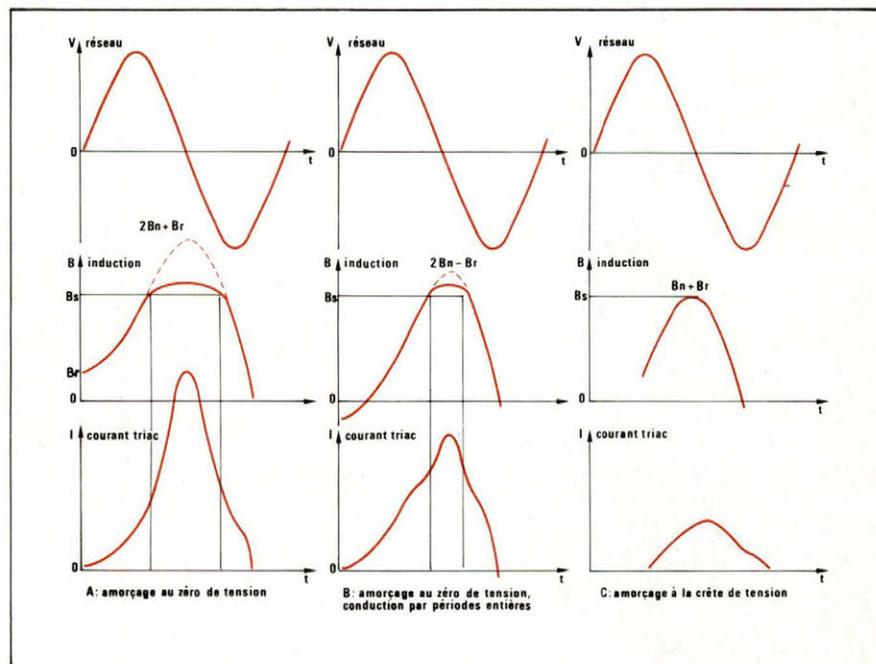


Fig. 7. - Induction et courant transitoire à la mise en conduction.

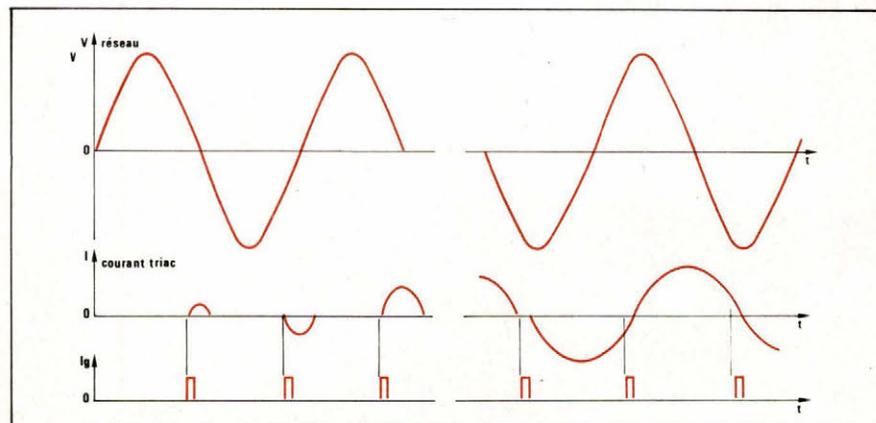


Fig. 8. - Amorçage par balayage de phase.

rôle essentiel dans le fonctionnement normal. Cependant, il est toujours à craindre, lors d'un amorçage intempestif, de faire supporter accidentellement au triac une surintensité transitoire. Il faut connaître l'amplitude crête pouvant traverser le triac, pour en choisir le calibre : le courant maximal susceptible de traverser le circuit ne doit pas être supérieur à la capacité de surcharge accidentelle du triac (ITSM).

### Conclusion

Nous venons de voir les points

essentiels garantissant le fonctionnement correct d'un triac. Lors de la fermeture d'un circuit sur charge inductive, il faut en effet :

- **Amorcer le triac :**

Avec une commande de gâchette suffisamment large, dans les quadrants adoptés (selon que l'on cherche une meilleure sensibilité ou bien un courant d'accrochage faible).

- **Eviter les surintensités transitoires :**

Par la synchronisation de la commande par rapport au réseau au

moment de l'amorçage (on évitera de préférence l'amorçage du triac au zéro de tension).

- **Maintenir le triac en conduction :**

Par le choix du type de commande (en évitant l'attaque de gâchette par impulsion unique de courte durée).

**J. Bellin**  
**Laboratoire d'Applications**  
**Division Semi-conducteurs**  
**Thomson-CSF**  
**(Aix-en-Provence)**

**FAIRCHILD**

A Schlumberger Company

**amplificateur opérationnel**  
**nouvelle**  
**génération**

228 Brochure 928

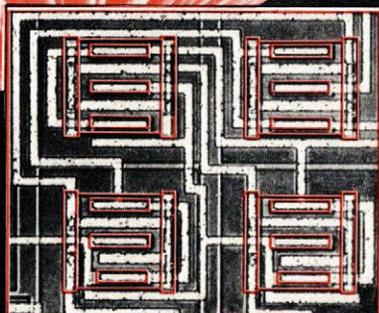


**Une**  
**technologie**  
**de leader**

- Implantation ionique
- Appairage précis des entrées JFET
- Réduction d'effet de gradient de température pour les modèles doubles et quadruples

**Des performances accrues**

- Courant d'entrée : 50 pA
- Courant d'offset : 25 pA
- Tension d'offset : 2 mV
- Vitesse de balayage : 13 V/ $\mu$ s
- Bande passante : 3 MHz
- Tension d'entrée max. :  $\pm 30$  V



**almex**

48, rue de l'Aubépine, zone industrielle  
 92160 ANTONY  
 Tél. : 666.21.12 - Télex 250 067 F

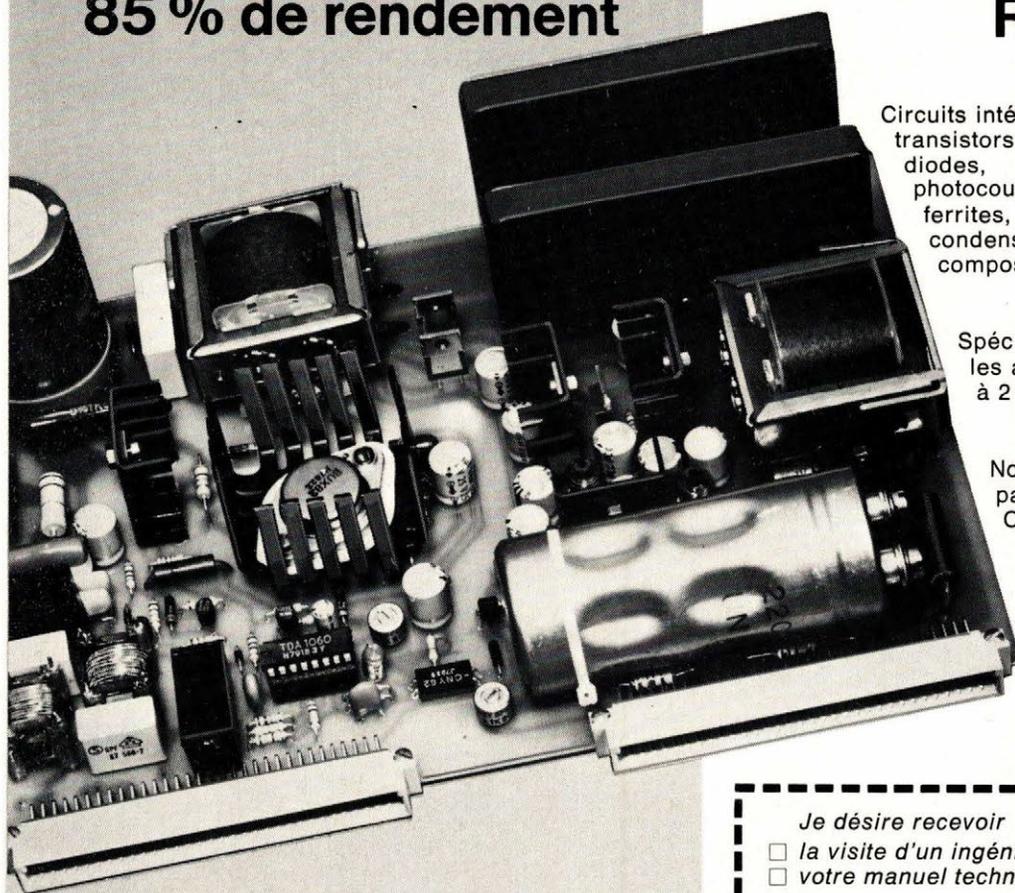
Correspondant régional d'ALMEX : LED  
 18, rue Henri Poincaré 69008 LYON Tél. : (7) 876.09.90

Trois modèles : } simple :  $\mu$ AF 771  
 } double :  $\mu$ AF 772  
 } quadruple :  $\mu$ AF 774

# alimentations à découpage

jusqu'à  
85 % de rendement

avec les composants  
RTC



Circuits intégrés,  
transistors de puissance,  
diodes,  
photocoupleurs,  
ferrites,  
condensateurs de filtrage et RDC,  
composants bobinés.

Spécialement conçus pour  
les alimentations de 10 watts  
à 2 kilowatts.

Nos ingénieurs connaissent  
parfaitement le problème.  
Consultez-les.



549.E.A.P.

Je désire recevoir

- la visite d'un ingénieur
- votre manuel technique

M. \_\_\_\_\_

Fonction \_\_\_\_\_

Société \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_  
Ville \_\_\_\_\_

*Afin que vous puissiez innover*

**RTC**

130, AVENUE LEDRU-ROLLIN - 75540 PARIS CEDEX 11 - TEL (1) 355.44.99 - TELEX : 680.495 F

SERVICE-LECTEURS N° 266

Sur 16, 32, 48 voies et même 96 avec les modules d'extensions, il y a vraiment bien peu de problèmes de matériel ou de logiciel qui puissent échapper à cette famille exemplaire d'analyseurs logiques.

Le **LAM 3250**, le cadet, est le plus équilibré avec ses 32 voies, ses quatre niveaux de déclenchement séquentiel, ses six programmes de travail en mémoire protégée. Grâce à un arsenal de sondes personnalisées et de logiciels de désassemblage, c'est le compagnon indispensable pour le développement des microprocesseurs 8 bits; de façon magistrale, il saute du logiciel au matériel en présentant sur 16 voies les chronogrammes les plus variés au choix parmi ses 32 voies.

Le **LAM 4850**, l'aîné, le plus fort, il sait tout, il fait tout. Ses 48 voies, qui peuvent se multiplier jusqu'à

96, lui ouvrent les champs d'applications les plus complexes. Son domaine de prédilection? Les nouveaux microprocesseurs 16 bits. Aucun n'échappera à sa sagacité!

Le **LAM 1650**, le benjamin, est plus modestement doté de 16 voies. Mais comme il sait déclencher sur 24 voies séquentiellement et en quatre niveaux, il est presque aussi malin que ses frères et il ne cesse d'étonner le reste de la famille. Moins de cerveau, mais autant de cervelle! En tous cas, avec les sondes spécialisées, il en fait autant en matière d'analyse de transmission série et de bus GPIB. Et bien sûr, comme ses aînés, il s'intègre parfaitement dans les systèmes de test les plus variés puisqu'il est complètement programmable sur la jonction CCITT V24 ou le bus GPIB.

Oui, vraiment, restez dans la famille DOLCH.



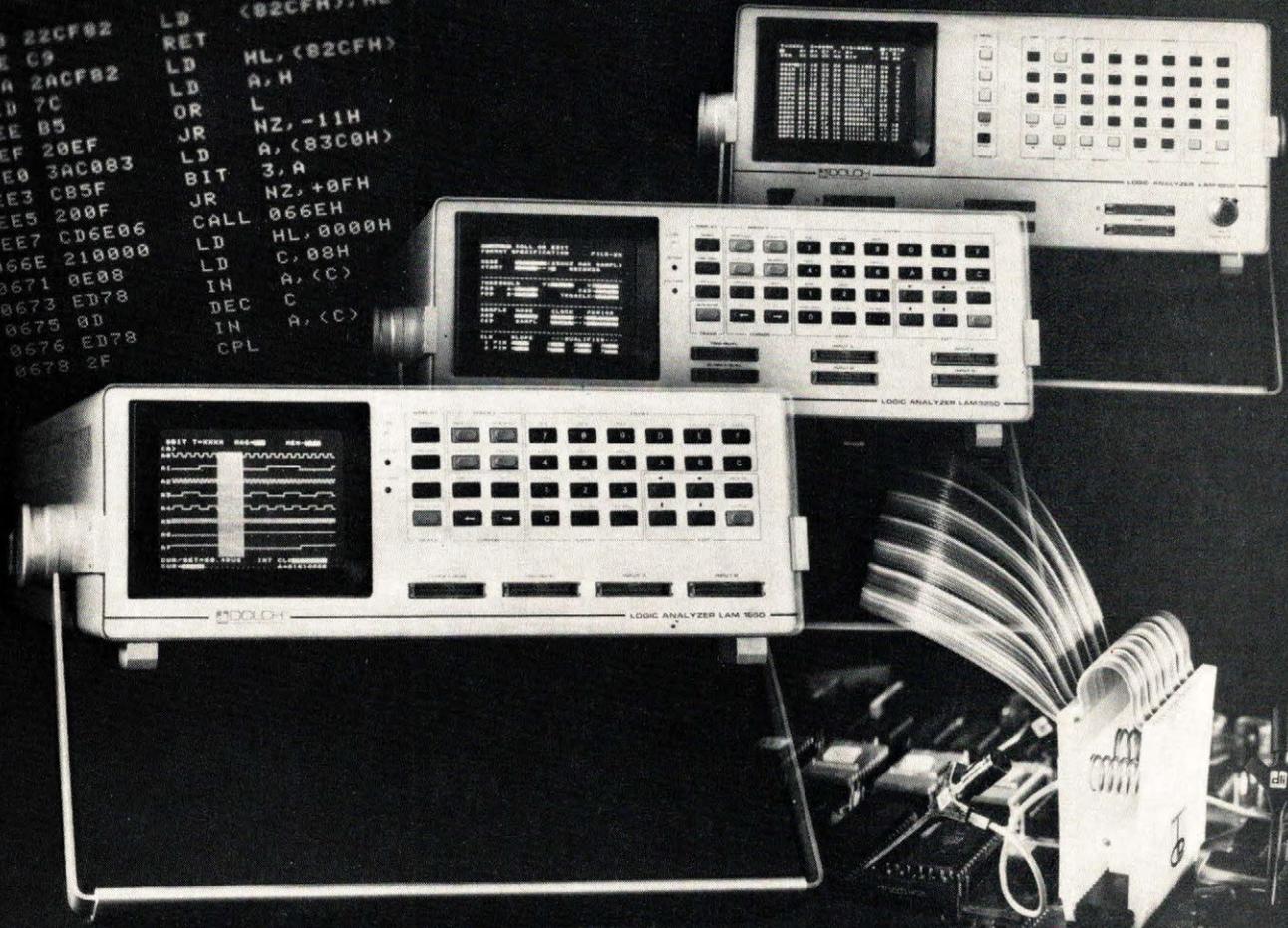
Z.A. des Godets  
Rue des Petits Ruisseaux - BP 24  
91370 VERRIERES-LE-BUISSON  
tél. : (6) 930.28.80 - télex : 600 517 F

SERVICE-LECTEURS N° 267

# analyseurs logiques DOLCH 50 MHz

```

22011 T=XXXX C=S+0002 16R-0000
C=0002
ADDR DATA
0600 22CF02 LD (02CFH), HL
060E C9 RET
06EA 2ACF02 LD HL, (02CFH)
06ED 7C LD A, H
06EE B5 OR L
06EF 20EF JR NZ, -11H
06E0 3AC003 LD A, (03C0H)
06E3 CB5F BIT 3, A
06E5 200F JR NZ, +0FH
06E7 CD6E06 CALL 066EH
066E 210000 LD HL, 0000H
0671 0E08 LD C, 08H
0673 ED78 IN A, (C)
0675 0D DEC C
0676 ED78 IN A, (C)
0678 2F CPL
    
```



du matériel au logiciel,  
on reste en famille.

## Diviseurs de fréquence UHF

÷ 10 / 11 – 600 MHz

### Fabricant

Motorola

### Autres types

MC 12513 (version militaire – 55 à + 125 °C)

### Valeurs limites absolues

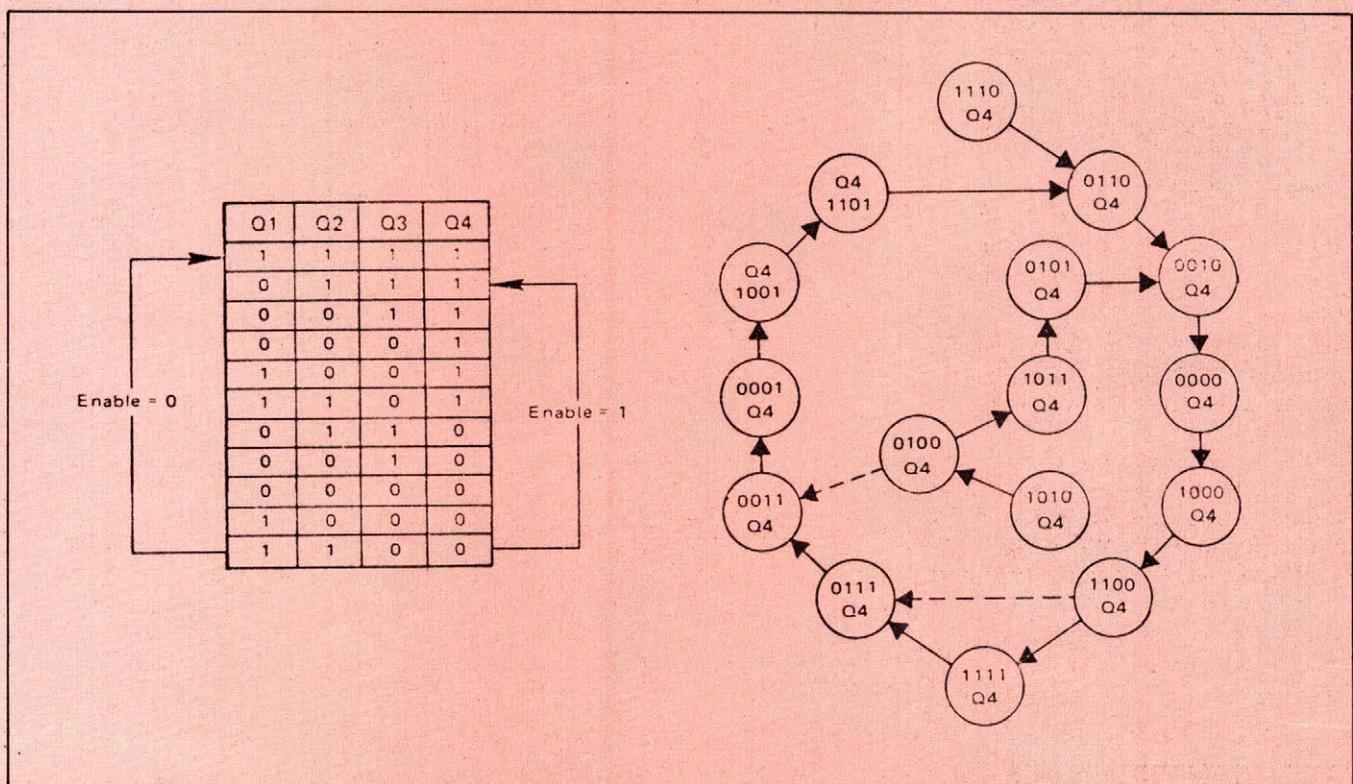
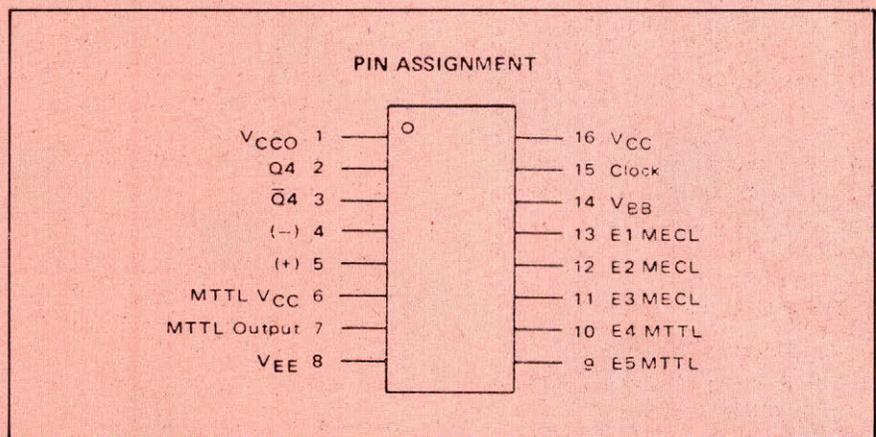
Tension d'alimentation	- 8 V
Courant de sortie permanent :	50 mA
Courant de sortie de pointe	100 mA
Température de stockage :	- 65 à + 175 °C
Température de fonctionnement :	- 30 à + 85 °C

### Généralités

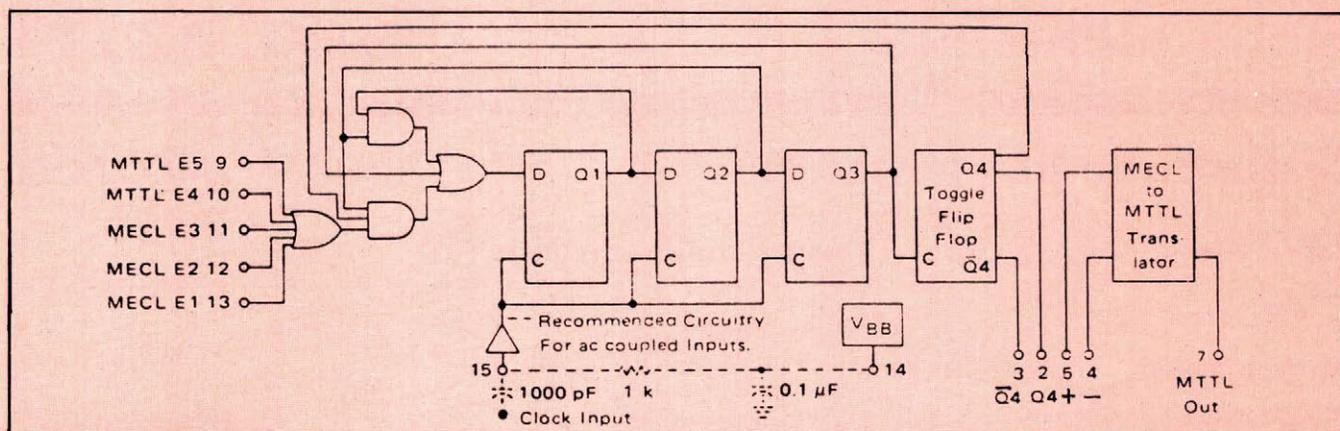
Le MC 12013 est un diviseur de fréquence à deux rapports capable de diviser par 10 ou par 11 une fréquence pouvant atteindre 600 MHz. Il a été particulièrement étudié pour fonctionner avec le circuit de synthèse de fréquence MC 12014 et possède donc un circuit d'interface ECL-TTL incorporé. Un étage tampon est prévu sur l'entrée d'horloge et l'entrée ECL est munie d'un circuit de polarisation. Le MC 12013 se caractérise également par les points suivants :

- Entrées de validation ECL et TTL
- Possibilité de fonctionnement en + 5 V ou - 5,2 V
- Tension de référence  $V_{BB}$
- Consommation typique 310 mW

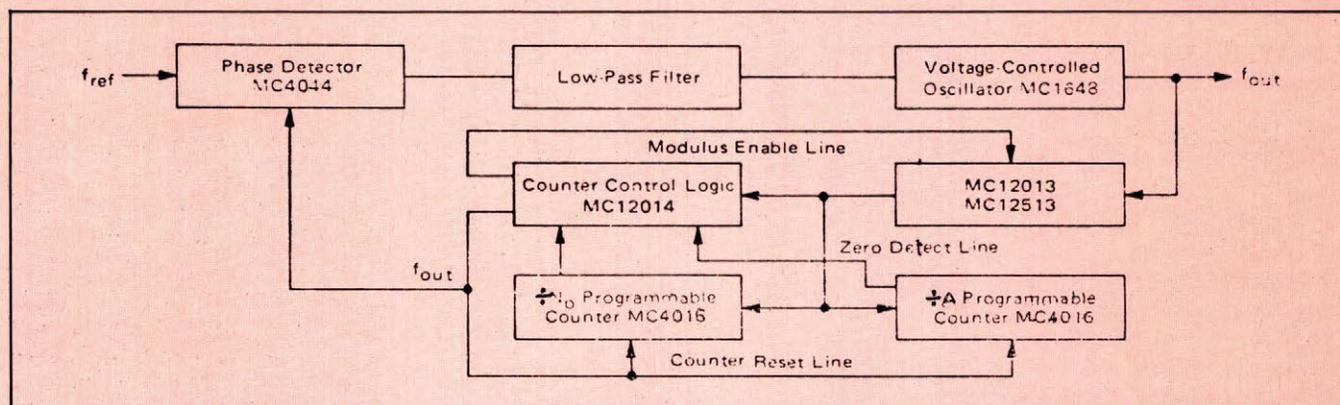
### Boîtier et brochage



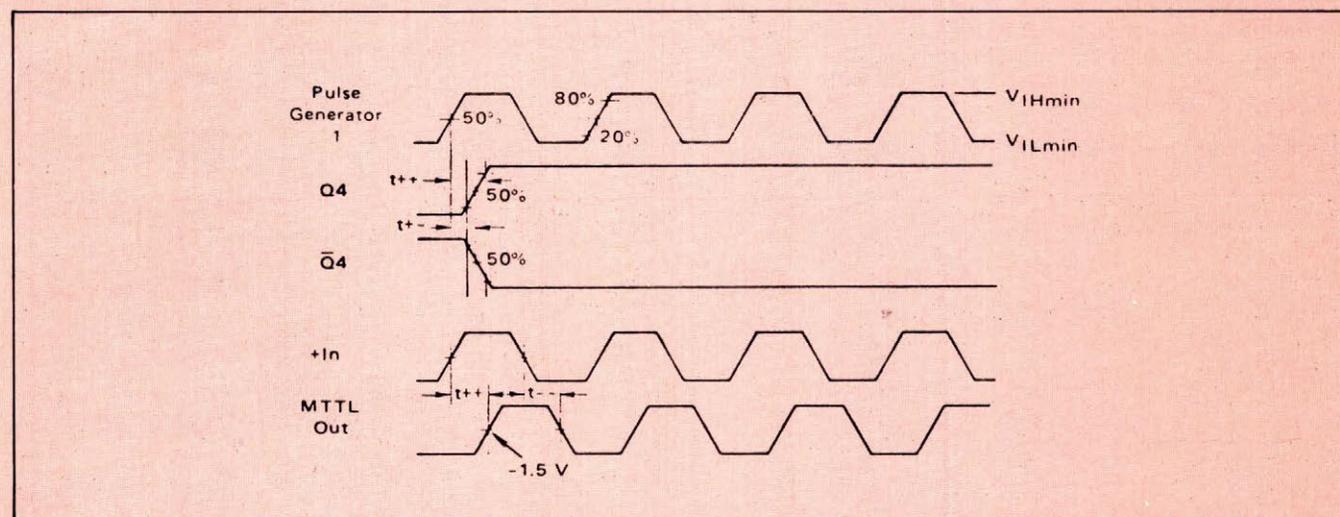
## Schéma interne



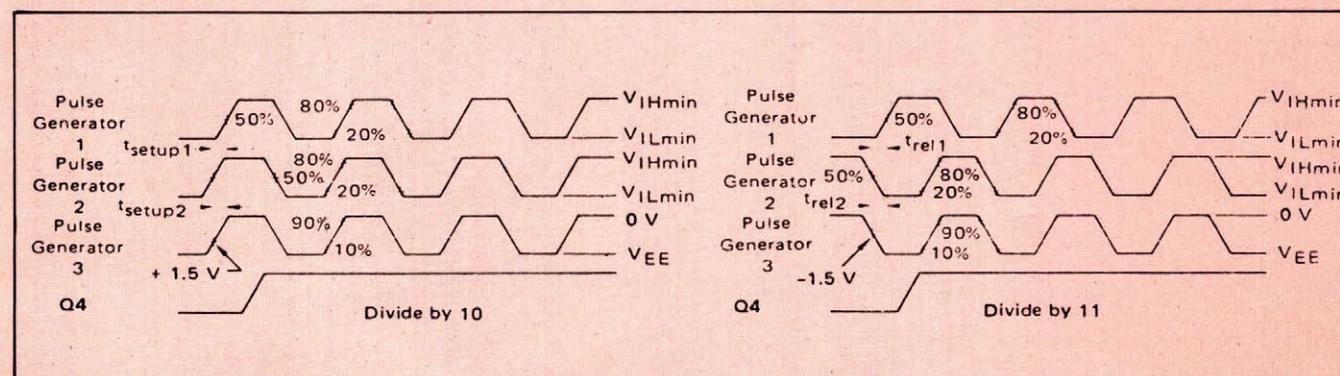
## Exemple d'application



## Diagramme des états



## Formes d'ondes



## Diviseurs de fréquence UHF

## programmable 500 MHz

### Fabricant

Siemens

### Généralités

Le S-89 est un diviseur de fréquence rapide avec les rapports programmables suivants : 50, 51, 100, 101, 102, 200 et 202.

Utilisation principale : prédiviseur de fréquence pour les couples de rapport : 50/51, 100/101, 100/102, et 200/202, avec simple commutation entre deux rapports proches.

Fréquence d'entrée max. : 500 MHz pour les rapports de division 100/102 et 200/202, et 250 MHz pour les rapports 50/51 et 100/101.

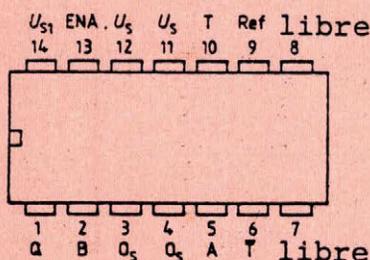
### Applications

- synthétiseurs de fréquence,
- automatismes de recherche de station,
- émetteurs-récepteurs,
- fréquencesmètres,
- appareils de mesure HF,
- radars,
- alarmes.

### Valeurs limites absolues

Température ambiante :  $-30^{\circ}\text{C} T_{\text{amb}} + 80^{\circ}\text{C}$ .

		Limite inf. B	Limite sup. A	Unité
Tension d'alimentation	$U_s$	-0,3	7	V
Tension d'alimentation	$U_{S1}$		13	V
Tension d'entrée ENA	$U_i$	-0,3	13	V
Tension d'entrée A, B	$U_i$	-0,3	7	V
Tension d'entrée T, $\bar{T}$	$U_i$	-0,3	$U_s + 0,3$	V
Tension de sortie Q (sortie bloquée)	$U_o$	-0,3	12	V
Tension indépendante à Ref	$U_{\text{Ref}}$	-0,3	$U_s + 0,3$	V
Courant de sortie en Q (sortie conductrice)	$I_o$		4	mA
Température de jonction	$T_j$		125	$^{\circ}\text{C}$
Température de stockage	T		125	$^{\circ}\text{C}$
Résistance thermique système-air	$R_{\text{thSU}}$		75	$^{\circ}\text{K/W}$
Résistance thermique système-boîtier	$R_{\text{thSG}}$		45	$^{\circ}\text{K/W}$



### Boîtier

DIL plastique 14 broches.

### Table de vérité

ENTREES			RAPPORT
A	B	ENA	$f_T/f_a$
H	H	H	200
H	H	L	202
H	L	H	100
H	L	L	102
L	H	H	100
L	H	L	101
L	L	H	50
L	L	L	51

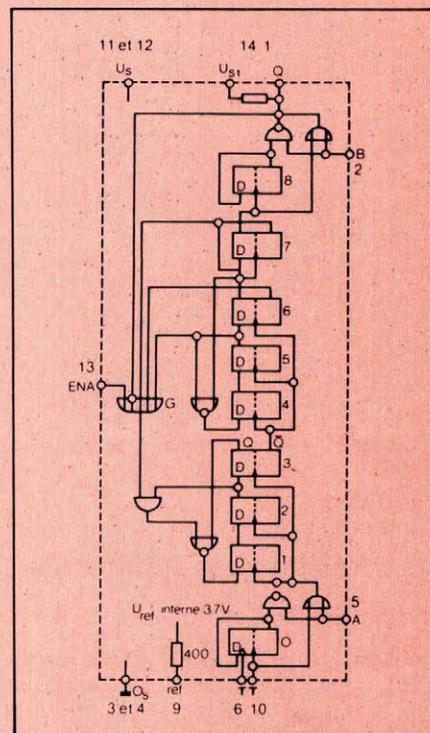


Schéma interne

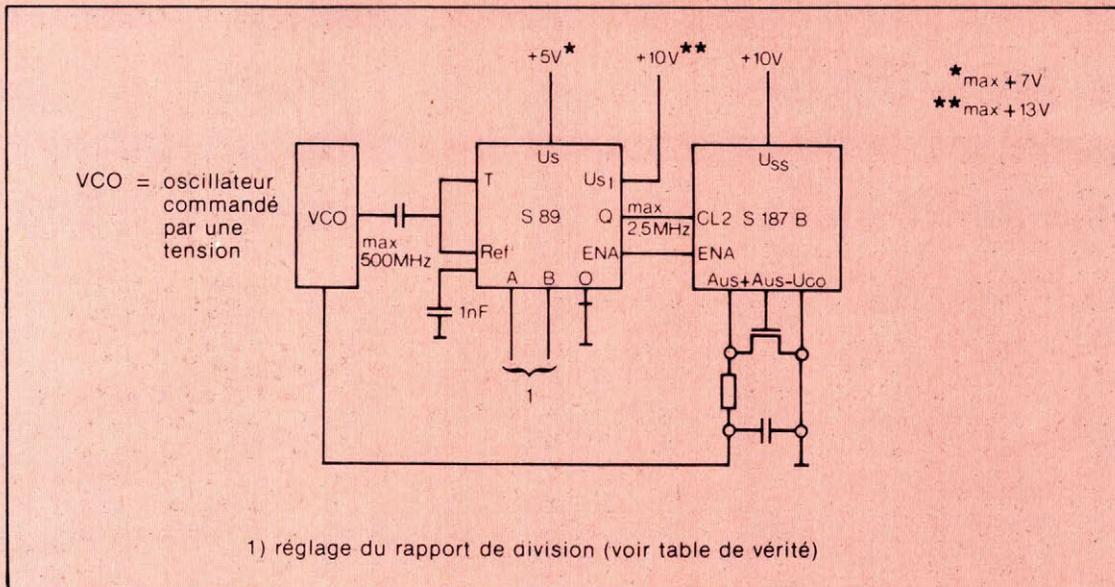


Schéma d'application

### Caractéristiques générales

(Tension d'alimentation :  $4,75 \leq U_s \leq 4,4 \text{ V}$ )

(Température ambiante :  $-30 \text{ °C} \leq T_{\text{amb}} \leq +80 \text{ °C}$ )

		Conditions d'essais	Limite inf. B	Typ.	Limite sup. A	Unité
Courant d'alimentation statique à $U_s$ (toutes les entrées et les sorties n'étant pas branchées)	$I_s$			55	85	mA
Tension d'entrée L à ENA	$U_{IL}$				1	V
Tension d'entrée H à ENA	$U_{IH}$	$T_{\text{amb}} = -30 \text{ °C}$	3,2			V
Tension d'entrée H à ENA	$U_{IH}$	$T_{\text{amb}} = 25 \text{ °C}$	3,0			V
Tension d'entrée H à ENA	$U_{IH}$	$T_{\text{amb}} = 80 \text{ °C}$	2,8			V
Courant d'entrée H à ENA	$I_{IH}$	$U_i = U_{IH}$		0,17	0,3	mA
Courant d'entrée H à ENA	$I_{IH}$	$U_i = 9 \text{ V}$		1,7	3	mA
Tension d'entrée L en A et B	$U_{IL}$				1,5	V
Tension d'entrée H en A et B	$U_{IH}$		$U_s - 0,1$		$U_s + 0,1$	V
Courant d'entrée H en A et B	$I_{IH}$	$U_i = U_s$		0,5	1	mA
de seuil en T et T	$U_T$	$U_s = 5 \text{ V}$		3,7		V
Amplitude de tension statique en T (crête à crête) (T et Ref reliées ensemble)	$U_{TSS}$		250		1 600	mV
Amplitude de tension à 500 MHz en T (crête à crête) (T et Ref reliés ensemble)	$U_{TSS}$	$U_s = 5 \text{ V}$	250		400	mV
Tension de sortie en Q	$U_Q$	$I_{Q1} = 3,2 \text{ mA}$			0,4	V
Résistance de charge entre $Q_1$ et $U_{S1}$	$R_Q$		1,8	2,5	3,2	k $\Omega$

## Diviseurs de fréquence UHF

÷ 64 – 1 GHz

### Fabricant

Siemens

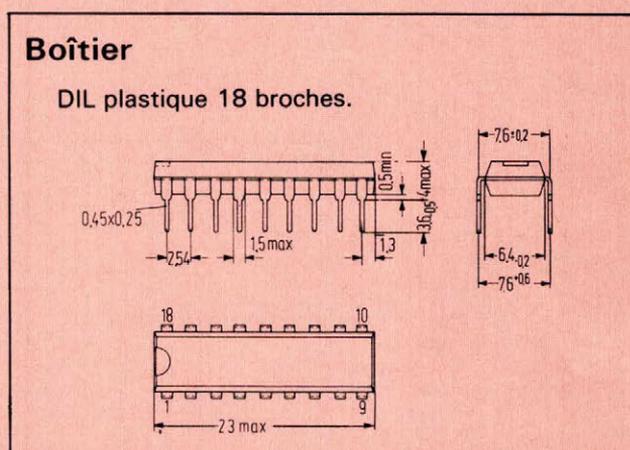
large bande avec environ 20 dB d'amplification de tension ainsi que des entrées séparées et commutables pour VHF et UHF.

### Généralités

Le SDA 2001 est un diviseur rapide ECL avec un rapport de division fixe 1 : 64 pour la plage de fréquence de 80 MHz à 1 GHz. Ce circuit dispose d'un préamplificateur

- Fréquence d'entrée : jusqu'à 1 GHz
- Préamplificateur intégré
- Sortie symétrique en opposition de phase.

### Brochage



### Caractéristiques générales

$U_s = 6,8 \text{ V}$  ;  $T_{\text{amb}} = 25 \text{ °C}$ .

		MIN	TYP	MAX	UNITE
Consommation de courant	$I_7$	75	105	140	mA
Plage de tension d'entrée	$f = 100 \text{ MHz}$	$U_{i4}$	35	500	mV
	$f = 200 \text{ MHz}$	$U_{i4}$	20	500	mV
	$f = 470 \text{ MHz}$	$U_{i5}$	20	300	mV
	$f = 900 \text{ MHz}$	$U_{i5}$	35	100	mV
Fréquence d'entrée	Maximum $f_{i \text{ max}}$	$f_{i5}$	950	1 100	MHz
	Minimum $f_{i \text{ min}}$	$f_{i4}$	60	80	MHz
Niveau L de sortie	$U_{q8}, U_{q9}$			6	V
Niveau H de sortie	$U_{q8}, U_{q9}$	6,6			V
Tension de sortie	$U_{q8}, U_{q9}$	600	800	1 000	mV

N.B. : Les valeurs de tension d'entrée ont été mesurées à l'entrée de l'amplificateur avec le voltmètre vectoriel 8405 A.

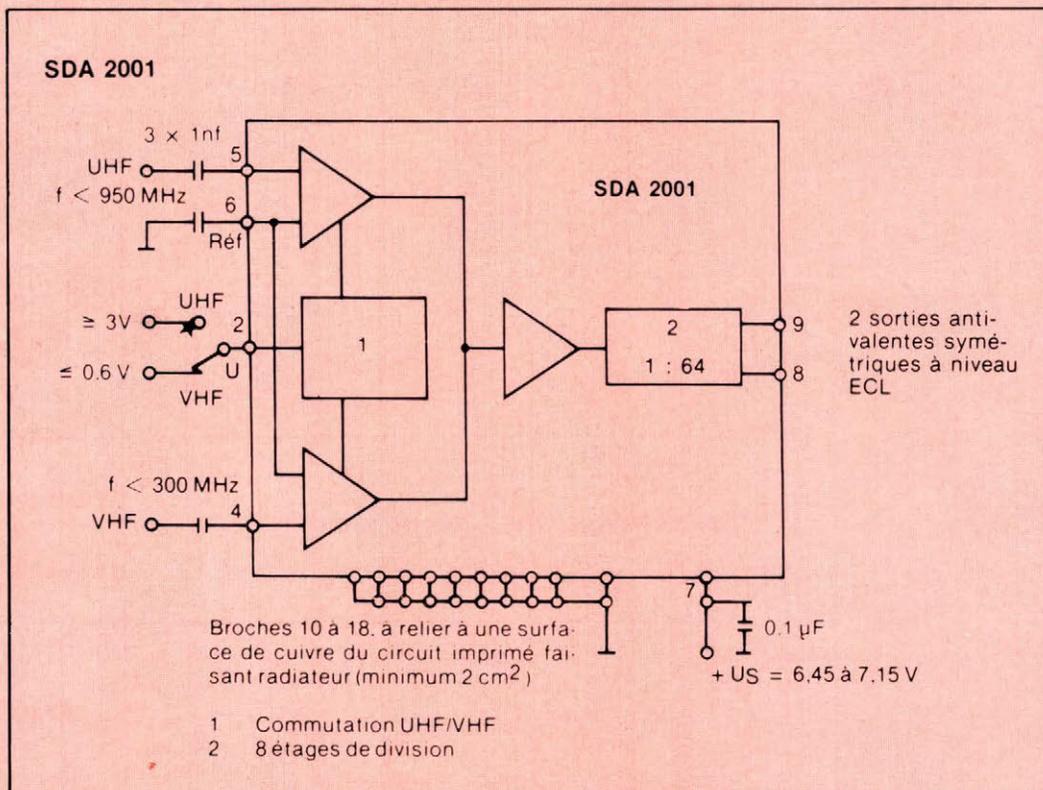
## Domaine de fonctionnement

Tension d'alimentation Temp. ambiante en fonctionnement :	$U_s = 6,45/7,15 \text{ V}$ $T_{\text{amb}} = 0 \text{ à } + 70 \text{ °C}$
--------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------------------------------

## Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation Consommation de courant : Tension d'entrée : Température de jonction : Température de stockage :	$U_s = 10 \text{ V}$ $I_s = 140 \text{ mA}$ $U_{i4}, U_{i5} = 1 \text{ V}$ $T_j = 150 \text{ °C}$ $T_s = - 40 \text{ à } + 125 \text{ °C}$
-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

## Schéma interne d'application



## Diviseurs de fréquence UHF

÷ 256 – 1 GHz

### Fabricant

Siemens

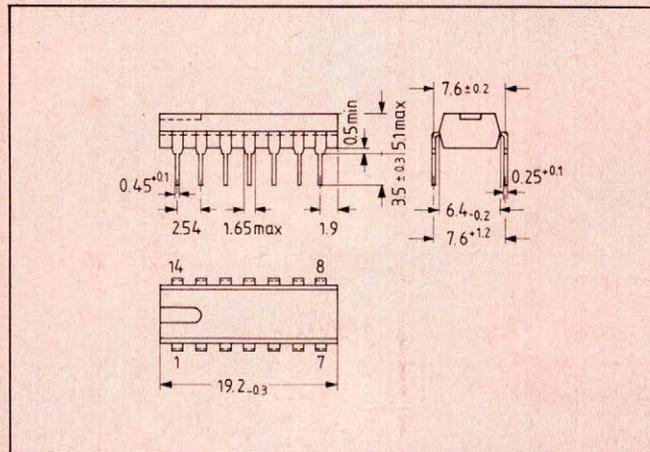
### Boîtier

DIL plastique 14 broches.

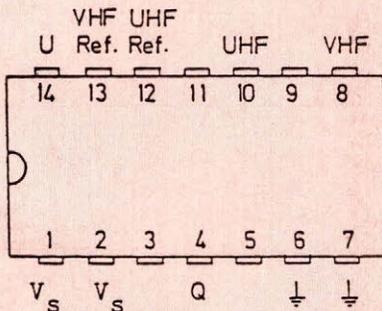
### Généralités

Le SDA 4040 est un diviseur rapide réalisé en technologie ECL et dont le rapport est fixé à 1/256. Il accepte des fréquences d'entrée comprises entre 80 et 950 MHz avec des niveaux compris entre 300 et 700 mV eff. Il se caractérise par les points suivants :

- Fréquence d'entrée jusqu'à 950 MHz
- Peu de composants extérieurs
- Entrées séparées pour VHF et UHF



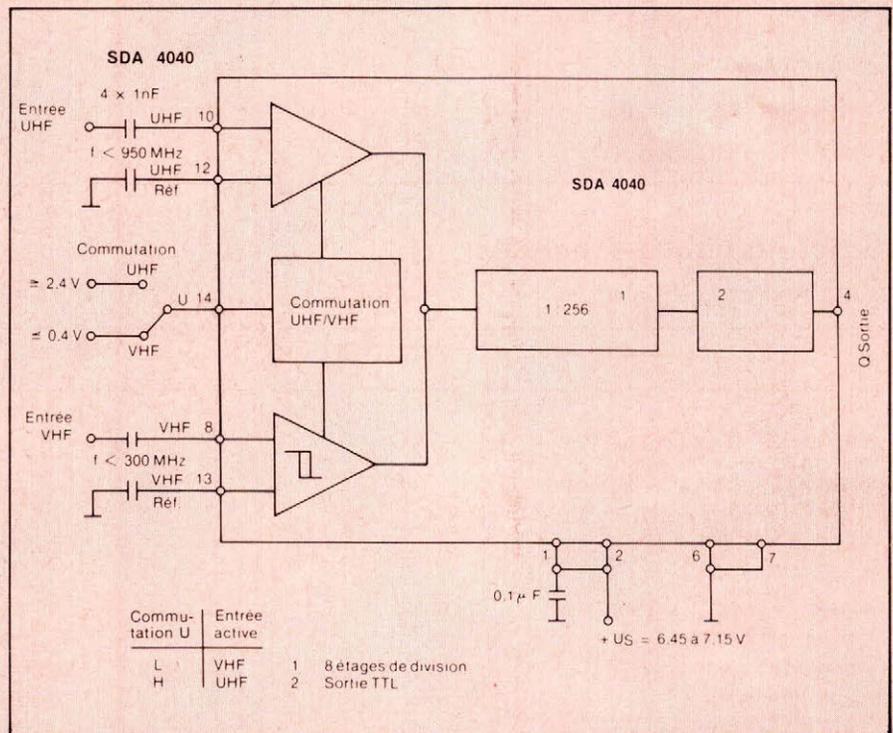
### Brochage



### Table de vérité

U	entrée commutée
0	VHF
1	UHF

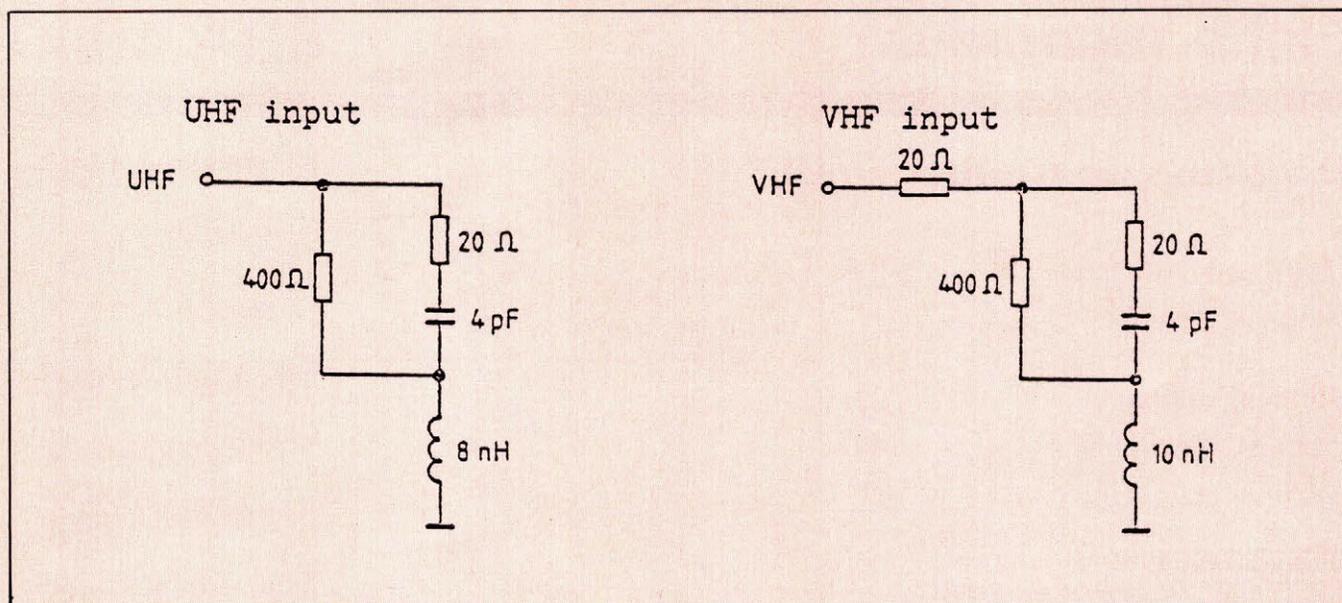
### Schéma interne et montage d'application



### Domaine de fonctionnement

Tension d'alimentation	$V_1, V_2$	6,45 à 7,15	V
Fréquence d'entrée VHF	$f_{i8}$	80 à 300	MHz
Fréquence d'entrée UHF	$f_{i10}$	80 à 950	MHz
Température de fonctionnement	$T_{amb}$	0 à + 65	°C

## Schéma équivalent des entrées



## Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	$V_1, V_2$	10	V
Tension d'entrée	$V_8$	2,5	$V_{pp}$
Tension d'entrée	$V_{10}$	2,5	$V_{pp}$
Tension de commutation de gamme	$V_{14}$	0,5 à 7,2	V
Courant de commutation de gamme	$I_{14}$	- 10	mA
Courant de sortie	$I_{q4}$	- 30 à : 30	mA
Température de stockage	$T_s$	- 40 à + 125	° C
Température de jonction	$T_j$	125	° C

## Caractéristiques générales

( $V_s = 6,8 \text{ V}$  ;  $T_{amb} = 25 \text{ °C}$ )

		MIN	TYP.	MAX	UNITE
Consommation ( $V_s = 7,15 \text{ V}$ )	$I_1, I_2$		70	95	mA
Niveaux d'entrée VHF (sinus)					
$f_i = 80 \text{ MHz}$	$V_8$	200		700	$\text{mV}_{RMS}$
$f_i = 100 \text{ MHz}$	$V_8$	100		700	$\text{mV}_{RMS}$
$f_i = 300 \text{ MHz}$	$V_8$	100		700	$\text{mV}_{RMS}$
Niveaux d'entrée UHF (sinus)					
$f_i = 80 \text{ MHz}$	$V_{10}$	300		700	$\text{mV}_{RMS}$
$f_i = 100 \text{ MHz}$	$V_{10}$	200		700	$\text{mV}_{RMS}$
$f_i = 200 \text{ MHz}$	$V_{10}$	150		700	$\text{mV}_{RMS}$
$f_i = 450 \text{ MHz}$	$V_{10}$	100		700	$\text{mV}_{RMS}$
$f_i = 900 \text{ MHz}$	$V_{10}$	200		700	$\text{mV}_{RMS}$
Niveaux de commutation					
Niveau 0	$V_{14L}$			0,4	V
Niveau 1	$V_{14H}$	2,4			V
Courant de commutation ( $V_{14} = 0,4 \text{ V}$ )	$-I_{14}$			0,8	mA
Signal de sortie					
Niveau 0 ( $I_{qL} = 5 \text{ mA}$ )	$V_{qL4}$			0,4	V
Niveau 1 ( $I_{qL} = -1 \text{ mA}$ )	$V_{qH4}$	2,4	3,5		V

## Diviseurs de fréquence UHF

÷ 256 – 1 GHz

### Fabricant

Siemens

sensibilité à mieux que 30 mV eff. Il se caractérise par les points suivants :

### Généralités

Le SDA 4041 est dérivé du SDA 4040. C'est également un diviseur par 256 capable de fonctionner entre 80 et 950 MHz, mais il possède un préamplificateur ramenant la

– Fréquence d'entrée jusqu'à 950 MHz

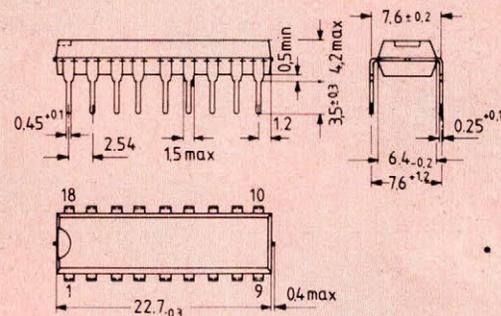
– Peu de composants extérieurs

– Entrées séparées pour VHF et UHF

– Sorties ECL.

### Boîtier

DIL plastique 18 broches.



### Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	$V_s$	6	V
Tension d'entrée	$V_4$	2,5	$V_{pp}$
Tension d'entrée	$V_5$	2,5	$V_{pp}$
Tension de commutation de gamme	$V_2$	- 0,5 à 20	V
Courant de commutation de gamme	$I_2$	- 10	mA
Température de stockage	$T_{Ts}$	- 40 à + 125	°C
Température de jonction	$T_j$	125	°C

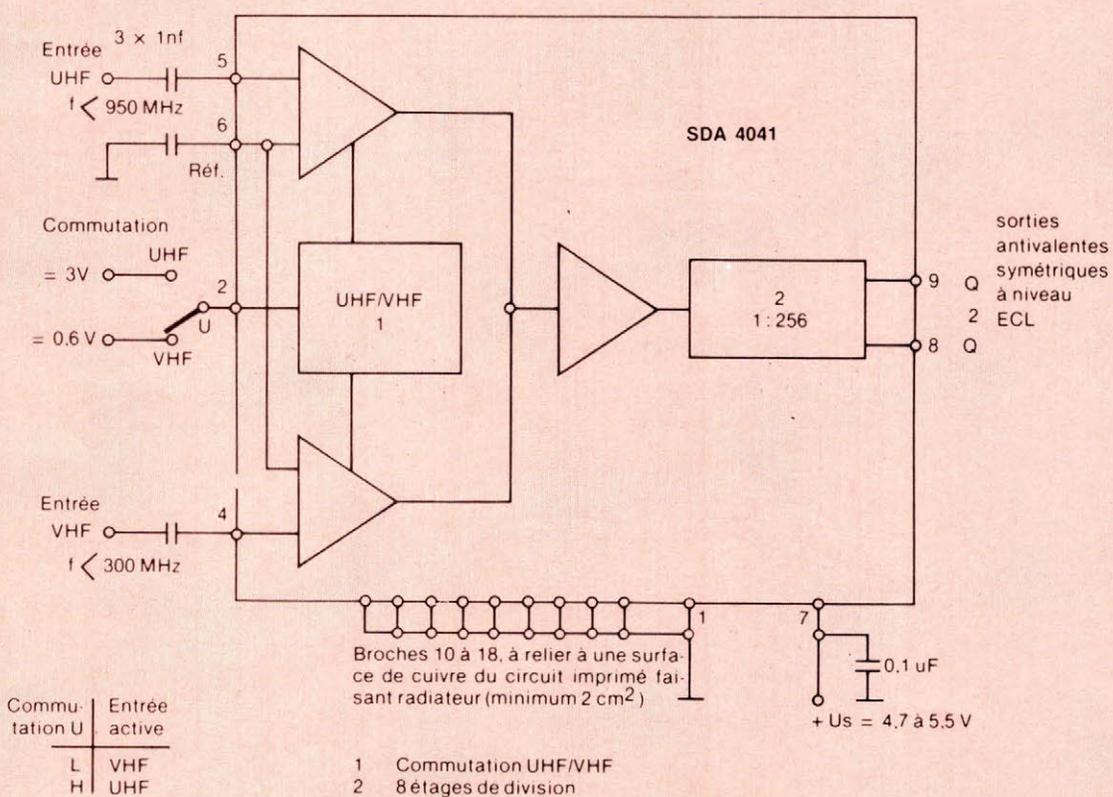
### Domaine de fonctionnement

Tension d'alimentation	$V_s$	4,7 à 5,5	V
Fréquence d'entrée VHF	$f_{i4}$	80 à 300	MHz
Fréquence d'entrée UHF	$f_{i5}$	80 à 950	MHz
Température de fonctionnement	$T_{amb}$	0 à + 70	°C

## Caractéristiques générales

		MIN	TYP.	MAX	UNITE
Consommation	$I_7$		110		mA
Tension d'entrée VHF (sinus)					
$f_i = 80$ MHz	$V_4$		30		mV <sub>RMS</sub>
$f_i = 100$ MHz	$V_4$		15		mV <sub>RMS</sub>
$f_i = 300$ MHz	$V_4$		10		mV <sub>RMS</sub>
Tension d'entrée UHF (sinus)					
$f_i = 80$ MHz	$V_5$		30		mV <sub>RMS</sub>
$f_i = 100$ MHz	$V_5$		15		mV <sub>RMS</sub>
$f_i = 450$ MHz	$V_5$		10		mV <sub>RMS</sub>
$f_i = 900$ MHz	$V_5$		30		mV <sub>RMS</sub>
Niveaux de commutation					
Niveau 0	$V_{2L}$			0,6	V
Niveau 1	$V_{2H4}$	3,0			V
Courant de commutation ( $V_2 = 12$ V)	$-I_2$		1,5		mA
Tension de sortie	$V_{q8}, V_{q9}$		0,8		V <sub>pp</sub>
Résistances de sortie	$R_{q8}, R_{q9}$		250		$\Omega$

SDA 4041



## Diviseurs de fréquence UHF

÷ 64 – 1 GHz

### Fabricant

Siemens

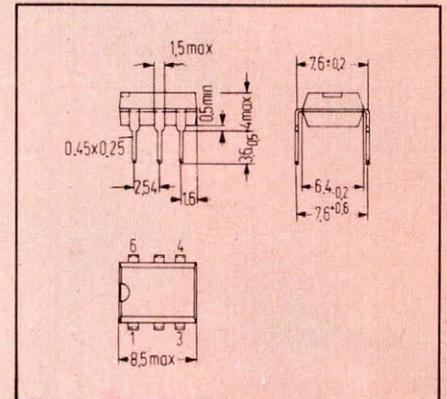
### Boîtier

Mini DIP plastique 6 broches.

### Généralités

Le SO 436 est un diviseur rapide réalisé en technologie ECL et possédant un rapport de division fixe de 1 : 64. Il peut fonctionner entre 80 MHz et 1 GHz avec un niveau d'entrée compris entre 200 mV et 1 V eff. Ses principales applications sont :

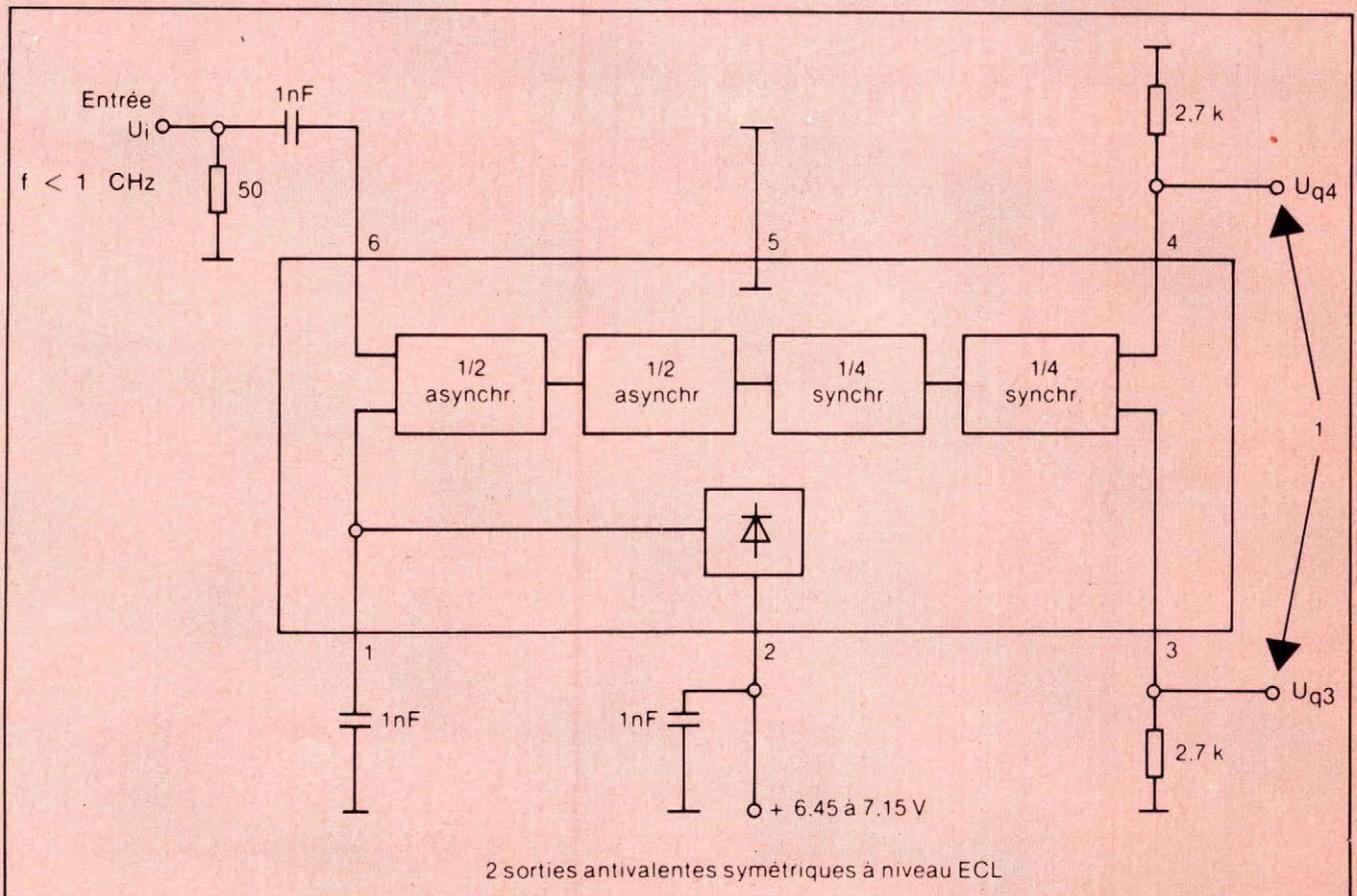
- Les synthétiseurs de fréquence
- Les appareils de mesure
- Les fréquencesmètres



### Plage de fonctionnement

Tension d'alimentation	$U_2$	6,45 à 7,15	V
Température ambiante en fonctionnement	$T_{amb}$	0 à + 70	° C
Fréquence d'entrée	$f_i$	80 à 1 000	MHz

### Brochage et schéma interne d'application



### Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation :	$U_2$	8	V
Tension d'entrée crête à crête :	$U_{6cc}$	2,5	V
Courant de sortie :	$-I_3 ; -I_4$	3	mA
Résistance thermique système-air :	$R_{thSU}$	140	°C/W
Température de jonction :	$T_j$	150	°C
Température de stockage :	$T_s$	- 40 à + 125	°C

### Caractéristiques générales

( $U_2 = 6,8 \text{ V}$  ;  $T_{amb} = 25 \text{ °C}$  ; commande sinusoïdale)

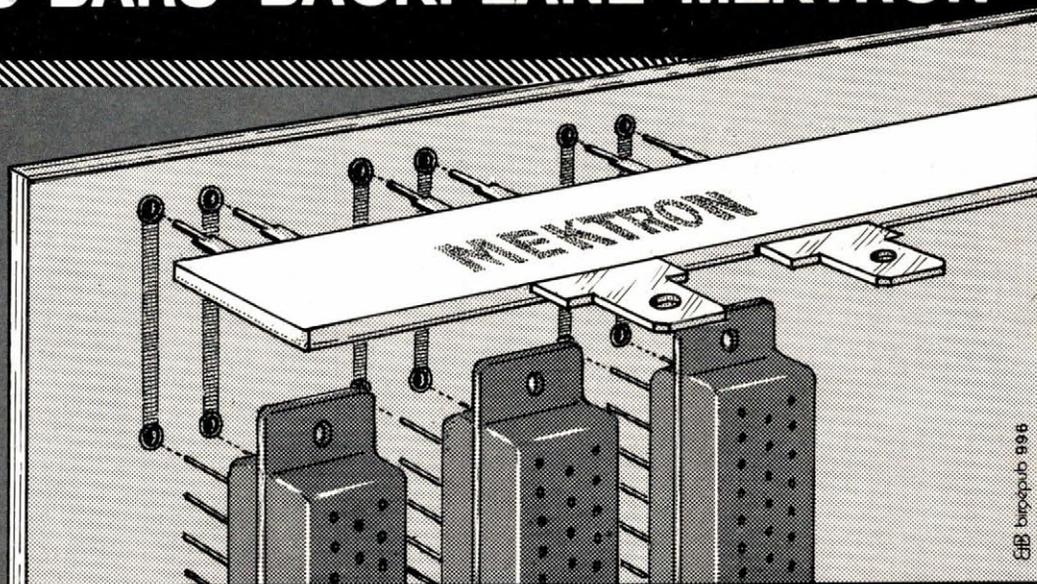
		MIN	TYP	MAX	UNITE
Consommation de courant	$I_2$		55	90	mA
Plage de tensions d'entrée					
$f_i = 80 \text{ MHz}$	$U_6$	200		1 000	mV
$f_i = 470 \text{ MHz}$	$U_6$	100		1 000	mV
$f_i = 800 \text{ MHz}$	$U_6$	150		1 000	mV
$f_i = 950 \text{ MHz}$	$U_6$	200		1 000	mV
Niveau de sortie L	$U_3 ; U_4$		5,3	5,45	V
Niveau de sortie H	$U_3 ; U_4$	6,05	6,2		V

Les valeurs de tension d'entrée correspondent aux mesures effectuées sur le montage, avec un générateur HP 3406 A à l'entrée du diviseur.

## Davantage de puissance avec les BUS-BARS "BACKPLANE" MEKTRON

Technologie d'interconnexion pour fond de panier par soudage sur C.I. permettant la distribution de courants importants tout en libérant un maximum de surface

Notice détaillée sur demande :



### Mektron-France

9, allée des Jachères - SOFILIC 416 -  
94263 FRESNES Cedex Téléphone : (1) 668.10.25 - Télex : 260 719  
Usine à Château-Gontier (53)





# Halte aux micro-coupures!

Les systèmes informatisés, les micro-processeurs, la logique programmée, l'électronique intelligente en général, ont horreur des micro-coupures.

Vous savez, ces imperceptibles syncopes du réseau qui bloquent ou détruisent les programmes, qui engendrent des erreurs de parité ou déclenchent inopinément les sécurités.

WattEver vous en débarrasse en alimentant en permanence vos équipements les plus "susceptibles".

Oubliez les micro-coupures, parasites et baisses de tension qui perturbent le réseau : WattEver s'en charge!

De plus, en cas de panne de secteur, WattEver assure le secours pour une durée pouvant atteindre 7 heures et plus.

Modèles standards de 60 VA à 2 kVA, 110 ou 220 V, 50 ou 60 Hz.

**WattEver, alimentation ininterrompue.**



**EAS**  
alimentations de secours

la permanence et la qualité du courant

SERVICE-LECTEURS N° 235

E.A.S. Service Commercial Systèmes Electriques. B.P. 51 - 93350 Le Bourget Principal

Veuillez m'adresser une information complète sur WattEver.  
Monsieur \_\_\_\_\_  
Fonction \_\_\_\_\_  
Société \_\_\_\_\_  
Adresse \_\_\_\_\_  
Tel. \_\_\_\_\_

**SYSTRON  DONNER**

# **Pour votre système IEEE, un choix complet d'équipements de tests intelligents**



**Contrôleur de BUS (PROM)  
Multimètres numériques (résolution : 1 ou 10  $\mu$ V)  
Synthétiseurs (VHF - UHF - Hyperfréquence)  
Générateurs d'impulsions (50 MHz - 5 ns variable)  
Fréquencemètres (BF - VHF - UHF - Hyperfréquence)  
Etalons de tension continue (résolution 1  $\mu$ V)  
Matrices de commutation (modulaires)  
Alimentations (150 VA), ...**

CB bis/pub 813

**compétence et performances  
SYSTRON-DONNER**



**24, rue de Paris - 78560 LE PORT MARLY Tél. : 958.48.63 - Télex 696 354**

**Sud-Est et Sud-Ouest : MEGA Sud - (68) 81.23.69 Est : INFORMEL - (88) 87.70.22 Ouest : BELLION Electronique - (98) 28.03.03 Rhône-Alpes : M.F. - (7) 825.72.47**

SERVICE-LECTEURS N° 236

En matière d'alimentation, il est d'usage de raisonner en « tension constante » ; néanmoins, la nécessité de penser « courant constant » se fait de plus en plus sentir.

Pour une régulation établie, une alimentation à tension constante présente une résistance interne qui tend vers zéro ; au contraire la résistance interne d'une alimentation à courant constant tend vers l'infini.

Le synoptique d'une alimentation régulée en courant est visible à la figure 1.

# Les alimentations régulées en courant

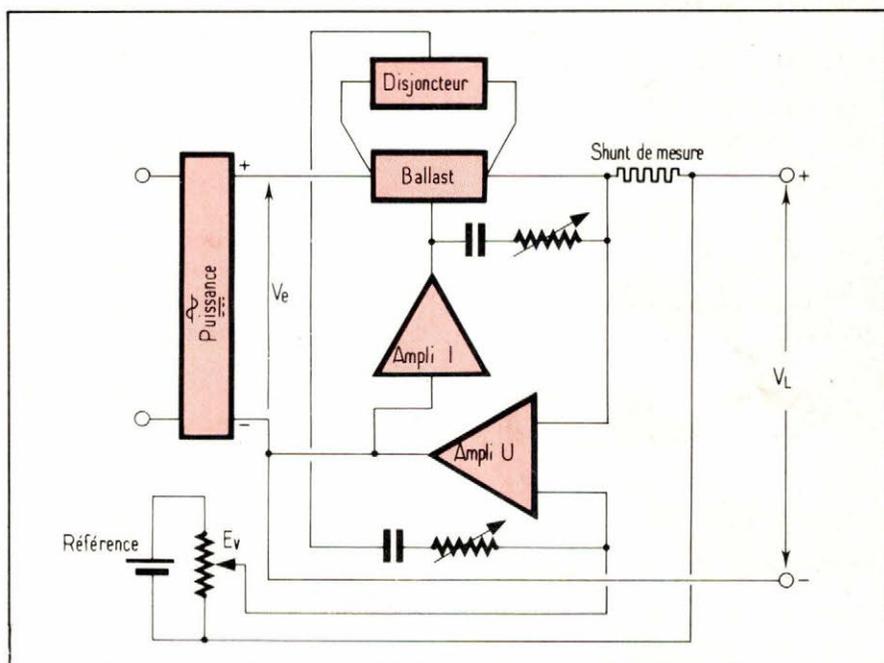


Fig. 1

## Modèle mathématique d'une source à courant constant

La source de courant constant peut être traitée comme un quadripôle (fig. 2). Le courant de sortie  $I_L$  est décrit par la fonction :

$$I_L = f(V_e, V_L, \omega, \theta)$$

avec :

- $V_e$  : tension d'entrée
- $V_L$  : tension de sortie
- $\omega$  : pulsation de travail
- $\theta$  : température de fonctionnement
- $U_g$  : tension aux bornes du générateur
- $R_g$  : résistance interne du générateur
- $R_L$  : résistance de charge

Dans le cas de petits signaux modulés par des sources continues de courant et pour un point de fonction-

nement déterminé en courant constant, nous avons :

$$d I_L = \frac{\delta I_L}{\delta V_e} \cdot d V_e + \frac{\delta I_L}{\delta V_L} \cdot$$

$$d V_L + \frac{\delta I_L}{\delta \omega} \cdot d \omega + \frac{\delta I_L}{\delta \theta} \cdot d \theta$$

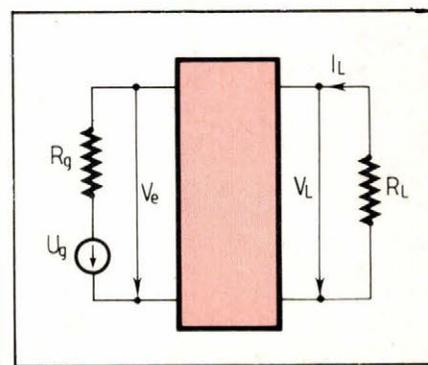


Fig. 2

A partir de cette équation à quatre variables, il est possible de trouver dans chacun des cas des solutions partielles pour les différentes grandeurs, si trois d'entre elles sont posées comme constantes ; on obtient alors les fonctions suivantes :

Coefficient de régulation :  $S = \frac{d I_L}{d V_s}$

Conductance différentielle :  $g_i = \frac{d I_L}{d V_L}$

Dépendance de la fréquence :  $\frac{d I_L}{d \omega}$

Coefficient de température :  $K = \frac{d I_L}{d \theta}$

## Amplificateurs opérationnels montés en générateurs de courant constant

### Principe d'application n° 1

On se référera à la figure 3 d'où l'on tire les expressions :

$$I_L = \frac{V_z}{R_2}$$

$$Y_s = \frac{1}{A \cdot R_2}$$

(A : gain en boucle ouverte de l'amplificateur.)

$$S = \frac{R_z}{(R_1 + R_2) R_2}$$

(R<sub>z</sub> : résistance dynamique de la diode zéner.)

$$K = \frac{1}{R_2} \cdot \frac{\Delta V_z}{\Delta \theta}$$

(Δθ : variation de la température.)

$$R_1 = \frac{V_e - V_z}{I_1}$$

$$R_L \text{ maxi} = \frac{V_{cc}}{I_L} - R_2$$

C'est un convertisseur tension-courant auquel on injecte une tension stabilisée V<sub>z</sub> fournie par une

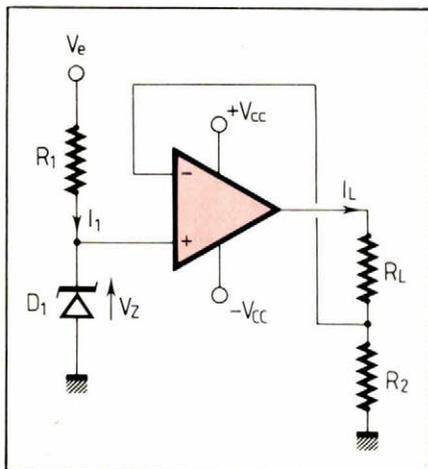


Fig. 3

diode zéner D<sub>1</sub>. Une tension proportionnelle au courant I<sub>L</sub> débité par la source est prélevée aux bornes d'une résistance de shunt R<sub>2</sub> de faible valeur en série avec la charge : c'est donc un ampli de courant. Cette tension est appliquée en contre réaction à l'entrée de l'amplificateur opérationnel. Pour rendre ce courant ajustable il suffit d'agir sur la valeur de R<sub>2</sub>.

### 1 - Admittance de sortie : Y<sub>s</sub>

Le schéma équivalent d'un générateur de courant constant est donné à la figure 4 avec :

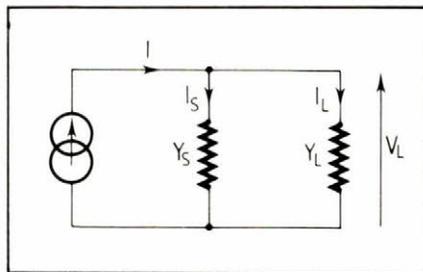


Fig. 4

- I<sub>s</sub> : courant débité par la source
- Y<sub>s</sub> : admittance de la source
- Y<sub>L</sub> : admittance de la charge
- V<sub>L</sub> : tension aux bornes de la charge
- I<sub>L</sub> : courant traversant la charge

Le schéma équivalent du principe d'application est visible à la figure 5 avec :

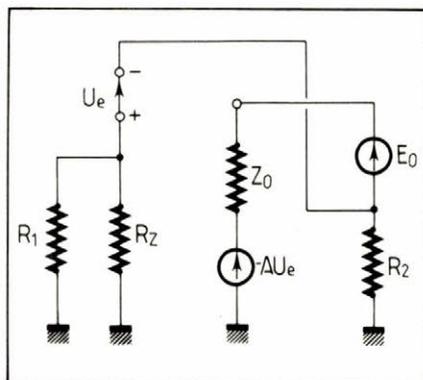


Fig. 5

- R<sub>z</sub> : résistance dynamique de la diode zéner
- Z<sub>0</sub> : impédance de sortie de l'amplificateur
- U<sub>e</sub> : tension de décalage à l'entrée de l'ampli
- A : gain en tension de l'ampli
- E<sub>0</sub> : générateur de tension faisant circuler I<sub>0</sub>

(L'admittance de la charge Y<sub>L</sub> est nulle)

Admittance de sortie :  $Y_s = \frac{I_0}{E_0}$  avec

$$E_0 + AU_e = (Z_0 + R_2) I_0$$

$$U_e = -R_2 \cdot I_0 \text{ (si } R_z \approx 0)$$

$$\text{d'où : } E_0 - A \cdot R_2 \cdot I_0 = (Z_0 + R_2) I_0$$

$$\text{Donc } Y_s = R_2 (A + 1) + Z_0$$

avec :  $1 \ll A$   
 $Z_0 \ll R_2 \cdot A$

$$\text{d'où : } Y_s = \frac{1}{A \cdot R_2}$$

### Remarques :

- A est fixé par le constructeur

- R<sub>2</sub> est tel que R<sub>2</sub> = V<sub>z</sub>/I<sub>L</sub>

a) On choisira une diode dont la tension de zéner sera comprise entre 6 et 10 V car pour ces modèles le coude est franc et la caractéristique presque verticale, d'où une faible résistance dynamique.

b) I<sub>L</sub> est le courant que peut délivrer l'ampli et dont le maximum est fixé par le constructeur. De plus on cherche à obtenir I<sub>L</sub> ≫ I<sub>s</sub> ce qui nécessite Y<sub>s</sub> tendant vers 0 ; le générateur sera d'autant plus parfait que R<sub>2</sub> sera grand, donc que I<sub>L</sub> sera petit.

### 2 - Coefficient de régulation : S

Le schéma équivalent autour d'un point de repos lorsque V<sub>s</sub> = 0, pour des variations ΔI<sub>L</sub> correspondant à des variations ΔV<sub>e</sub>, est donné à la figure 6.

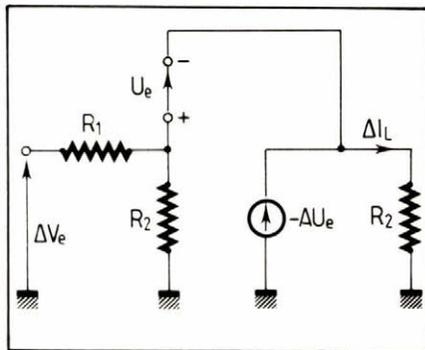


Fig. 6

$$S = \frac{\Delta I_L}{\Delta V_e} \text{ avec :}$$

$$R_2 \Delta I_L = \frac{R_z}{R_1 + R_2} \cdot \Delta V_e$$

$$S = \frac{R_z}{(R_1 + R_2) R_2}$$

### 3 - Coefficient de température : K

$$K = \frac{\Delta I_L}{\Delta \theta}$$

$$\text{avec } I_L = \frac{V_z}{R_2}$$

$$\text{donc } \Delta I_L = \frac{\Delta V_z}{R_2}$$

(si l'on néglige la dérive thermique de la résistance R<sub>2</sub>).

$$K = \frac{1}{R_2} \cdot \frac{\Delta V_z}{\Delta \theta}$$

**Remarque :** ΔV<sub>z</sub>/Δθ est un coefficient de température donné par le constructeur ; il est négatif vers 4 V, positif vers 10 V, nul vers 6 à 8 V. On choisira donc de préférence une diode dont la tension de zéner sera comprise entre 6 et 8 V.

**4 – Choix de la résistance R<sub>1</sub> et de la diode zéner D<sub>1</sub>**

Soit I<sub>1</sub> le courant traversant R<sub>1</sub>, on aura : R<sub>1</sub>.I<sub>1</sub> = V<sub>e</sub> - V<sub>z</sub> d'où :

$$R_1 = \frac{V_e - V_z}{I_1}$$

Le courant I<sub>1</sub> circulant dans la diode est défini par le fabricant et est compris entre 2 et 20 mA. V<sub>e</sub> est fixé et V<sub>z</sub> est défini précédemment.

Puissance maximale dissipable dans la résistance : P<sub>maxR</sub> = R<sub>1</sub>.I<sub>1</sub>  
 Puissance maximale dissipable dans la diode zéner : P<sub>maxD</sub> = V<sub>z</sub>.I<sub>1</sub>

**5 – Valeur maximale de la résistance de charge R<sub>L</sub>**

V<sub>z</sub> étant choisi, le courant de sortie maximum de l'ampli étant indiqué, on aura : V<sub>z</sub> = R<sub>2</sub> . I<sub>L</sub> maxi ; ce qui fixe la condition minimale pour R<sub>2</sub> :

$$R_2 \geq \frac{V_z}{I_{L \text{ maxi}}}$$

R<sub>2</sub> étant choisi, la valeur maximum de R<sub>L</sub> dans les conditions de saturation (lorsque V<sub>s</sub> = V<sub>cc</sub>) sera telle que : I<sub>L</sub> (R<sub>2</sub> + R<sub>L</sub> maxi) = V<sub>cc</sub>. En régime de fonctionnement, on aura I<sub>L</sub> (R<sub>2</sub> + R<sub>L</sub> maxi) ≤ V<sub>cc</sub>, d'où :

$$R_{L \text{ maxi}} = \frac{V_{cc}}{I_L} - R_2$$

**Principe d'application n° 2**

Il est visible à la figure 7.

$$I_L = \frac{V_{e1} - V_{e2}}{R_1}$$

V<sub>e1</sub> et V<sub>e2</sub> sont des tensions fournies par les diodes zéner D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub>. Si ces diodes ont des caractéristiques thermiques très voisines, elles peuvent compenser leur coefficient de température. Le courant de sortie

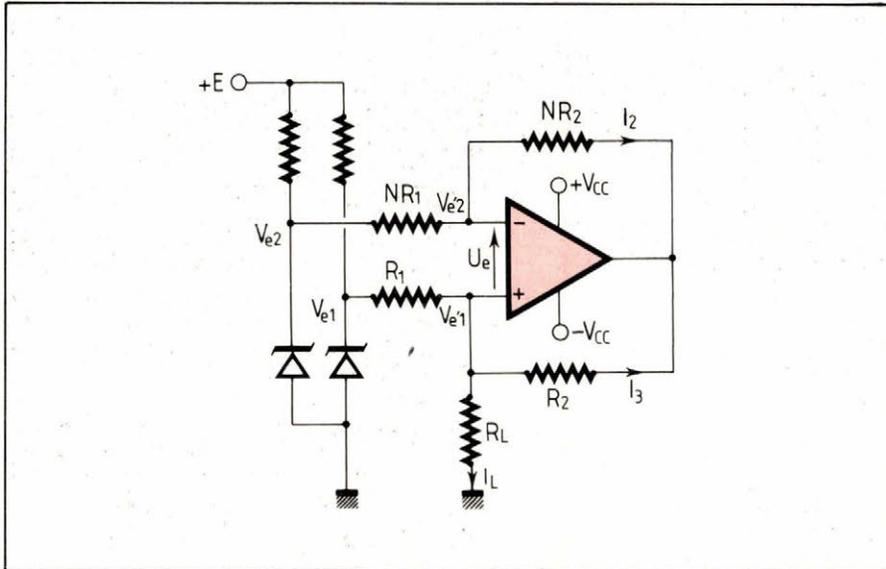


Fig. 7

fonction de V<sub>e1</sub> - V<sub>e2</sub> est néanmoins limité par la valeur de R<sub>1</sub> donc de NR<sub>1</sub> qui déterminent les courants nécessaires pour assurer la polarisation des transistors d'entrée de l'amplificateur ; ce courant de polarisation est fixé par le constructeur.

De plus ce montage a l'avantage d'avoir une charge reliée directement à la masse.

**Principe d'application n° 3**

Il est donné à la figure 8.

$$I_L = \frac{V_z}{R_3} \text{ si } R_1 = R_2 > R_L$$

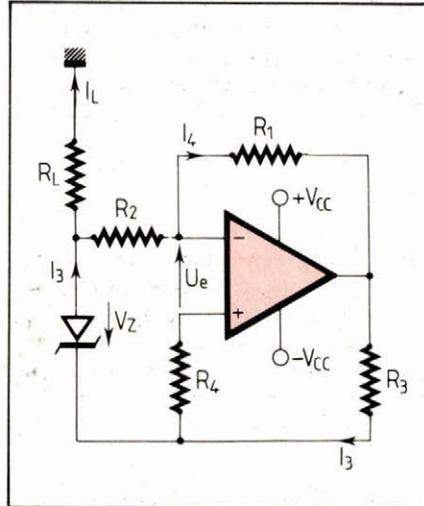


Fig. 8

L'impédance Z<sub>s</sub> de la source est fixée par la valeur de réjection de mode commun Z<sub>cm</sub> de l'amplificateur utilisé ; cette impédance est donc très élevée et n'est que peu influencée par le courant approximativement constant qui circule à travers la résistance R<sub>2</sub>.

**Principe d'application n° 4**

On se référera à la figure 9.

$$I_L = - \frac{V_1}{R}$$

Z<sub>1</sub> est monté en sommateur inverseur et Z<sub>2</sub> en amplificateur inverseur. Ce montage présente l'intérêt de donner un pouvoir multiplicateur à Z<sub>1</sub> et Z<sub>2</sub>. En fonctionnement normal ; la tension base émetteur (V<sub>be</sub>) du transistor est positive et la diode D<sub>1</sub> est bloquée. Si pour une valeur R<sub>L</sub> trop grande, la tension V<sub>2</sub> augmentait d'une manière telle que V<sub>be</sub> devienne négative, la diode conduirait et ainsi court circuiterait le transistor, empêchant celui-ci d'avoir une tension inverse trop élevée entre base et émetteur.

**Principe d'application n° 5**

$$I_L = - V_z \frac{R_2}{R_1 \cdot R_3}$$

Il est visible sur le schéma de la figure 10.

Dans la mesure où l'amplificateur a une puissance de sortie appréciable, ce montage permet d'obtenir un courant de sortie nettement supérieur au courant de boucle.

**Générateurs de courant constant à transistors**

**Principe d'application n° 1**

(Voir figure 11).

$$I_L = \frac{V_z}{R_2}$$

$$Y_s = \frac{R_2 + h_{11e}}{\rho_e \cdot R_2 \cdot h_{21e}}$$

$$S = \frac{R_1 + \rho_e + h_{11e}}{(R_2 + h_{11e})(\rho_e + R_1)}$$

$$K = \frac{1}{R_2} \cdot \frac{\Delta V_z}{\Delta \theta}$$

La tension de référence est fixée par la diode zéner D<sub>1</sub> en série avec la résistance R<sub>1</sub>. L'intensité I<sub>L</sub> délivrée par l'alimentation se traduit par une tension aux bornes de R<sub>2</sub> qui à tout instant est comparée à la tension de référence. La diode D<sub>2</sub> montée en série avec D<sub>1</sub> corrige le coefficient négatif de la jonction base émetteur du transistor T<sub>1</sub>. R<sub>2</sub> est une résistance variable de polarisation de l'émetteur de T<sub>1</sub> permettant d'ajuster le courant de sortie I<sub>L</sub>.

Si l'intensité de sortie I<sub>L</sub> tend à augmenter, le courant émetteur I<sub>e</sub> du transistor ballast T<sub>1</sub> va augmenter et la tension aux bornes de R<sub>2</sub> va augmenter. La tension aux bornes de D<sub>1</sub> étant fixe, la tension base émetteur V<sub>be</sub> du transistor va diminuer. De ce fait le courant base I<sub>b</sub> va diminuer entraînant une réduction de I<sub>e</sub> donc

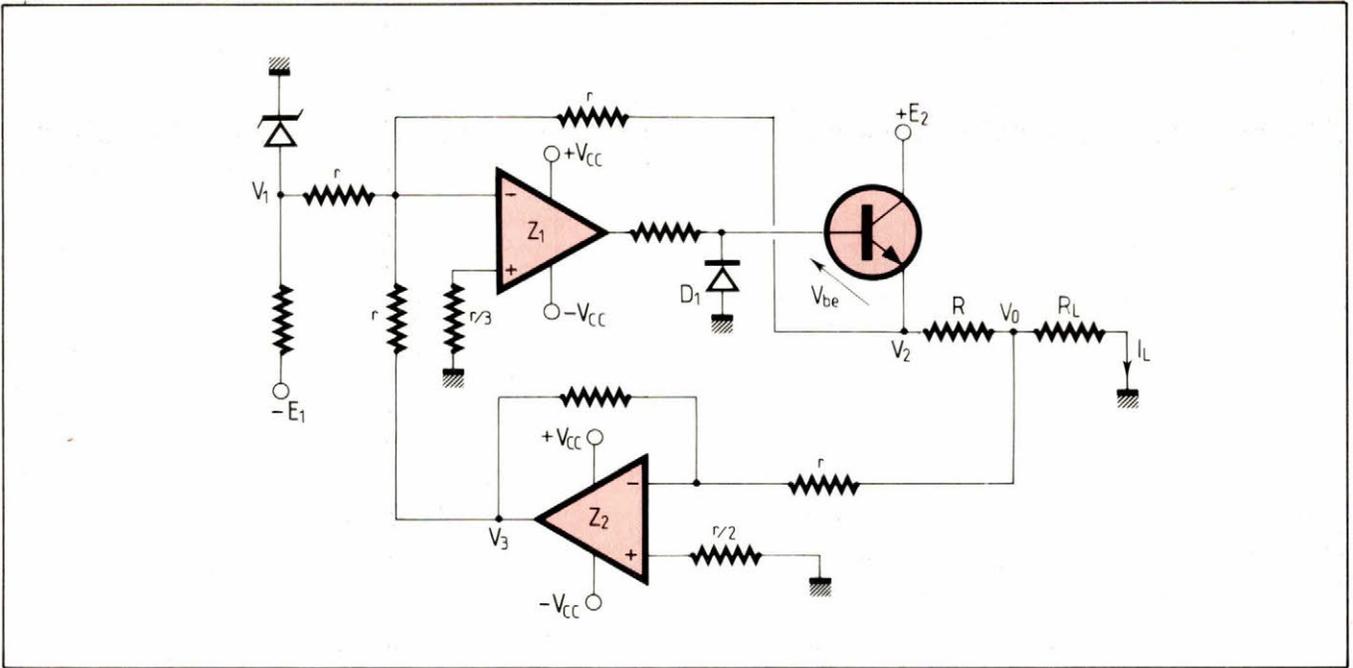


Fig. 9

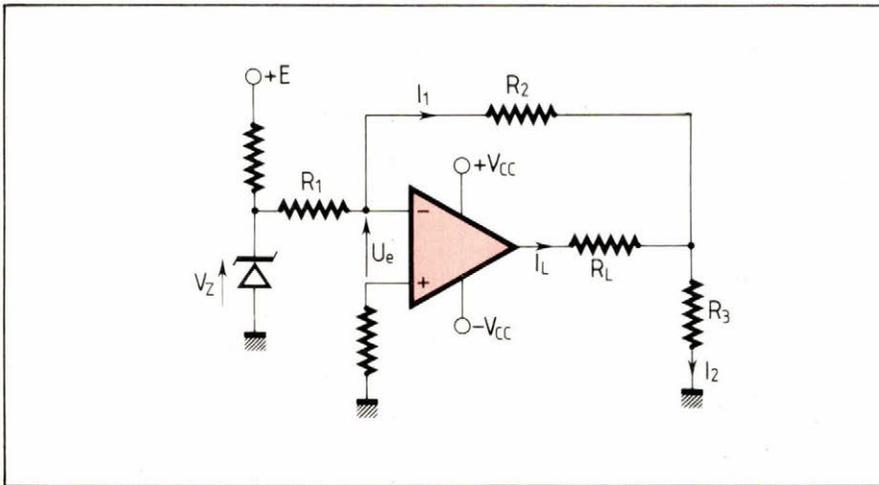


Fig. 10

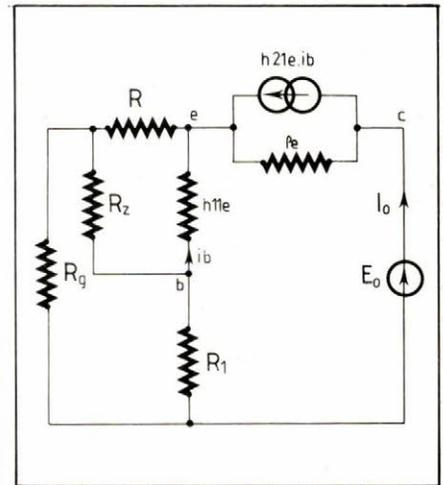


Fig. 12

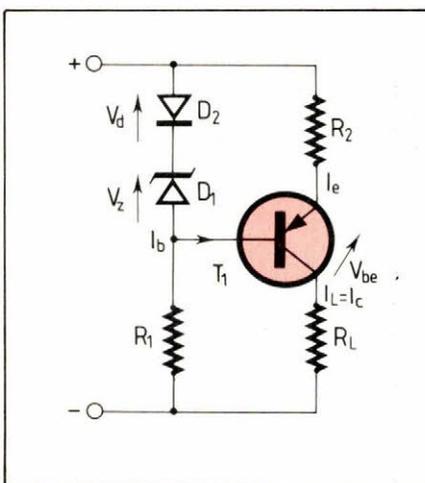


Fig. 11

de  $I_L$ . Le raisonnement est inversé lorsque l'intensité de sortie tend à diminuer.

1 - Courant de sortie  $I_L$

$$V_z + V_d - V_{be} - R_2 \cdot I_o = 0$$

$$\text{donc } I_o = \frac{V_z + V_d - V_{be}}{R_2}$$

$$\text{Or, } V_d \approx V_{be}, \text{ donc } I_o = \frac{V_z}{R_2} \quad (1)$$

$$I_o = I_c + I_b, \text{ avec } I_b = \frac{I_c}{\beta}$$

( $\beta$  : gain en courant de  $T_1$ )

$$\text{donc } I_o = I_c \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \quad (2)$$

en égalant (1) et (2) :

$$I_c = \frac{V_z}{R_2 \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)}$$

Or  $\beta$  grand ( $\beta \geq 100$ ) et  $I_c = I_L$

$$\text{donc : } I_L = \frac{V_z}{R_2}$$

2 - Admittance de sortie  $Y_s$

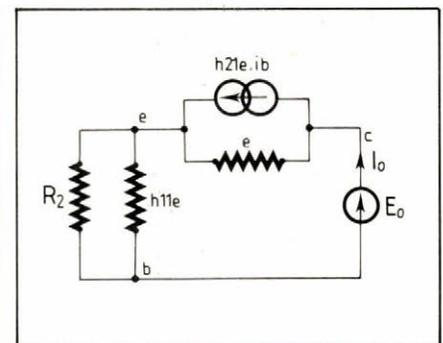


Fig. 13

- Schéma équivalent du générateur de courant (fig. 12) :

$R_q$  : résistance interne de la source d'alimentation

$R_z$  : résistance dynamique de la diode zéner

- Si  $R_q \approx 0$  et  $R_z \approx 0$  le schéma est équivalent à la figure 13.

- Entre e et c, on transforme le générateur de courant en générateur de tension (fig. 14).

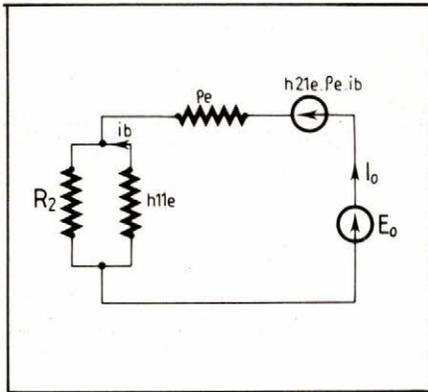


Fig. 14

$$E_o + h_{21e} \cdot \rho_e \cdot i_b = \left( \rho_e + \frac{R_2 \cdot h_{11e}}{R_2 + h_{11e}} \right) \cdot i_o$$

$$\text{avec } \frac{R_2 \cdot h_{11e}}{R_2 + h_{11e}} \cdot i_o = -h_{11e} \cdot i_b$$

$$\text{d'où : } i_b = \frac{-R_2 i_o}{R_2 + h_{11e}}$$

$$\text{d'où : } E_o =$$

$$\left( \rho_e + \frac{R_2 \cdot h_{11e}}{R_2 + h_{11e}} + \frac{R_2 \cdot h_{21e} \cdot \rho_e}{R_2 + h_{11e}} \right) i_o$$

$$\text{avec } \rho_e \gg h_{11e},$$

$$\text{d'où : } E_o = \rho_e \cdot i_o \left( 1 + \frac{R_2 \cdot h_{21e}}{R_2 + h_{11e}} \right)$$

$$\text{avec } \frac{R_2 \cdot h_{21e}}{R_2 + h_{11e}} \gg 1,$$

$$\text{d'où : } E_o = \rho_e \cdot i_o \left( \frac{R_2 \cdot h_{21e}}{R_2 + h_{11e}} \right)$$

$$Y_s = \frac{i_o}{E_o} \text{ d'où :}$$

$$Y_s = \frac{R_2 + h_{11e}}{\rho_e \cdot R_2 \cdot h_{21e}}$$

**Remarques :**  $h_{11e}$ ,  $\rho_e$ ,  $h_{21e}$  sont donnés par le constructeur ;  $R_2 = V_z / I_L$  est déterminé par le choix de la tension de zéner pour un courant imposé.

### 3 - Coefficient de régulation : S

Le schéma équivalent du générateur de courant pour des variations  $\Delta I_L$  du courant de sortie correspondant à des variations  $\Delta V_e$  de la tension d'entrée, autour d'un point de repos à  $V_L = 0$  est donné à la figure 15 ; on suppose  $R_g = 0$ .

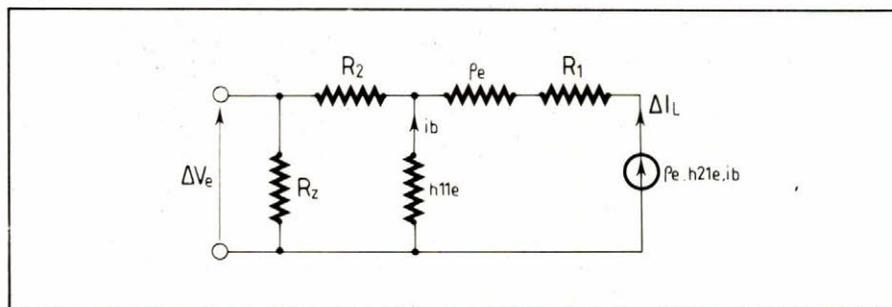


Fig. 15

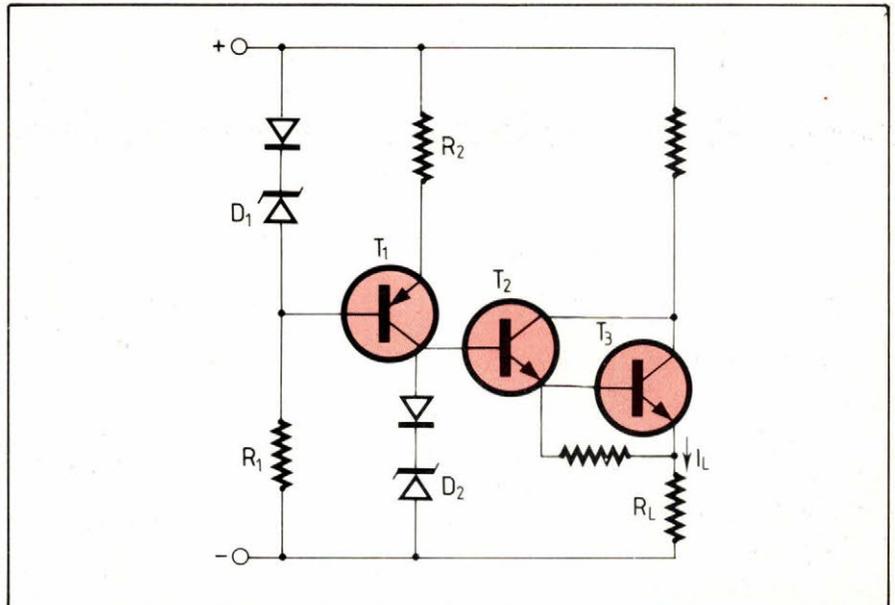


Fig. 16

$$\rho_e \cdot h_{21e} \cdot i_b$$

$$-(\rho_e + R_1) \Delta I_L + h_{11e} \cdot i_b = 0$$

$$\text{d'où : } i_b = \frac{R_1 + \rho_e}{\rho_e \cdot h_{21e} + h_{11e}} \cdot \Delta I_L$$

$$\frac{\Delta V_e}{R_2 + h_{11e}} = \frac{\rho_e \cdot h_{21e} \cdot i_b}{R_1 + \rho_e + h_{11e}}$$

$$= \frac{\rho_e \cdot h_{21e} (\rho_e + R_1) \Delta I_L}{(R_1 + \rho_e + h_{11e}) (\rho_e \cdot h_{21e} + h_{11e})}$$

$$S = \frac{\Delta I_L}{\Delta V_e} =$$

$$\frac{\rho_e \cdot h_{21e} (R_1 + \rho_e + h_{11e}) \left( 1 + \frac{h_{11e}}{\rho_e \cdot h_{21e}} \right)}{\rho_e \cdot h_{21e} (R_2 + h_{11e}) (\rho_e + R_1)}$$

$$\text{avec } 1 \gg \frac{h_{11e}}{\rho_e \cdot h_{21e}}, \text{ d'où :}$$

$$S = \frac{R_1 + \rho_e + h_{11e}}{(R_2 + h_{11e}) (\rho_e + R_1)}$$

**Remarque :**  $R_1$  est déterminé par le courant alimentant la diode zéner pour une tension d'alimentation imposée.

### 4 - Coefficient de température : K

Il est défini par :

$$K = \frac{\Delta I_L}{\Delta \theta} \text{ avec } I_L = \frac{V_z}{R_2}$$

$$\text{donc } I_L = \frac{\Delta V_z}{R_2}$$

si on néglige la dérive thermique de la résistance  $R_2$

$$K = \frac{1}{R_2} \cdot \frac{\Delta V_z}{\Delta \theta}$$

d'où le choix de la diode zéner.

En conservant le même procédé de régulation ce type de montage peut être amélioré par les points suivants :

1 - La stabilité est augmentée par l'adjonction d'une source ( $D_1$ ,  $R_1$ ,  $T_1$ ,  $R_2$ ) alimentant à courant constant la diode zéner  $D_2$  fixant la tension de référence ; cette dernière est alors indépendante des variations de tension de sortie (fig. 16).

Aux tensions de sortie élevées, si le gain en courant du transistor ballast est trop faible et pour ne pas trop consommer sur la diode zéner de référence, on utilise un amplificateur de courant constitué par les transistors  $T_2$  et  $T_3$  montés en configuration Darlington (fig. 16).

2 - Un potentiomètre  $R_{V1}$  couplé au potentiomètre de réglage de courant de sortie  $R_{V2}$  compense la variation de tension base émetteur du transistor par une variation de la tension zéner (fig. 17).

Par exemple, si l'on augmente le courant de sortie, la tension base émetteur du transistor augmente donc le courant base augmente. Le courant traversant  $R_1$  augmente ce qui diminue la tension aux bornes de la diode zéner  $D_1$ . Cette tension est ramenée à sa valeur initiale par l'augmentation de la résistance variable  $R_{V1}$ .

L'adjonction d'un condensateur chimique  $C_1$  en parallèle avec la diode zéner élimine les influences dues à une mauvaise stabilisation de la tension d'alimentation.

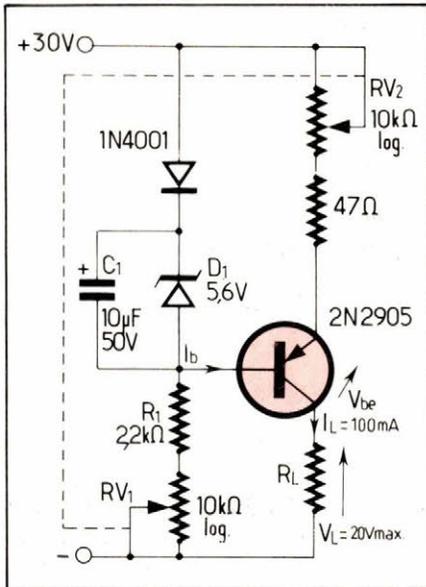


Fig. 17

## Principe d'application n° 2

(Voir figure 18).

$$I_L = \frac{V_z - 0,6}{R_4} (R_5 + R_2) - 0,6$$

Ce montage utilise des transistors complémentaires permettant de réaliser une source de courant à grande dynamique.

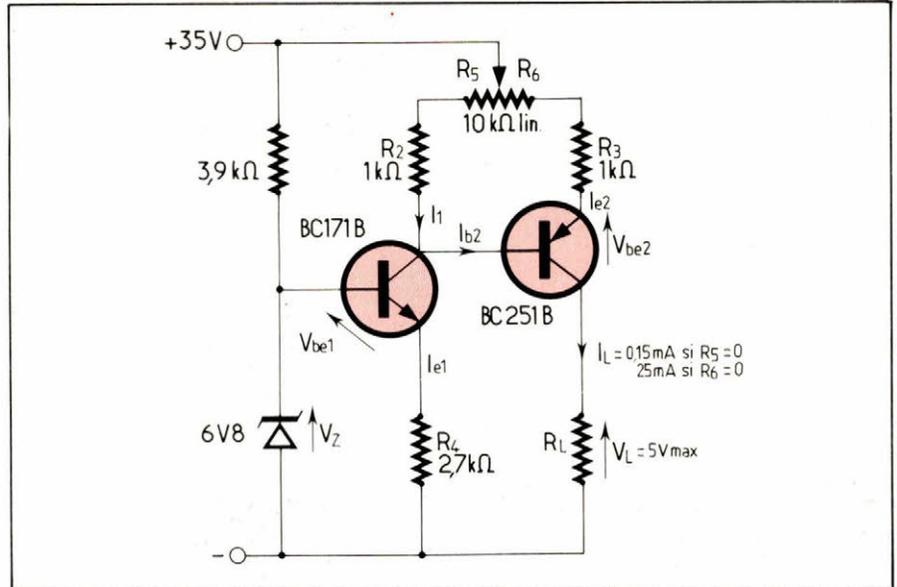


Fig. 18

## Principe d'application n° 3

En regardant la figure 19, on voit que le transistor  $T_4$ , monté en source à courant constant, fournit la tension de référence aux bornes de la résistance  $R_2$  et la tension constante base émetteur du transistor  $T_2$ .

L'intensité du courant de sortie est traduite par une tension aux bornes de la résistance de shunt  $R_1$ .

Un étage différentiel constitué par les transistors  $T_2$  et  $T_3$  compare à tout instant la tension aux bornes du shunt à la tension de référence.

Si le courant de sortie augmente, les courants dans  $R_5$  et dans le collecteur de  $T_3$  augmentent ; le courant émetteur de ce dernier étant constant, cette variation provoquera une diminution du courant collecteur de  $T_2$ . Le courant base de  $T_1$ , donc son courant collecteur va décroître,

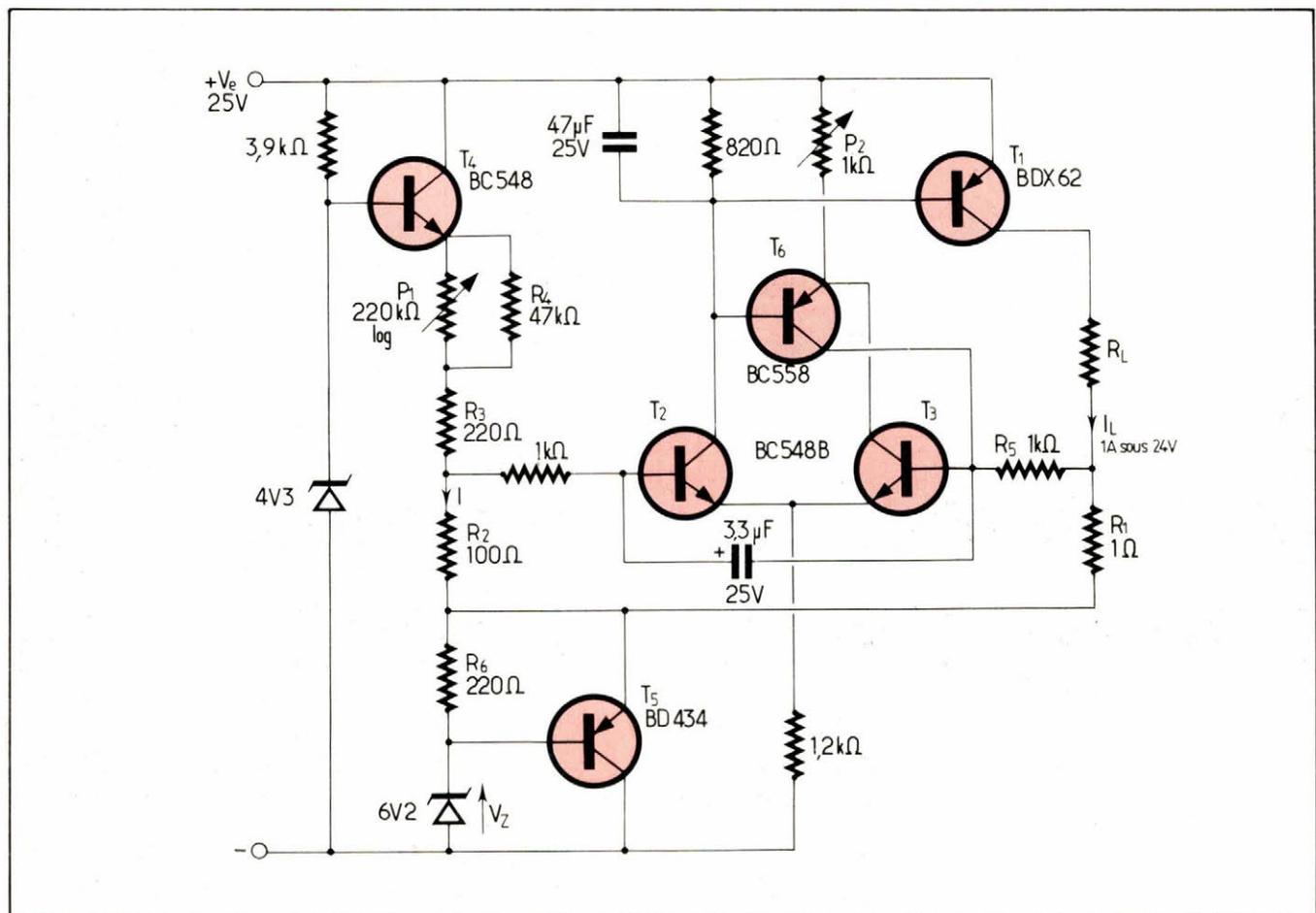


Fig. 19

ce qui rétablira le courant de sortie. Le raisonnement est inversé si le courant de sortie diminue.

$$I_L = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{V_o - V_z}{\frac{P_1 \cdot R_4}{P_1 + R_4} + R_3 + R_2 + R_6}$$

**Remarques :** Le transistor  $T_5$  monté en régulateur de tension permet le retour du courant de sortie à la borne (-); son intérêt est d'introduire une chute de tension pratiquement constante.

A vide (sans charge extérieure), le transistor  $T_6$  permet au transistor  $T_3$  d'être débloqué. En effet dans ces conditions le blocage de  $T_3$  entraînerait un courant collecteur de  $T_2$  très grand qui risquerait d'appliquer à  $T_1$  une tension base émetteur trop importante.

Le potentiomètre  $P_1$  permet de régler le courant  $I$  traversant  $R_2$ , donc de faire varier le courant de sortie  $I_L$  tel que  $I_L = (R_2/R_1) \cdot I$ .

Le potentiomètre  $P_2$  permet d'équilibrer l'étage différentiel en fonction du courant de sortie.

#### Principe d'application n° 4

On peut le voir à la figure 20.

$$I_L = \frac{\beta (V - V_{be})}{R_o}$$

avec :

$R_o$  = résistance équivalente de base de  $T_1$

$\beta$  = gain en courant du transistor.

On fait varier la polarisation de base d'un transistor  $T_1$ , monté en émetteur commun, afin d'en calibrer le débit collecteur. Ce type de montage présente une très grande résistance de sortie (environ 100 k $\Omega$ ) et

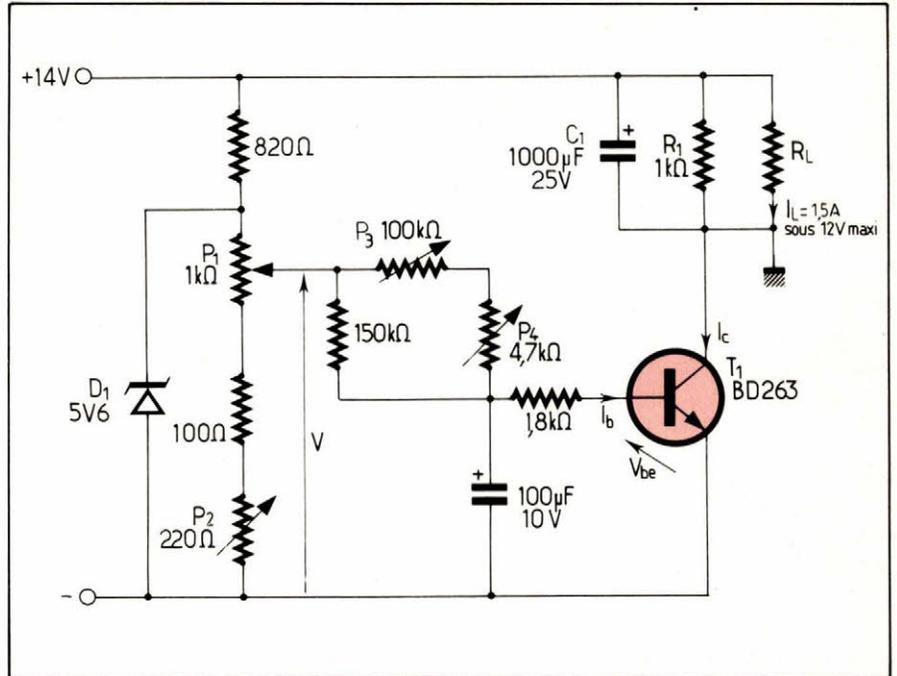


Fig. 20

permet d'avoir une charge reliée directement à la masse.

La polarisation de base est stabilisée par la diode zéner  $D_1$ . Les potentiomètres  $P_3$  et  $P_4$  permettent de compenser les effets de dispersion du gain en courant du transistor. On peut faire varier le débit de sortie en agissant sur le potentiomètre  $P_1$ .

Après avoir réglé  $P_1$  à sa valeur maximale, on ajuste  $P_3$  et  $P_4$  (ce dernier agissant comme réglage fin) de façon à obtenir un débit maximum entre les bornes de sortie. Le potentiomètre  $P_2$  sera ajusté de manière que l'alimentation ne débite plus aucun courant lorsque le curseur de  $P_1$  est à sa position basse. La résistance  $R_1$  n'est là que pour décharger le condensateur  $C_1$  lorsque l'alimentation reste à sortie ouverte, à vide.

### Générateurs de courant constant régulés par amplificateurs opérationnels

#### Principe de régulation série par transistors

$$I_L = \frac{V_{ref} \cdot R}{R' \cdot S}$$

$$Y_s = \frac{R_o R_1}{R' \cdot R_z \cdot S} \cdot \frac{h_{11e2}}{\rho_{e1}}$$

Comme on peut le voir sur la figure 21, on utilise un amplificateur opérationnel  $Cl_2$  monté en comparateur. Sur l'entrée non inverseuse (+) est appliquée une tension de référence. Sur l'entrée inverseuse (-) est appliquée une tension d'information

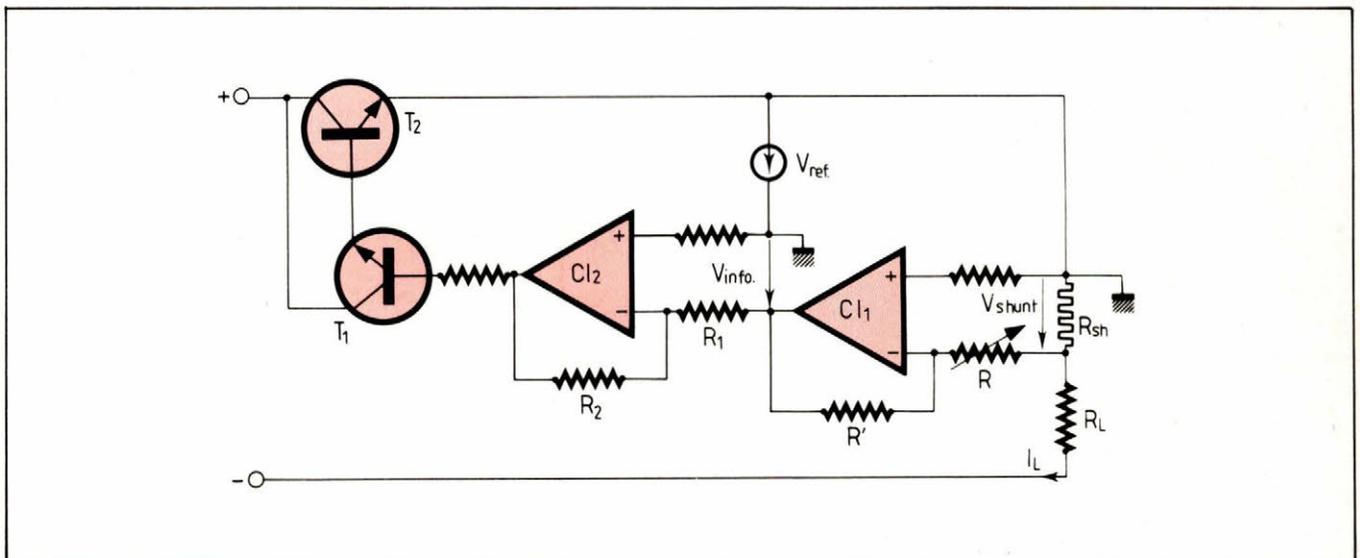


Fig. 21

provenant d'un amplificateur du shunt  $Cl_1$  ; en effet, pour pouvoir réguler en intensité, la tension aux bornes du shunt  $S$  étant très faible, on est obligé de l'amplifier à l'aide d'un amplificateur opérationnel  $Cl_1$ .

Si le courant de sortie diminue, la tension d'information diminue. Le décalage entre la tension de référence et la tension d'information augmente. Ce dernier provoque en sortie du comparateur  $Cl_2$  une tension amplifiée qui augmente et qui est appliquée à la base du transistor pilote  $T_1$  ; celui-ci conduit plus entraînant une augmentation du courant collecteur du transistor ballast  $T_2$ , ce qui rétablit le courant de sortie initial. Le raisonnement est inversé lorsque le courant de sortie augmente.

Le réglage du courant de sortie s'effectue par la variation du gain de  $Cl_1$  obtenu par la résistance variable  $R$  ( $V_{info} = -(R'/R) V_{shunt}$ ).

**Remarque :** Le courant de sortie peut aussi être régulé en faisant varier la tension de référence et en maintenant constant le gain de  $Cl_2$ .

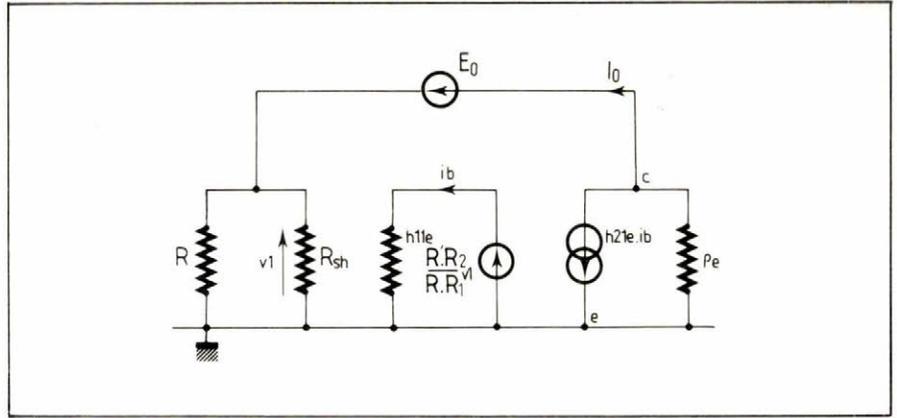


Fig. 22

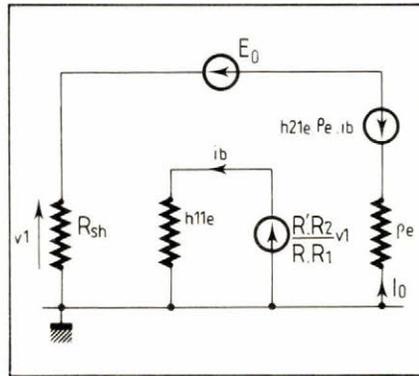


Fig. 23

### 1 – Courant de sortie $I_L$

Soit  $R'/R$  le gain en boucle ouverte de l'amplificateur de shunt  $Cl_1$  ; on aura :

$$V_{info} = -\frac{R'}{R} \cdot V_{shunt} = -\frac{R'}{R} \cdot R_{sh} \cdot I_L$$

Pour qu'il y ait régulation, il faut qu'à tout moment :

$$|V_{info}| = |V_{ref}|, \text{ c'est-à-dire :}$$

$$\frac{R'}{R} \cdot R_{sh} \cdot I_L = V_{ref}, \text{ d'où :}$$

$$I_L = \frac{V_{ref} \cdot R}{R' \cdot R_{sh}}$$

### 2 – Admittance de sortie $Y_s$

Le schéma équivalent du générateur de courant constant est donné à la figure 22.

Entre  $e$  et  $c$ , on transforme le générateur de courant en générateur de tension ; on suppose  $R_{sh} \ll R$  (fig. 23).

$$E_o = (R_{sh} + \rho_e) i_o + h_{21e} \cdot \rho_e \cdot i_b$$

avec  $R_{sh} \ll \rho_e$

$$\text{d'où } E_o = \rho_e \cdot i_o + h_{21e} \cdot \rho_e \cdot i_b \quad (1)$$

$$\frac{R' \cdot R_2}{R \cdot R_1} \cdot R_{sh} \cdot i_o = h_{11e} \cdot i_b$$

$$\text{d'où } i_b = \frac{R' \cdot R_2 \cdot R_{sh} \cdot i_o}{R \cdot R_1 \cdot h_{11e}}$$

En remplaçant  $i_b$  par sa valeur dans (1), on obtient :

$$E_o = i_o \left[ \rho_e \left( 1 + \frac{h_{21e} \cdot R' \cdot R_2 \cdot R_{sh}}{R \cdot R_1 \cdot h_{11e}} \right) \right]$$

$$\text{avec } 1 \ll \frac{h_{21e} \cdot R' \cdot R_2 \cdot R_{sh}}{R \cdot R_1 \cdot h_{11e}}$$

$$\text{d'où : } \frac{E_o}{i_o} = \frac{R \cdot R_1 \cdot h_{11e}}{\rho_e \cdot h_{21e} \cdot R' \cdot R_2 \cdot R_{sh}} = Y_s$$

Dans un montage Darlington :

$$h_{11e} = h_{21e1} \cdot h_{11e2}$$

$$h_{21e} = h_{21e1} \cdot h_{21e2}$$

$$\rho_e = \frac{\rho_{e1} + h_{11e2}}{h_{21e2}} \approx \frac{\rho_{e1}}{h_{21e2}}$$

Nota : L'indice (1) caractérise le transistor pilote et l'indice (2) caractérise le transistor ballast.

$$Y_s = \frac{R \cdot R_1}{R' \cdot R_2 \cdot R_{sh}} \cdot \frac{h_{11e2}}{\rho_{e1}}$$

En conservant le même procédé de régulation, ce type de montage peut être amélioré par la réduction de la puissance dissipée en utilisant un circuit de pré-régulation, comme le montre la figure 24.

Lorsque la tension de sortie est faible, donc lorsque le courant de

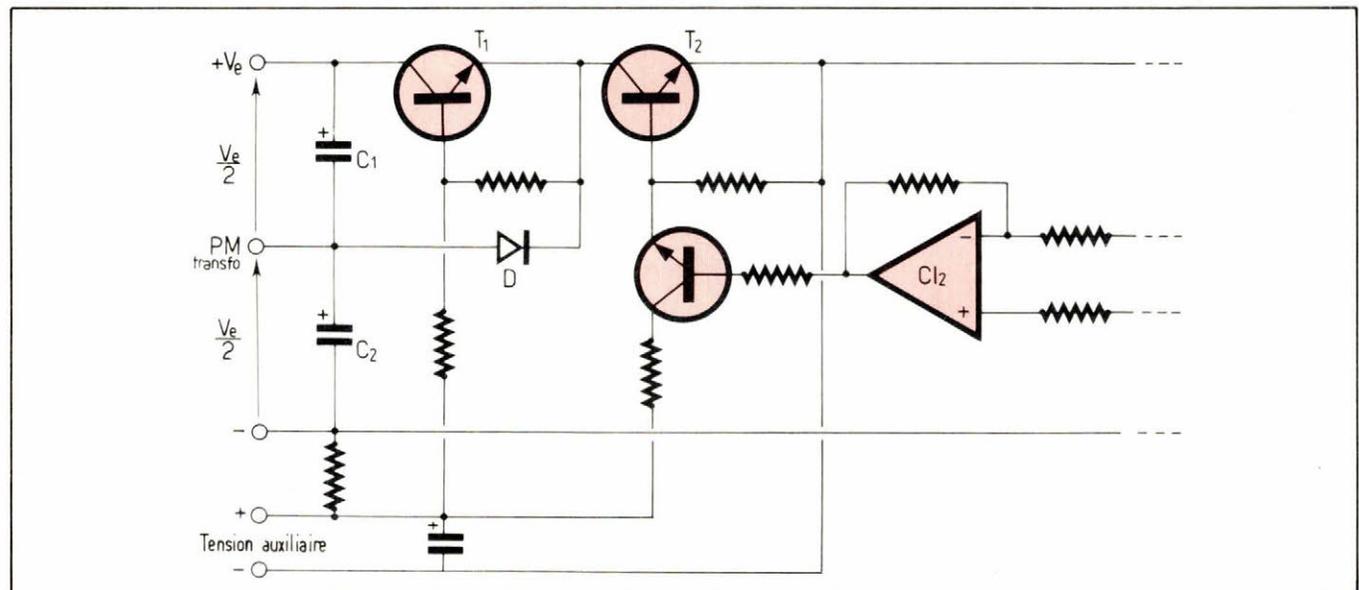


Fig. 24

sortie croît, la tension collecteur de  $T_2$  est inférieure à  $V_a/2$ , la diode D conduit et court-circuite l'émetteur de  $T_1$ ; ce dernier se trouve bloqué et le courant circule par  $T_2$ . L'énergie est prélevée sur la tension aux bornes du condensateur  $C_2$ .

Lorsque la tension de sortie croît, donc lorsque le courant de sortie est faible, la tension collecteur de  $T_2$  est supérieure à  $V_a/2$ , la diode D est bloquée et le courant circule par  $T_1$ . L'énergie est prélevée sur la tension aux bornes du condensateur  $C_1$ .

## Principe de régulation à découpage par thyristors

Un schéma complet illustrant ce principe est donné à la **figure 25**.

### 1 – Principe de fonctionnement

L'énergie est emmagasinée dans une inductance L et une capacité C qui ne consomment pas. Les thyristors jouent le rôle de commutateurs dont le cycle d'ouverture et de fermeture est déterminé par les variations de la charge. Les circuits de commande surveillent les variations du courant de sortie et modifient la durée du découpage de façon à maintenir constant ce courant. Lorsque le régulateur n'agit plus, l'énergie est emmagasinée dans une capacité de sortie C qui restitue à la charge un courant dont la valeur est égale à la moyenne des créneaux de découpage.

### 2 – Amplificateur de tension de shunt et amplificateur d'asservissement

Ces circuits sont identiques à ceux décrits dans le principe de régulation série par transistors. Dès que la tension au niveau de l'entrée (-) de l'amplificateur d'asservissement  $Cl_2$  atteint en valeur absolue la tension de référence  $+V_{CC}$ , on entraîne une variation de tension à la sortie de  $Cl_2$ . Cette tension variable agit directement sur le transistor  $T_5$  du circuit d'impulsion.

Le gain statique de  $Cl_2$  est fonction des résistances  $R_4$  et  $R_5$ .

Pour éviter une polarisation trop importante sur le transistor  $T_5$  du circuit d'impulsion, on a bloqué la sortie de l'amplificateur en valeur négative par rapport à la masse (+ pilote) à l'aide de la diode  $D_2$ . Pour contrôler le temps de charge du condensateur  $C_1$  du circuit d'impulsion, on a fait un pont diviseur  $R_6-R_7$  à la sortie de  $Cl_2$ , de façon à ce que la tension maximale aux bornes de la résistance  $R_6$  nous permette d'obtenir la pleine conduction des thyristors.

Pour éliminer tous les phénomènes de pompage du redresseur, on a réalisé en contre réaction sur l'amplificateur un circuit  $R_9, L_1, C_2$ , dont le rôle est de compenser la courbe de réponse du filtre du redresseur vue à l'entrée de l'amplificateur.

Sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur, on réalise une montée progressive de façon à ce que le débit du redresseur monte lentement. La fonction est réalisée à l'aide de la résistance  $R_{10}$  et du condensateur  $C_3$ .

### 3 – Circuits d'impulsion 1 et 2

Les circuits d'impulsion sont nécessaires pour le déclenchement des thyristors et il y a autant que de thyristors à commander. La mise en phase de chaque circuit avec le thyristor est réalisée par une synchronisation prise en sortie du secondaire du transformateur de puissance.

On réalise à partir de la tension alternative fournie un redressement mono alternance par la diode  $D_1$ , puis on écrête la demi alternance ainsi obtenue à l'aide d'une diode zéner  $D_3$ , d'où l'élaboration de créneaux carrés que l'on amplifie à l'aide des transistors  $T_2$  et  $T_3$ . Alimentés en  $+V_{CC}$ , ces créneaux ainsi amplifiés polarisent à une valeur donnée la gachette de l'unijonction programmable  $T_4$ . Un transistor  $T_5$  permet de charger le condensateur  $C_1$ .

Lorsque la tension aux bornes de  $C_1$  atteindra le point de polarisation de la gachette de  $T_4$ , ce dernier va devenir passant et  $C_1$  va se décharger dans la résistance  $R_3$  de façon à obtenir une impulsion.

Le temps de charge de  $C_1$  peut varier de  $180^\circ$  à  $0^\circ$ , ce qui permet de faire conduire le thyristor du pont redresseur à tout instant entre  $180^\circ$  et  $0^\circ$ .

Cette variation du temps de

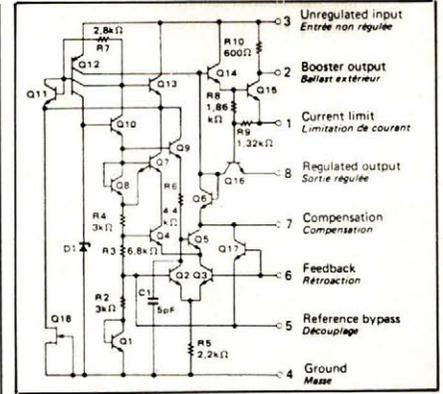


Fig. 26

charge de  $C_1$  est obtenue par variation de la tension  $V_{be}$  du transistor  $T_5$ . Les impulsions fournies par  $T_4$  n'ayant pas une puissance suffisante pour déclencher les thyristors, on doit amplifier celle-ci à l'aide des transistors  $T_6, T_7, T_8$  alimentés par une tension auxiliaire fournie par le même transformateur que la tension alternative précédente.

## Générateur de courant constant utilisant un régulateur intégré SFC 2105 M

$$I_L = \frac{V_{réf}}{R_1}$$

### 1 – Description générale du générateur de courant

Comme on peut le voir sur la **figure 26** qui donne le schéma interne du SFC 2105 M, la tension de référence est fixée par la diode zéner  $D_1$ , alimentée par le courant constant d'un des collecteurs de  $Q_{12}$ . Cette tension régulée qui a un coefficient de température positif est adaptée par  $Q_{10}$ , divisée par  $R_2, R_3$  et mise en série avec le transistor  $Q_1$  connecté en diode. Le coefficient de

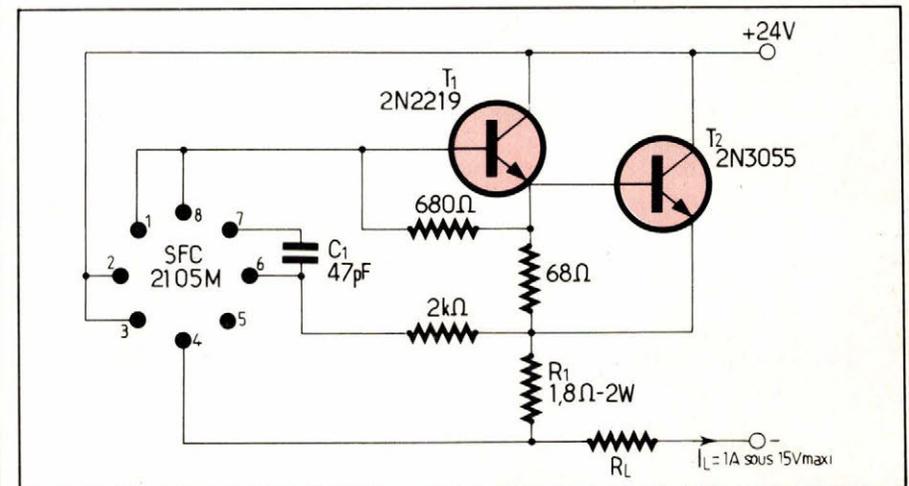


Fig. 27

température négatif de  $Q_1$  annule le coefficient positif de la tension sur  $R_2$  ; ainsi on a une tension de 1,8 V sur la base de  $Q_{13}$  compensée en température.

Les transistors  $Q_2$  et  $Q_3$  forment un amplificateur d'erreur à émetteurs couplés avec  $Q_3$  l'entrée de l'émetteur suiveur et  $Q_2$  l'amplificateur à base commune.  $R_6$  est la résistance de charge du collecteur de  $Q_2$ .

Le second étage est un amplificateur différentiel constitué de  $Q_4$  et  $Q_5$ .  $Q_5$ , chargé par une source de courant, un des collecteurs de  $Q_{12}$ , fournit un gain très élevé : environ 1 500. On obtient un gain total de 30 000 dans l'amplificateur d'erreur.

Pour empêcher les oscillations internes dues au gain très élevé, une capacité d'intégration extérieure  $C_1$  effectue la compensation en fréquence. La stabilité n'est pas affectée avec les conditions de charge, résistives ou réactives, tout en donnant une bonne réponse transitoire.

Un transistor à effet de champ  $Q_{18}$ , monté en source de courant, « démarre » le régulateur lors de la mise sous tension.

Le transistor  $Q_{17}$  élimine tout phénomène de « verrouillage » qui pourrait se produire avec des tensions de sortie faibles.

## 2 - Procédé de régulation

On se référera au schéma de la **figure 27**. Le courant traversant la charge est traduit par une tension aux bornes d'un shunt  $R_1$ . L'étage différentiel  $Q_2$ - $Q_3$  compare la tension shunt à la tension étalon de 1,8 V.

Si le courant de sortie augmente, le courant émetteur des transistors  $Q_7$  et  $Q_{13}$  augmente. La tension base de  $Q_{13}$  étant fixe, sa tension base émetteur va diminuer. De ce fait son courant base va diminuer, entraînant une réduction de son courant émetteur. Les transistors amplificateurs  $Q_{14}$  et  $Q_{15}$  conduisent moins, entraînant une diminution du courant base donc du courant émetteur du transistor pilote  $T_1$ . Le transistor ballast  $T_2$  conduit moins, ce qui corrige l'erreur initiale. Le raisonnement est inversé lorsque le courant de sortie diminue.

## Réalisation d'une alimentation régulée en courant 10 A - 17 V maxi

Son schéma complet est donné à la **figure 28**. Voici ses caractéristiques principales.

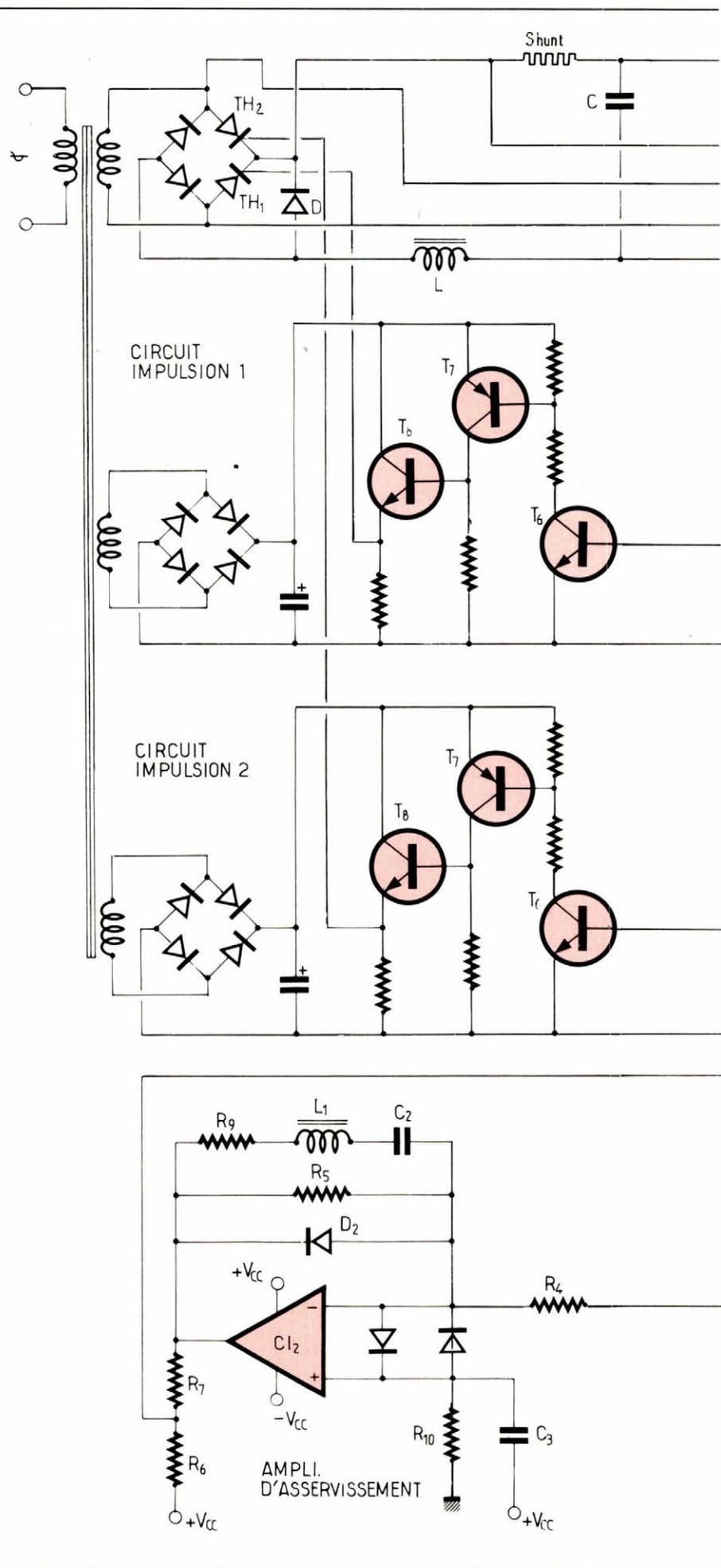
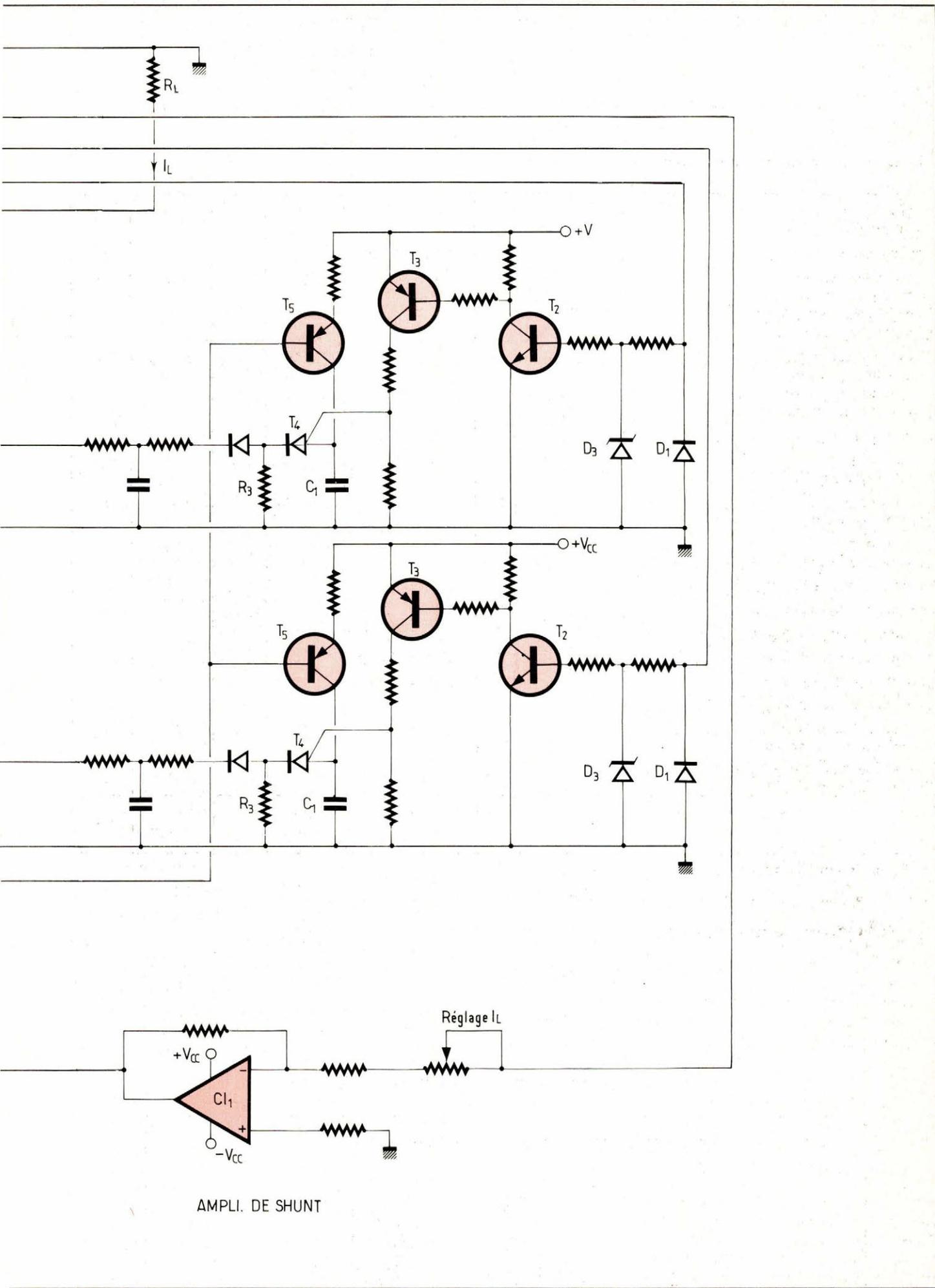


Fig. 25



AMPLI. DE SHUNT

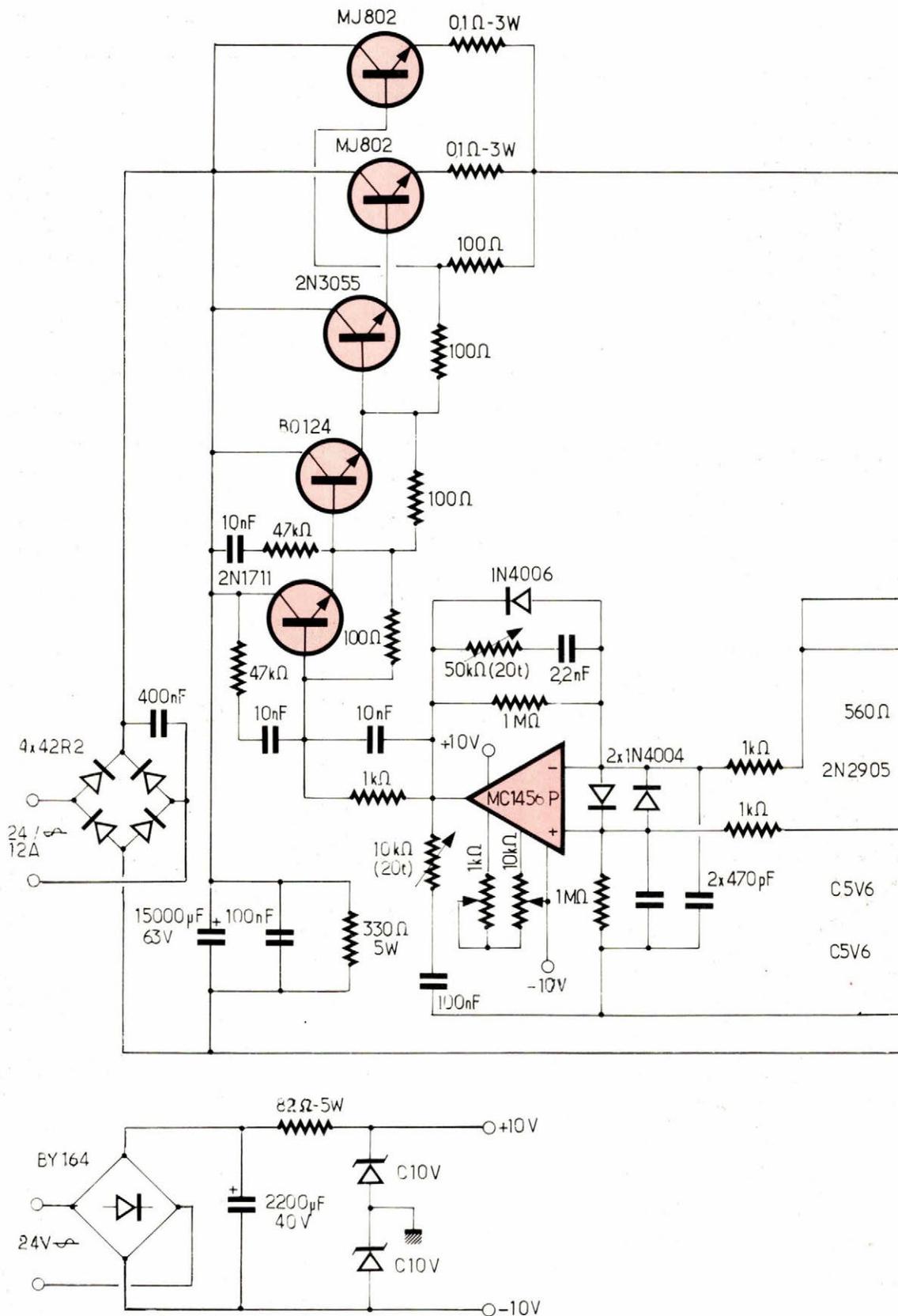
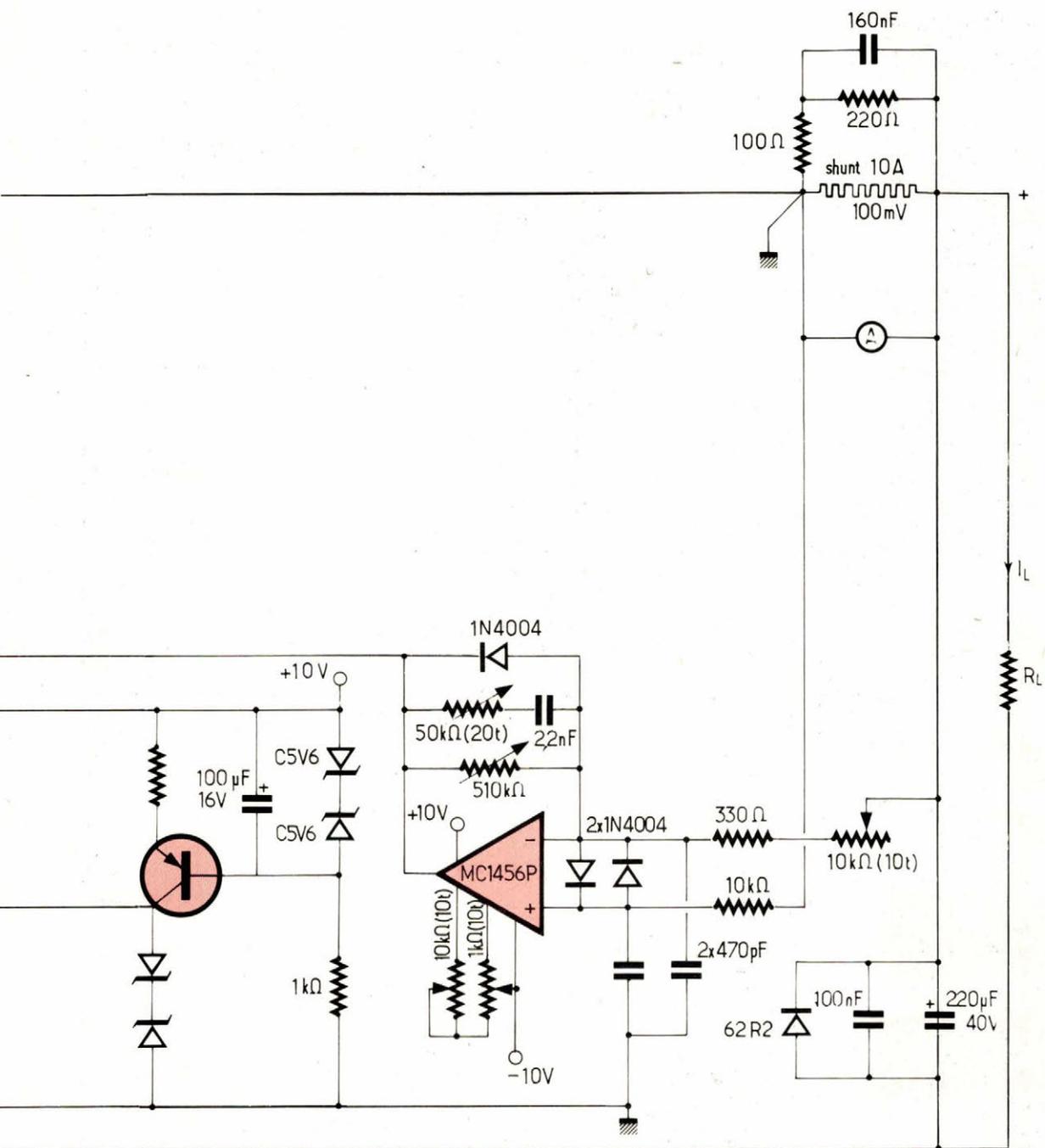


Fig. 28



### 1 – Courant de sortie en fonction de la charge

$I_L = 10$  A sous 17 V maxi soit une résistance de charge variant de 0 à 1,7  $\Omega$

$I_L = 5$  A sous 23 V maxi soit une résistance de charge variant de 0 à 4,6  $\Omega$

$I_L = 2,5$  A sous 26 V maxi soit une résistance de charge variant de 0 à 10,4  $\Omega$

### 2 – Régulation

Secteur :  $\Delta I_L \leq 5 \cdot 10^{-3} I_L$ , pour une variation secteur de  $\pm 10\%$

Charge :  $\Delta I_L \leq 7 \cdot 10^{-4} I_L$

### 3 – Stabilité

$I_L = 62,5 \cdot 10^{-4}$  de dérive sur 8 h après 30 mn de mise sous tension à

température, charge et secteur constants.

### 4 – Coefficient de température

$\Delta I_L / \Delta \theta \leq 18,6 \cdot 10^{-4}$  A/°C après 30 mn de pré-chauffage, variant de 0 à 50 °C

### 5 – Temps de réponse en courant

Inférieur à 10 ms pour revenir dans les limites de  $I_L$  maxi dans le cas d'une variation de 0 à 100 % de la charge autorisée.

### 6 – Précision

$8 \cdot 10^{-3} I_L$  après 10 mn de stabilisation

$1,16 \cdot 10^{-2} I_L$  précision instantanée

### 7 – Ondulation résiduelle

Inférieure à 20 mA

### 8 – Impédance de sortie

$R_s = 2,4$  k $\Omega$

Les courbes caractéristiques de régulation en courant  $I_L = f(V_L)$  sont données à la **figure 29** pour trois valeurs de courant de sortie (2,5, 5 et 10 A).

Les oscillogrammes de la **figure 30** montrent l'ondulation résiduelle à différents points du montage.

**J. Moreau**  
Ingénieur CNAM

## Annexe : Choix d'une alimentation régulée en courant

Alimentation série à transistors et à amplificateurs opérationnels

En règle générale, ce type de régulation est utilisé lorsque des conditions particulières de rendement ne sont pas requises, ou lorsque une très faible résiduelle, une très grande stabilité, un très faible bruit sont demandés.

Aux très faibles puissances, cette régulation s'effectue sous forme de circuits intégrés standards qui offrent une très grande précision grâce à leur très fort gain en boucle ouverte.

Aux puissances supérieures, la puissance correspondant à la différence des tensions d'entrée et de sortie du régulateur étant entièrement dissipée dans les transistors « Ballasts », ce type de montage n'est pas à conseiller lorsque de très grandes variations de tensions de sortie ou d'entrée sont demandées.

Si la stabilité ou la précision du courant de sortie n'ont pas à être très grande, le comparateur tension de shunt – tension de référence est constitué par un transistor ; procédé assez imprécis à cause de la dérive en température de la jonction base émetteur. Lorsque la stabilité ou le bruit de l'alimentation doivent être assez faibles, on remplace le transistor par un amplificateur opérationnel ; procédé précis qui permet de réduire la tension aux bornes de shunt.

Alimentation à découpage

La régulation à découpage permet de réduire sensiblement les encombrements et d'améliorer le rendement, celui-ci variant assez peu avec la différence des tensions d'entrée et de sortie.

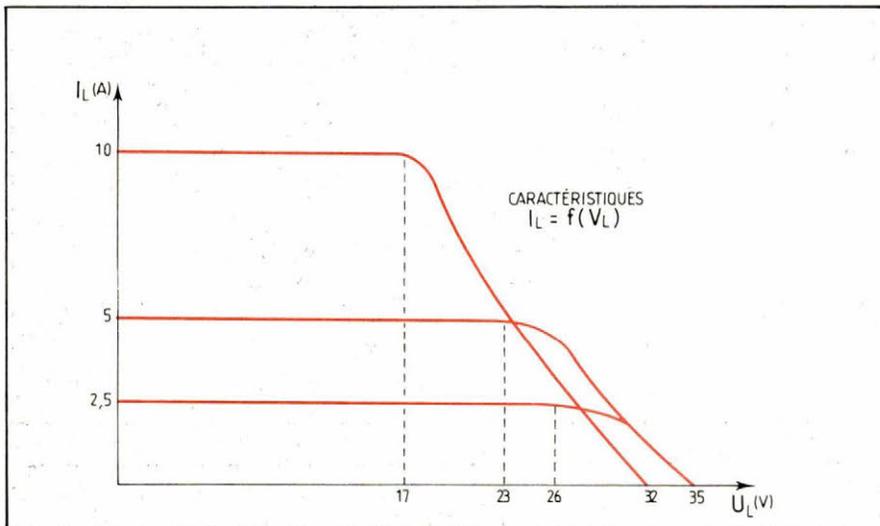


Fig. 29

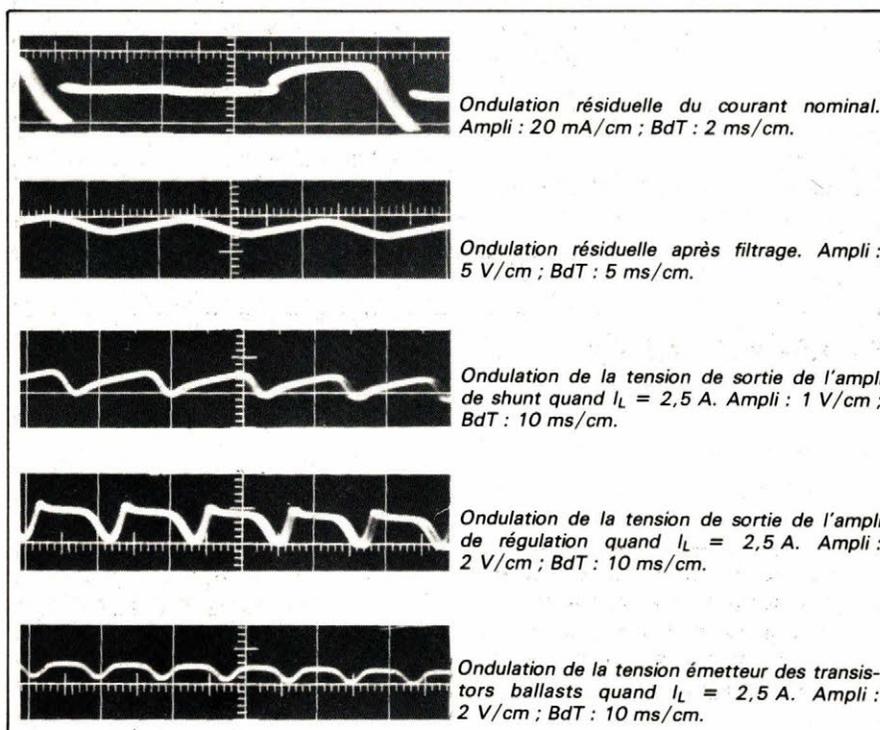


Fig. 30

Toutefois, la fréquence de découpage varie avec la charge, la plus rentable se situant actuellement aux environs de 20 kHz ; pour des fréquences plus élevées le rendement diminue. De plus une forte composante continue existe dans l'inductance, et ce type de régulation est générateur de parasites.

Dans une alimentation à découpage, la réponse aux phénomènes transitoires est moins rapide que celle d'une alimentation série pour une brusque variation de la charge.

Contrairement à la régulation série le taux d'ondulation du courant de sortie peut être maintenu à un niveau très faible par la diminution du temps de conduction des thyristors.

Enfin, le thyristor fonctionnant en commutation, ne dissipe qu'une puissance assez faible et la puissance de sortie est beaucoup plus grande.

Critères communs aux alimentations régulées en courant

La résistance de charge  $R_L$  doit être telle que  $R_L < V_L / I_L$  ; il est recommandé de ne pas régler  $V_L$  et  $I_L$  tels que  $R_L = V_L / I_L$  car ce point critique de fonctionnement serait instable.

Le coefficient de régulation, le coefficient de température et l'admittance de sortie seront fixés par le cahier des charges, orientant le choix du montage.

On dissociera au maximum les circuits alternatifs (transformateurs, redressement, filtrage) des circuits continus de régulation. D'autre part, les éléments sensibles tels que le shunt de mesure, la référence de tension, l'amplificateur d'entrée à « l'abri » des rayonnements magnétiques des parasites dus notamment aux diodes de redressement, et des courants d'air. La référence de tension, l'amplificateur d'entrée ainsi que sa commande seront placés en enceinte thermostatée s'il est nécessaire d'obtenir des coefficients de température de l'ordre de  $10^{-6} / ^\circ\text{C}$ .

## Définition des termes caractéristiques d'une alimentation à courant constant

### 1 – Régulation

a) Régulation secteur : Taux maximum de variation du courant délivré par l'alimentation en fonction des variations de la tension secteur.

Tout autre paramètre étant constant. Ce taux est défini dans les limites de variations en tension et fréquence du réseau.

b) Régulation charge : Taux maximum de variation du courant délivré par l'alimentation en fonction des variations de la charge comprises dans des limites déterminées. En général, ces limites sont 0 et le maximum. Tout autre paramètre étant constant.

### 2 – Résistance interne

Elle est déterminée par la formule :  $R = \Delta V_i / \Delta I_i$  dans laquelle :  $R$  est la résistance statique en milliohms ;  $\Delta V_i$  est la variation de la tension de sortie en millivolts en fonction de la variation de charge maximum ;  $\Delta I_i$  est la variation de charge maximum en ampères.

### 3 – Courant maximum disponible

Courant maximum que peut délivrer en permanence (24 h/24 h) l'alimentation quelles que soient les variations, dans les limites autorisées, des autres paramètres auxquels est soumise l'alimentation. Ce courant est pour des raisons physiques (les transistors de puissance ont un pouvoir de dissipation fonction de la température de jonction) inversement proportionnel à la température ambiante.

### 4 – Ondulation résiduelle

Amplitude des fluctuations superposées à la valeur nominale du courant de sortie continu. Cette amplitude est définie en valeur crête à crête ou efficace de la composante alternative. Le bruit est en général inclus.

### 5 – Temps de réponse

Temps mis par le courant délivré par une alimentation pour revenir dans les limites de régulation après un échelon de courant de 0 au maximum du courant disponible.

### 6 – Température d'utilisation

Température du milieu ambiant dans lequel est baignée l'alimentation, dans les conditions réelles d'exploitation.

### 7 – Coefficient de température

Taux maximum de variation de courant de sortie  $I_L$  délivré par l'alimentation, en fonction des variations de la température  $\Delta\theta$  du milieu ambiant dans lequel se trouve cette alimentation. Tout autre paramètre étant constant. Coefficient de température par  $^\circ\text{C} = \Delta I_L / \Delta\theta$

## 8 – Stabilité

Dérive maximum du courant en fonction du temps, lorsque l'alimentation est maintenue dans les conditions de température, de charge et de secteur constant.

## 9 – Caractéristiques rectangulaires

Principe d'une alimentation qui transforme automatiquement le mode de fonctionnement de la stabilisation de courant en stabilisation de tension et réciproquement, en fonction de la variation de la charge.

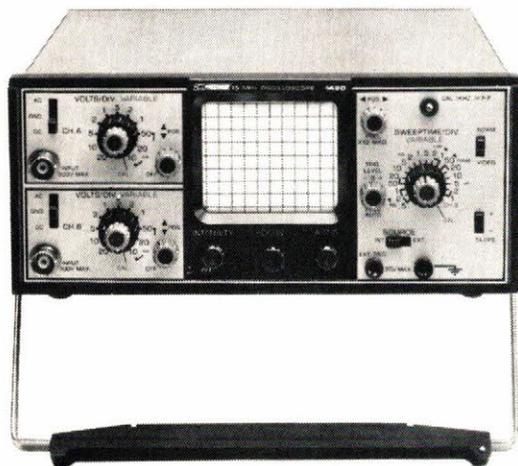
Le point de commutation automatique est défini par l'intersection des droites tension constante et courant constant. En fonctionnement à courant constant, ce point peut être placé n'importe où sur la surface comprise entre les limites minimum et maximum de la tension.

## Bibliographie

- Les sources d'énergie régulées en courant par H.C. Verfaillie et M. Legoult de la Société Pierre Fontaine.
- Konstantstromquellen par Gerhard Faust ; revue Radio Fernsehen Elektronik n° 8 de 1977.
- Applications pratiques de l'amplificateur opérationnel par R. Dugehault Editions ETSF.
- L'amplificateur opérationnel par Marchais ; Editions Masson.
- Manuel des circuits intégrés analogiques par Texas Instrument ; Editions Radio.
- Manuel d'applications des circuits intégrés linéaires par Sescosem ; « Les amplificateurs opérationnels – les régulateurs de tension ».
- Alimentation stabilisée de laboratoire par R. Damaye ; revue Toute l'Électronique août-septembre 1975.
- Cent montages électroniques à transistors par J.C. Potiron et W. Sorokine ; Editions Radio.
- Les alimentations à découpage par David Jones de la Société Fairchild.
- Documentation ITT Semiconductors.
- Documentation Wireless World « Générateur de courant » par J.M.B.
- Documentation Practical Wireless « Source de courant constant ».
- Notices techniques des Sociétés Pierre Fontaine Electronique, Sodi-lec, Sefelec, Lambda Electronique, Satel, Tekelec Airtronic.

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

**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

6 450  
FTC

## • CONTROLEUR en CIRCUIT

### BK 510

Contrôle bons, mauvais transistors, thyristors FET en circuit même lorsque le semi-conducteur est shunté par 10 ohms.



1281  
FTC

## • CONTROLE AUTOMATIQUE EN CIRCUIT DES SEMI-CONDUCTEURS

Sans dessouder, contrôler tous les transistors, thyristors, fet-diodes, en 9 secondes, même dans un circuit shunté par 10 ohms.

IDEAL POUR LE DEPANNAGE LA PRODUCTION EN SERIE



### • BK 520

2 293  
FTC

## BK 2845

### • MULTIMETRE DIGITAL à gammes automatiques "LCD" à microprocesseur 0,1 % précision

Mesure les tensions continues et alternatives de 1 mV à 1000 V en 4 gammes à sélection automatique : les courants continus et alternatifs de 1  $\mu$ A à 2 A en 4 gammes à sélection automatique : les résistances de 1  $\Omega$  à 20 M $\Omega$  en 5 gammes à sélection automatique : Affichage cristaux liquides.



1 611  
FTC

## • GENERATEUR de FONCTION à faible distorsion



### BK 3010

- 0,1 Hz à 1 MHz en 6 gammes.
- Amplitude variable et sortie carrée TTL.
- Tension de décollage.
- Entrée V.C.O. de wobulation.

1 824  
FTC

## • CAPACIMETRE DIGITAL



### BK 820

- De 0,1 pF à 1 Farad.
- Précision 0,5 %.
- Résolution 0,1 pF.
- Pilote quartz.
- 10 000 points

1 358  
FTC

## BK 830

### • CAPACIMETRE A GAMME AUTOMATIQUE "LCD" - 0,1 pF à 200 mF

Résolution 0,1 pF  
Affichage à cristaux liquides.  
Alimentation 4 piles de 1,5 V



1 975  
FTC

## • GENERATEUR DE FONCTION 2 MHz



### BK 3020

- 0,02 Hz/2 MHz.
- Vobulateur interne log. et linéaire.
- Générateur d'impulsions (symétrie variable).
- Rafales (burst).

3 358  
FTC

**BLANC-MECA** Electronique  
Zone Industrielle 36300 LE BLANC. Tél. (54) 37.09.80



L'utilisation, dans les amplificateurs opérationnels, d'une structure d'entrée à couplage « en croix » — d'où la dénomination de « quadra » donnée à la configuration ainsi réalisée — n'est pas tout à fait nouvelle.

Ce qui, en revanche, lui confère des améliorations décisives, est le remplacement des transistors bipolaires par des J-FET — et ce, selon la technologie de l'implantation ionique ; qui, seule, assure une tension de claquage élevée (par rapport à la double diffusion classique), une implantation plus précise, ce qui contribue à réduire les valeurs des tensions de décalage.

## Le « QUADRAFET » : principe et applications (II)

C'est cette technologie que Fairchild a choisie pour la fabrication de ses nouveaux circuits « Quadrafet ». La première partie de cette étude s'est attachée à décrire les caractéristiques électriques du Quadrafet : structure synoptique, courants d'entrée, courbes de tenue en température, « slew rate », distorsion, bruit, bande passante... et a mis en évidence les avantages de ce nouveau composant. La seconde partie, publiée ci-après, est consacrée à la description de quelques applications typiques dans lesquelles le Quadrafet donne sa pleine mesure : détecteur de crête, intégrateur, circuit de sortie pour convertisseur digital/analogique, amplificateur composite, mais aussi : filtres actifs passe-haut, passe-bas et universel, correcteur de tonalité stéréo et enfin préamplificateur RIAA. Dans toutes les applications qui mettent en œuvre des « ampli-op », le Quadrafet est appelé, à coup sûr, à prendre rang parmi les standards industriels. Il tendra vraisemblablement à remplacer les familles plus anciennes du type « 741 », notamment en audio, haute-fidélité, en circuits d'électronique médicale, d'instrumentation... et partout où une large bande passante doit aller de pair avec un faible niveau de bruit.

## Applications

### Mise en parallèle des sorties

Quelques applications nécessitent plus de courant de sortie qu'un ampli-op typique ne peut en délivrer. L'une des méthodes pour obtenir ce courant consiste à connecter les sorties de deux amplis-op ; deux amplis-op en tandem fournissent le double du courant de sortie d'un ampli unique. Cette méthode ne fonctionnera cependant que dans certains cas, car quelques amplis-op produisent des signaux considérablement distordus quand deux sorties sont mises en parallèle. Les amplificateurs QUADRAFET, en particulier le  $\mu$ AF 772 et le  $\mu$ AF 774, peuvent être mis en parallèle si la technique suivante est employée :

Le premier ampli-op du circuit intégré est monté dans la configuration souhaitée, et le second est monté en suiveur à gain unitaire. La sortie du second ampli-op doit reproduire celle du premier. Une résistance de  $10 \Omega$  est placée en série avec chaque sortie pour l'isoler et prévenir toute interaction.

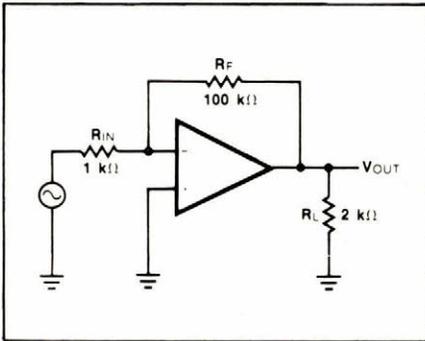


Fig. 17. — Montage typique d'ampli-op pour comparaison avec le circuit de la figure 18.

La figure 17 montre un montage typique d'amplificateur opérationnel. Ce circuit a été testé en distorsion et comparé au circuit à sorties parallèles de la figure 18. Observez que la charge est de  $2 \text{ k}\Omega$  en figure 17, alors qu'elle n'est que de  $1 \text{ k}\Omega$  en figure 18, comme si chacun des deux amplis pilotait  $2 \text{ k}\Omega$ . Les tests sur le  $\mu$ AF 772 et le  $\mu$ AF 774 ne montrèrent pas d'augmentation significative de la distorsion entre le circuit de la figure 17 et celui de la figure 18. Cette technique de mise en parallèle des sorties est particulièrement utile dans les études ne demandant que trois voies d'un ampli-op quadruple. La voie inutilisée restante peut être mise en parallèle avec l'une quelconque des voies actives pour fournir davantage de courant de sortie. Dans bien des cas, on

élimine ainsi le besoin d'un transistor externe.

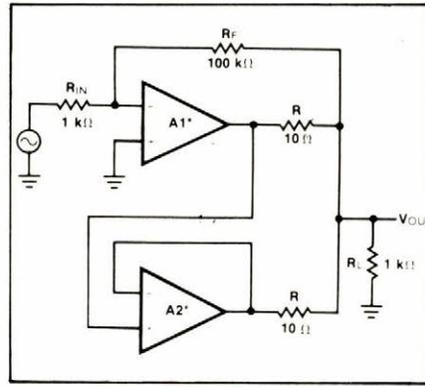


Fig. 18. — Montage à sorties parallèles.

### Avec des charges fortement capacitives

Quelques applications nécessitent le pilotage par l'ampli-op de charges à composante capacitive élevée, et, selon la valeur de cette capacité et le type d'amplificateur employé, le circuit peut devenir instable et osciller. Une technique simple évite ce type d'oscillations et augmente la valeur de capacité qu'un amplificateur opérationnel peut piloter. Cette technique consiste à connecter un réseau RC série entre les entrées différentielles de l'ampli-op.

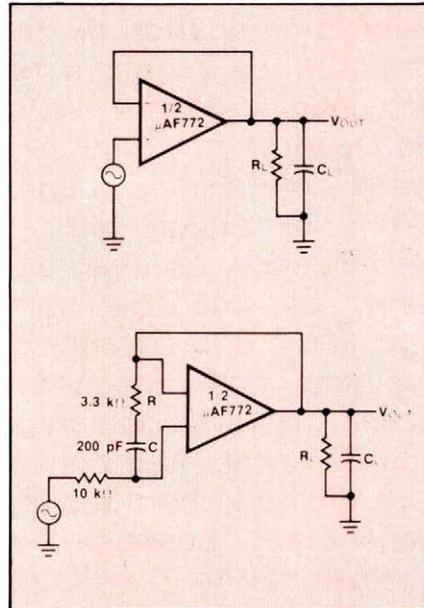


Fig. 19. — Le  $\mu$ AF 772 monté en amplificateur à gain unitaire.

Fig. 20. — Un réseau R.C. utilisé pour limiter les problèmes d'oscillations.

La figure 19 montre un  $\mu$ AF 772 en configuration classique à gain unitaire (suiveur de tension), le test le plus sévère pour les problèmes d'oscillations, car la contre-réaction est maximale. Un  $\mu$ AF 772 courant monté de cette façon peut accepter une charge capacitive de  $500 \text{ pF}$  sans entrer en oscillation. La fi-

gure 20 montre le même circuit avec un réseau RC série raccordé entre les entrées différentielles. Dans ce cas, le  $\mu$ AF 772 peut accepter  $0,003 \mu\text{F}$  ( $3\,000 \text{ pF}$ ) sans oscillations.

La photographie d'oscillogrammes en figure 21 illustre l'effet de cette technique. La trace supérieure est la sortie du circuit de la figure 19, n'utilisant pas le réseau RC série, et chargée par  $820 \text{ pF}$ . On notera l'oscillation superposée à la sinusoïde de sortie. La trace inférieure montre les mêmes conditions de circuit avec addition du réseau RC, conformément à la figure 20. Ici, nulle trace d'oscillation sur la sinusoïde de sortie.

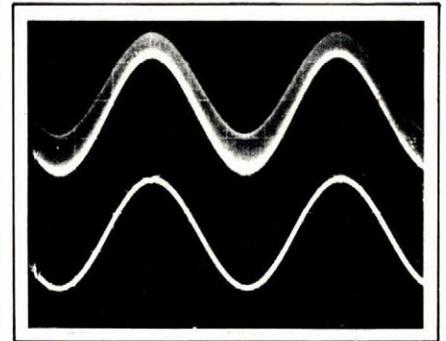


Fig. 21. — Formes d'ondes sans (en haut) et avec (en bas) réseau R.C.

La technique de ce circuit procède par atténuation des signaux haute fréquence entre les entrées différentielles, réduisant le gain aux fréquences élevées suffisamment pour éviter l'oscillation, même au gain unitaire. Cependant, en appliquant cette méthode, l'ingénieur doit considérer plusieurs facteurs. Les valeurs de R et C dépendent de l'application particulière, du gain du circuit, de la composante capacitive de sortie, de la fréquence d'entrée maximum et du circuit imprimé final. L'utilisation de cette méthode diminue également la bande passante en boucle fermée ; en fait, la bande passante de l'ampli-op reste inchangée, mais celle du circuit se réduit.

### Détecteur de crête

On utilise couramment des détecteurs de crête pour examiner des formes d'ondes transitoires ou répétitives, comme dans les chromatogrammes à gaz et les spectromètres de masse. Un circuit détecteur de crête est similaire à un circuit échantillonneur-bloqueur. Dans un détecteur de crête, la tension de sortie est égale à la tension de crête du signal d'entrée. La figure 22 montre un circuit détecteur de crête typique à amplificateur opérationnel. Quand la

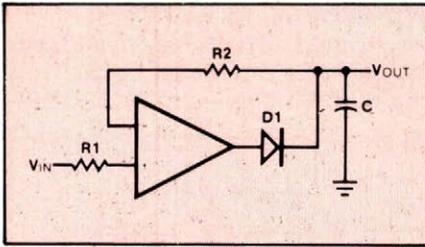


Fig. 22. — Circuit détecteur de crête typique.

tension d'entrée est positive, la sortie de l'ampli-op est positive et la diode se trouve polarisée en direct. Le condensateur de sortie se charge jusqu'à atteindre le niveau de la tension d'entrée, parce que l'ampli-op est en configuration à gain unitaire. Lorsque l'entrée décroît ou devient négative, la sortie fait de même, ce qui tend à bloquer la diode. En effet, la tension sur le condensateur de sortie est supérieure à celle de la sortie de l'ampli-op, ce qui polarise effectivement la diode en inverse. Cette diode bloquée empêche la décharge du condensateur de sortie qui conserve donc le potentiel précédemment acquis.

Il y a quatre sources d'erreurs dans ce circuit simple : le courant de fuite du condensateur, le courant de fuite de la diode polarisée en inverse, la fuite à travers R<sub>2</sub> due au courant de polarisation de l'ampli-op, et la décharge du condensateur dans la charge de sortie.

En général, la fuite du condensateur peut être évitée par une sélection attentive de ce composant. Les fortes valeurs de condensateurs montrent des effets réduits du courant de fuite, mais nécessitent de plus forts courants de charge qui peuvent altérer la réponse améliorée aux fréquences élevées. De nombreux amplis-op ne peuvent évoluer assez vite pour charger le condensateur à la valeur de crête correcte, mais le slew-rate élevé des amplis-op QUADRAFET autorise l'emploi de gros condensateurs aux fréquences élevées.

La fuite dans la diode peut être évitée par un tri approprié ou par le choix d'un modèle à faibles fuites. La

décharge due au courant de polarisation de l'ampli-op peut être éliminée par l'emploi d'un ampli-op tel que le QUADRAFET dont le courant de polarisation est extrêmement faible. La décharge du condensateur due à l'impédance de sortie peut être éliminée en ajoutant un ampli-op donnant du gain en courant conformément à la **figure 23**. L'ampli-op représente une très haute impédance de charge pour le condensateur, ce qui évite le prélèvement d'énergie et l'aide à maintenir la valeur de crête.

Une variante intéressante du détecteur de crête consiste à l'associer à un circuit de valeur absolue comme indiqué en **figure 24**. Le circuit inverse les tensions négatives en tensions positives, tandis que les tensions d'entrée positives le traversent en gain unité. Le circuit fournit ainsi un redressement bi-alternance des signaux d'entrée et réalise la fonction « valeur absolue ». La clé du fonctionnement de ce circuit est dans les diodes ; la polarisation de D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub> détermine si oui ou non le circuit inverse la tension d'entrée. Si l'entrée est positive, la sortie du premier amplificateur est négative et D<sub>1</sub> est polarisée en direct (passante), pendant que D<sub>2</sub> est polarisée en inverse (bloquée). La tension au point V<sub>1</sub> est -V<sub>IN</sub> pendant que V<sub>2</sub> est à zéro, ce qui met l'entrée du second amplificateur à -V<sub>IN</sub>. Ceci est inversé sur sa sortie, et donc V<sub>OUT</sub> = V<sub>IN</sub>.

Si l'entrée est négative, la sortie du premier amplificateur est positive, polarisant D<sub>1</sub> en inverse (bloquée) et D<sub>2</sub> en direct (passante). La tension en V<sub>2</sub> est -2/3 V<sub>IN</sub> et le second ampli a V<sub>2</sub> sur son entrée. Comme cet étage a un gain de 3/2, avec une tension d'entrée négative, la combinaison des deux amplificateurs fait V<sub>OUT</sub> = -V<sub>IN</sub>. Dans ce circuit, la diode D<sub>3</sub> et le condensateur C réalisent la fonction détection de crête précédemment exposée. L'avantage principal des amplificateurs QUADRAFET dans les détecteurs de crête est le slew-rate élevé qui autorise des tensions d'entrée plus importantes à des fréquences plus

hautes et avec de plus importantes capacités que des amplis-op tel le  $\mu A$  741. Ils ont également un très faible courant de polarisation, ce qui élimine la fuite par retour sur l'entrée de l'amplificateur.

### Intégrateur

Un intégrateur à ampli-op est l'équivalent électronique de la fonction mathématique d'intégration. La tension de sortie est liée à la tension d'entrée par la relation suivante :

$$V_{OUT} = -\frac{1}{RC} \int V_{IN} dt$$

Les intégrateurs peuvent être employés pour différents usages : obtenir une rampe en sortie à partir de signaux d'entrée continus, transformer des ondes carrées en ondes triangulaires, des ondes sinusoïdales en ondes cosinusoidales (et inversement), etc. Pour des mesures de temps, si le signal d'entrée de l'intégrateur est connu, la tension de sortie peut être directement calibrée en unités de temps.

Le circuit de base d'un intégrateur est donné à la **figure 25**. La tension d'entrée V<sub>IN</sub> et la résistance R tirent un courant (I = V<sub>IN</sub>/R) qui vient de la sortie de l'ampli-op à travers le condensateur C. Pour pousser le courant I à travers C, la tension de sortie doit changer. Le facteur de changement est égal à V<sub>IN</sub>/RC, ce qui donne au circuit sa fonction d'intégration. Une entrée positive tend à

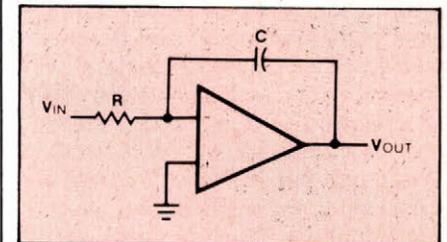


Fig. 25. — Schéma de base d'un intégrateur.

faire baisser la sortie et une entrée négative tend à faire monter cette même sortie.

La **figure 26** illustre plusieurs

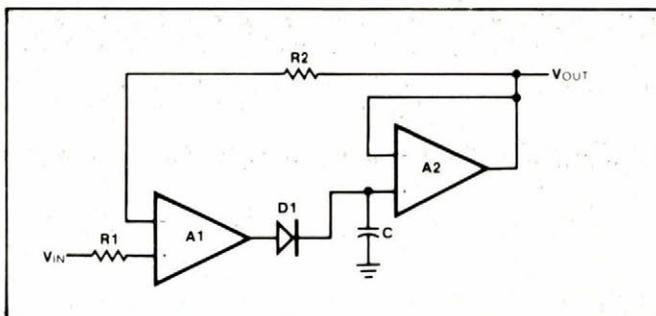


Fig. 23. — Détecteur de crête équipé d'un buffer.

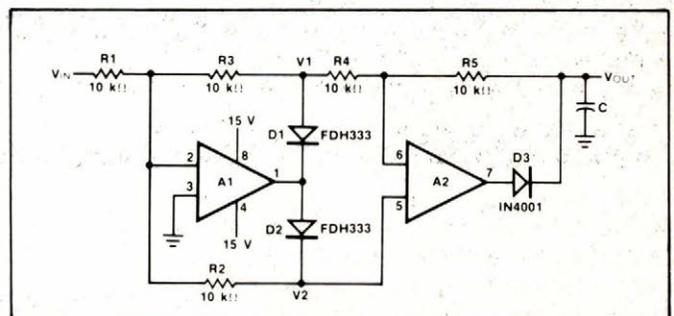


Fig. 24. — Détecteur de valeur absolue.

améliorations communément apportées à l'intégrateur de base. La résistance  $R_3$ , ajoutée pour aider à réduire la dérive due aux courants de

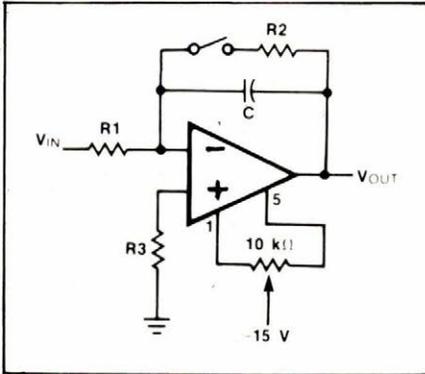


Fig. 26. — Intégrateur amélioré.

polarisation d'entrée, doit être égale à  $R_1 + R_S$ , où  $R_S$  est la résistance de source du signal d'entrée. Le montage d'annulation d'offset est utilisé pour centrer ou annuler la tension de sortie en continu. La résistance  $R_2$  est ajoutée pour réduire le gain en continu. Sans  $R_2$ , en basse fréquence, l'ampli-op fonctionne avec tout son gain de boucle ouverte, ce qui est parfois instable, avec la sortie oscillant entre les saturations positive et négative, un peu comme un comparateur. On trouve souvent des commutateurs insérés dans les lignes d'entrée et de contre-réaction pour initialiser et remettre à zéro l'intégrateur.

Quelques documentations recommandent une compensation externe du courant de polarisation comprenant deux résistances, un potentiomètre et une diode. Ce système est destiné à réduire la dérive de sortie en prélevant le courant de polarisation de l'ampli-op sur l'alimentation plutôt que sur la ligne d'entrée. Ce circuit de compensation est sensible aux variations d'alimentation et de température, et de plus assez délicat à régler. Le faible courant de polarisation d'entrée des amplificateurs QUADRAFET élimine le besoin d'un circuit de compensation et est une amélioration majeure, en particulier lorsque les temps d'intégration sont importants. C'est également le cas quand des échantillonneurs-bloqueurs fonctionnent avec des cycles lents, domaine où les entrées FET ont prouvé leur totale réussite.

La caractéristique de slew-rate élevé et de bande passante large des QUADRAFET les rend particulièrement intéressants pour des intégrateurs rapides, pour produire des rampes rapides ou des signaux trian-

gulaires, par exemple. Certaines documentations listent un groupe d'amplis-op à faibles courants d'entrée et un autre groupe à slew-rate et bande passante élevés. La famille QUADRAFET élimine ce besoin de double classement en fonctionnant bien dans les intégrateurs lents et rapides.

#### Sortie de convertisseur Digital/Analogique

Un certain nombre de convertisseurs D/A ont des étages de sortie à absorption de courant qui, dans la plupart des applications, doivent être convertis en une sortie de tension. La conversion est couramment réalisée en utilisant un ampli-op en buffer. Les amplis-op QUADRAFET sont excellents dans cette application ; la haute impédance d'entrée évite de charger le convertisseur D/A, et les erreurs dues au slew-rate et temps d'établissement sont réduites.

Le temps d'établissement est une mesure de la vitesse de l'ampli-op et, dans les applications de sorties de convertisseur D/A, a une grande influence sur la vitesse maximum du système. Plus vite l'ampli-op s'établit, plus vite le convertisseur pourra travailler. Le temps d'établissement est la durée du temps après un changement de séquence à l'entrée d'un ampli-op pour que sa sortie soit établie à sa valeur finale dans une bande d'erreur donnée. Le changement de la séquence d'entrée correspond couramment à un changement de 10 V à la sortie. Quand l'entrée de l'ampli-op est un convertisseur D/A, le changement de séquence est une transition d'une échelle zéro (que des zéros sur les entrées digitales) à une pleine échelle (que des uns). Typiquement, ceci signifie un changement de 2 mA dans la sortie pour des convertisseurs D/A à sorties en courant. La bande d'erreur spécifiée dépend de la résolution du convertisseur, mais est couramment  $\pm 1/2$  LSB (bit le moins significatif). Pour un convertisseur D/A 8 bits, et une sortie pleine échelle de 10 V, l'ampli-op doit s'établir entre  $\pm 20$  mV de la valeur finale.

Il y a plusieurs facteurs qui contribuent à des degrés différents au temps total d'établissement de l'ampli-op. Initialement, le temps de propagation est dominant ; l'ampli-op doit alors évoluer presque jusqu'à sa valeur finale et revenir de la saturation interne. Pendant le temps de

recouvrement, un overshoot et un amortissement peuvent apparaître. La figure 27 montre un circuit typique avec un ampli-op QUADRAFET

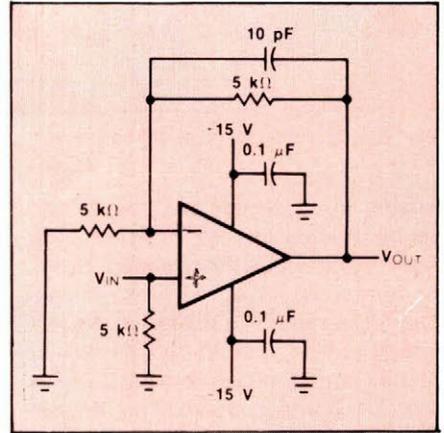


Fig. 27. — Circuit de sortie pour convertisseur Digital/Analogique.

monté en buffer de sortie pour convertisseur D/A. Avec un  $\mu$ AF 771 dans cette configuration, pour un changement de séquence d'entrée de 10 V, le temps d'établissement à  $\pm 20$  mV est typiquement de 1  $\mu$ s.

Il faut observer plusieurs points importants lors de l'utilisation d'un ampli-op dans une application de sortie de convertisseur D/A. Si le tracé du circuit imprimé n'est pas attentivement étudié, il peut avoir un effet négatif sur le temps d'établissement. La ligne de masse du circuit doit être débarrassée de tout bruit dans la mesure du possible. Des condensateurs céramiques de haute qualité sont recommandés pour découpler les pins d'alimentation, avec des connexions aussi courtes et aussi proches que possible du boîtier de l'ampli-op. Des condensateurs sont utilisés dans la boucle de contre-réaction pour aider à minimiser l'effet d'intégration (arrondis). Ces condensateurs devront être des types au polystyrène, au téflon ou au polycarbonate. Pour la meilleure performance en température et la meilleure précision, des résistances à couche métallique seront préférées aux modèles de qualité moindre. Une annulation de la tension de décalage est recommandée, car l'annulation du  $V_{OS}$  améliore la précision de sortie.

#### Amplificateur composite

Le circuit présenté en figure 28 combine l'excellente performance en alternatif du  $\mu$ AF 771 avec les caractéristiques d'entrée exceptionnelles du  $\mu$ A 714, un ampli-op de précision avec une tension d'offset de 75  $\mu$ V seulement et une dérive de

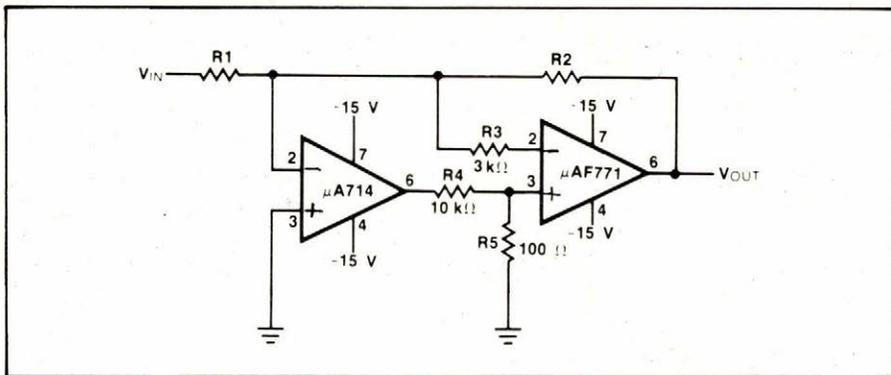


Fig. 28. — Amplificateur composite.

cette tension de  $1,3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . L'amplificateur composite résultant a un slew-rate de  $13 \text{ V}/\mu\text{s}$  et une tension  $V_{OS}$  améliorée. Cette approche est souvent plus économique que de rechercher un ampli-op unique qui possède à la fois une excellente performance en offset et slew-rate.

Dans ce circuit, la tension d'offset du  $\mu\text{AF 771}$  est neutralisée en forçant la jonction de  $R_2$  et  $R_3$  à évaluer l'offset du  $\mu\text{A 714}$ . Ceci est réalisé par une boucle comprenant  $R_4$ ,  $R_5$ , le  $\mu\text{AF 771}$  et  $R_3$ . Le faible courant de polarisation d'entrée du  $\mu\text{AF 771}$  permet une valeur de  $R_2$  jusqu'à  $5 \text{ k}\Omega$ , mais des valeurs supérieures commencent à causer une erreur appréciable.

### Filtres actifs

Les amplificateurs opérationnels QUADRAFET sont un bon choix pour des applications de filtres actifs, car le slew-rate élevé permet de meilleures excursions dynamiques de la tension de sortie à des fréquences plus élevées sans distorsion transitoire. La large bande passante aide également à travailler en haute fréquence, le faible  $V_{OS}$  simplifie les filtres à couplage continu, et le faible courant de polarisation d'entrée permet

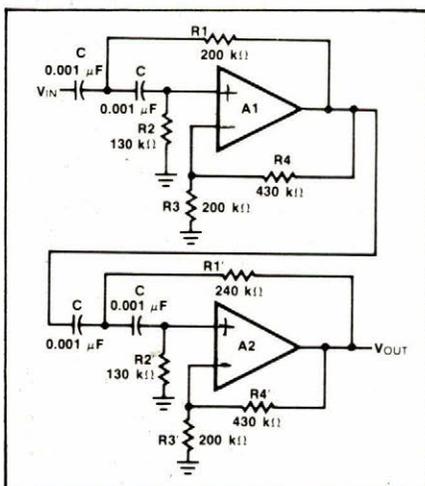


Fig. 29. — Filtre de Butterworth passe-haut du 4<sup>e</sup> ordre.

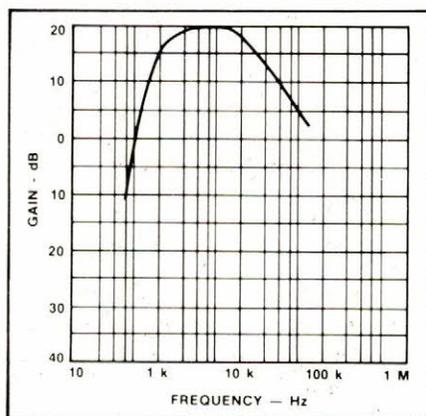


Fig. 30. — Performances obtenues avec deux  $\mu\text{A 741}$  équipant le circuit de la figure 29.

l'emploi de résistances de valeurs bien plus fortes.

### ● Filtre passe-haut du 4<sup>e</sup> ordre Butterworth

Pour ce circuit présenté sur la figure 29, la performance d'un  $\mu\text{AF 772}$  a été comparée à celle de deux amplis-op  $\mu\text{A 741}$ . Les circuits étaient testés avec une onde sinusoïdale de sortie d'amplitude  $20 \text{ V}$  crête à crête. La courbe de réponse en fréquence du  $\mu\text{A 741}$  est indi-

quée sur la figure 30. Le gain dans la bande passante commence à décroître à environ  $8 \text{ kHz}$ , puis au-dessus de cette fréquence, la sortie est limitée en slew-rate et distordue de sinus en triangle. La courbe de réponse du  $\mu\text{AF 772}$  est indiquée sur la figure 31. Le gain dans la bande passante ne chute pas et la sortie n'est pas limitée en slew-rate jusqu'à  $200 \text{ kHz}$ .

Ce circuit de filtre du 4<sup>e</sup> ordre à  $\mu\text{AF 772}$  a une pente caractéristique de  $80 \text{ dB}/\text{décade}$  avant sa fréquence charnière, cette fréquence nominale est de  $1 \text{ kHz}$ , et le gain dans la bande passante est de  $10$  ( $20 \text{ dB}$ ). Les équations suivantes caractérisent le filtre :

$$\text{Fréquence charnière} = \sqrt{\frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C^2} \times \frac{1}{2\pi}}$$

$$\text{Gain dans la bande passante} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)$$

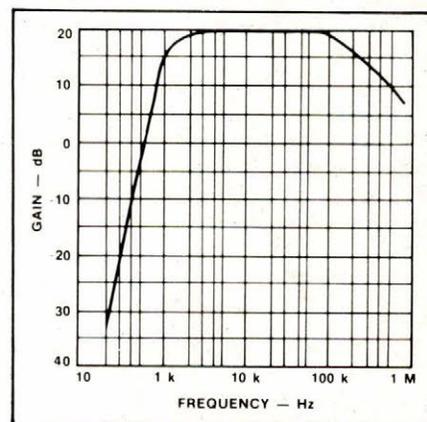


Fig. 31. — Performances comparées avec la figure 30 du même circuit équipé d'un  $\mu\text{AF 772}$ .

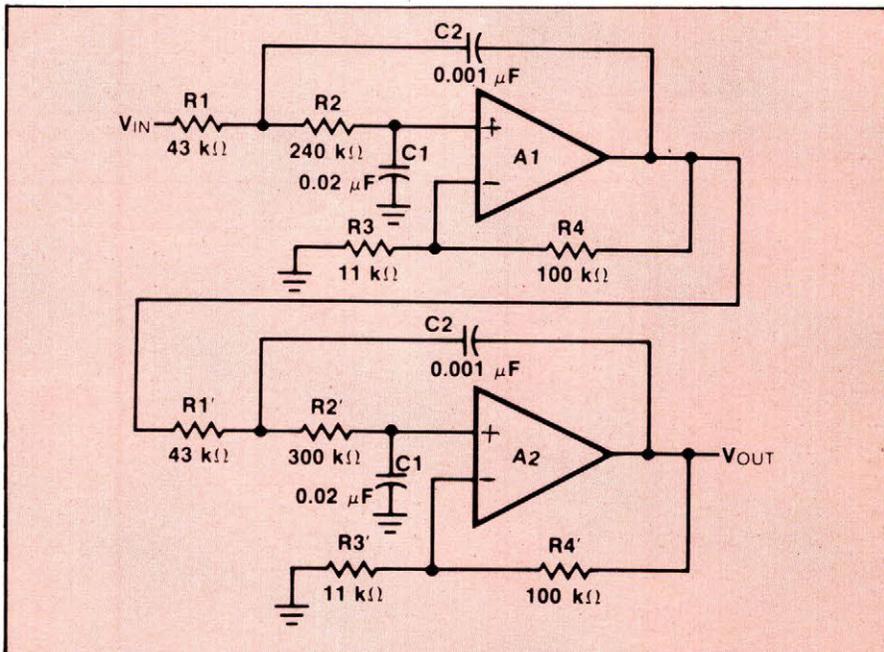


Fig. 32. — Filtre de Butterworth passe-bas du 4<sup>e</sup> ordre.

● **Filtre passe-bas du 4<sup>e</sup> ordre Butterworth**

Le schéma est donné en **figure 32** et la **figure 33** illustre la réponse en fréquence typique d'un filtre actif passe-bas du 4<sup>e</sup> ordre Butterworth utilisant le  $\mu\text{AF 772}$ . Ce filtre présente également une pente caractéristique de 80 dB/décade après une fréquence charnière nominale de 1 kHz, et un gain dans la bande passante de 10 (20 dB). Les équations suivantes caractérisent ce filtre :

$$\text{Fréquence charnière} = \sqrt{\frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \times \frac{1}{2\pi}$$

Gain dans la bande passante :

$$\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(1 + \frac{R_4'}{R_3'}\right)$$

● **Filtre universel à variable d'état**

Le filtre à variable d'état, ou bi-quadratique, caractérisé par l'emploi de deux amplis-op en intégrateurs, possède des sorties passe-bas, passe-haut et passe bande permettant de le qualifier d'universel. Les trois sorties peuvent être utilisées dans des égaliseurs, des analyseurs, des échantillonneurs de bande, et

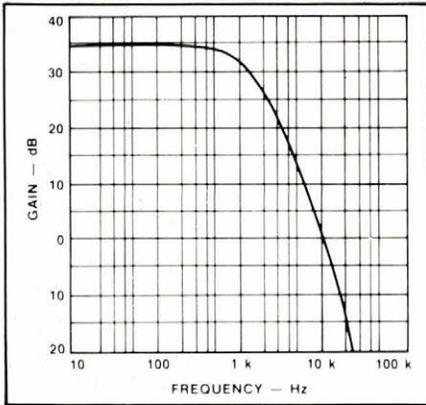


Fig. 33. — Réponse typique du filtre de la figure 32 équipé d'un  $\mu\text{AF 772}$ .

bien d'autres applications. Le  $\mu\text{AF 774}$  est tout indiqué pour le circuit de la **figure 34** qui utilise quatre amplis-op. Le premier fournit la sortie passe-haut, le second la sortie passe-bande, le troisième la sortie passe-bas et le quatrième règle le gain du circuit. Les courbes de réponse en fréquence pour les trois sorties des filtres sont présentées sur les **figures 35, 36 et 37**.

Ces trois sorties de filtre ne sont pas indépendantes ; la modification de réponse du passe-bas, par exem-

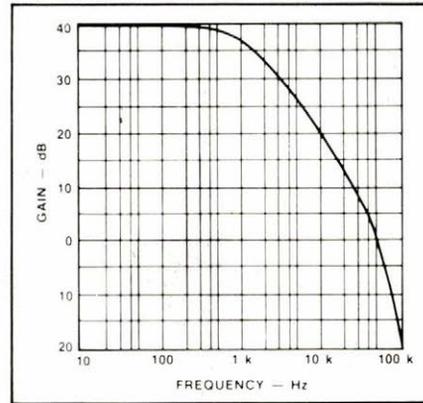


Fig. 35. — Réponse en passe-bas du filtre de la figure 34.

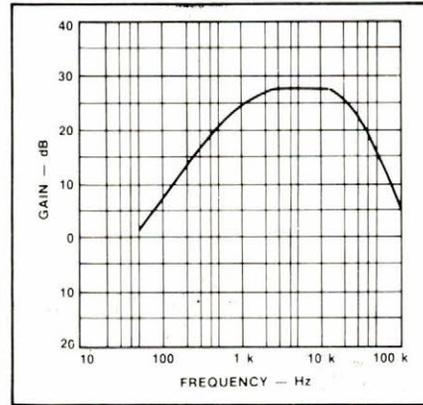


Fig. 36. — Réponse en passe-bande du filtre de la figure 34.

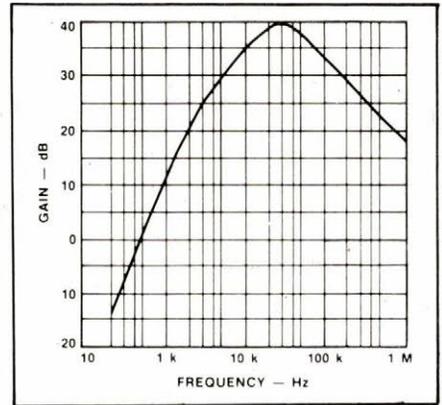


Fig. 37. — Réponse en passe-haut du filtre de la figure 34.

ple, affectera les sorties passe-bande et passe-haut. Le circuit du filtre est habituellement accordé en ajustant la réponse du passe-bande : une modification du Q affecte la largeur de bande de la section passe-bande. Q est défini par le rapport  $f_c/bw$ , où  $f_c$  est la fréquence centrale de la section passe-bande et  $bw$  est la largeur de bande. Dans le circuit de la **figure 34**,  $Q = R_9/R_{11}$ . La fréquence centrale  $f_c$  est accordée en ajustant les résistances  $R_5$  et  $R_7$  qui doivent avoir la même valeur. De plus faibles valeurs pour  $R_5$  et  $R_7$  donnent au filtre passe-bande une fréquence centrale plus élevée. Le gain dans la bande passante est égal à  $KQ$ , où  $K = 1/R_1$ .

**Correcteur de tonalité stéréo à trois bandes**

Le  $\mu\text{AF 774}$  est au cœur de la **figure 38**, montrant un correcteur de tonalité pour chaîne HiFi utilisant des filtres actifs. Ce module stéréophonique, dont un seul canal est représenté, est applicable à de nombreux montages « audio ». Il comporte trois réglages de tonalité distincts affectés au grave, au médium et à l'aigu. Habituellement placé entre les sections préamplificateur et amplificateur de puissance, le correcteur de tonalité permet un réglage de gain séparé pour chacune des bandes de fréquences. La **figure 39** indique la réponse en fréquence du circuit pour différentes positions des curseurs des potentiomètres qui devront être des modèles à courbe de variation linéaire. Dans le cas d'une application monophonique, on utilisera un  $\mu\text{AF 772}$ .

Les amplificateurs QUADRAFET ont plusieurs avantages sur d'autres amplis-op dans cette application. Le faible niveau de bruit évite au correcteur de tonalité de dégrader le rapport signal/bruit du système, la large bande passante assure qu'il

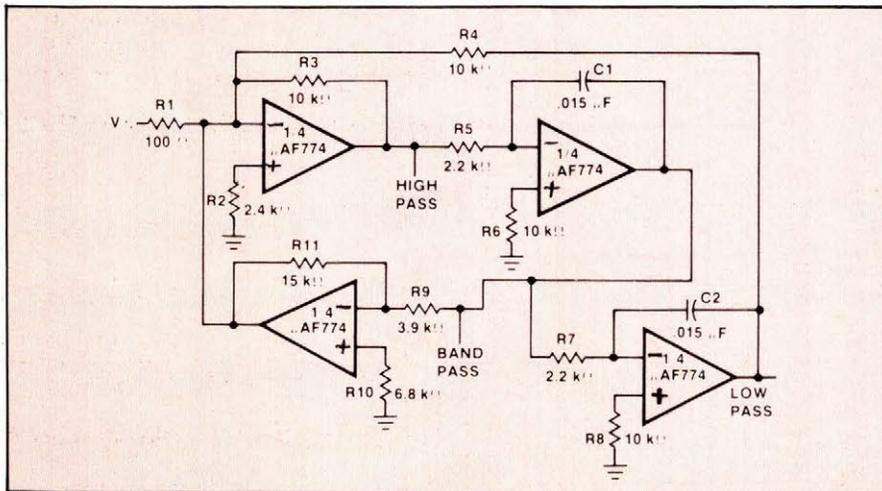


Fig. 34. — Filtre universel à trois sorties.

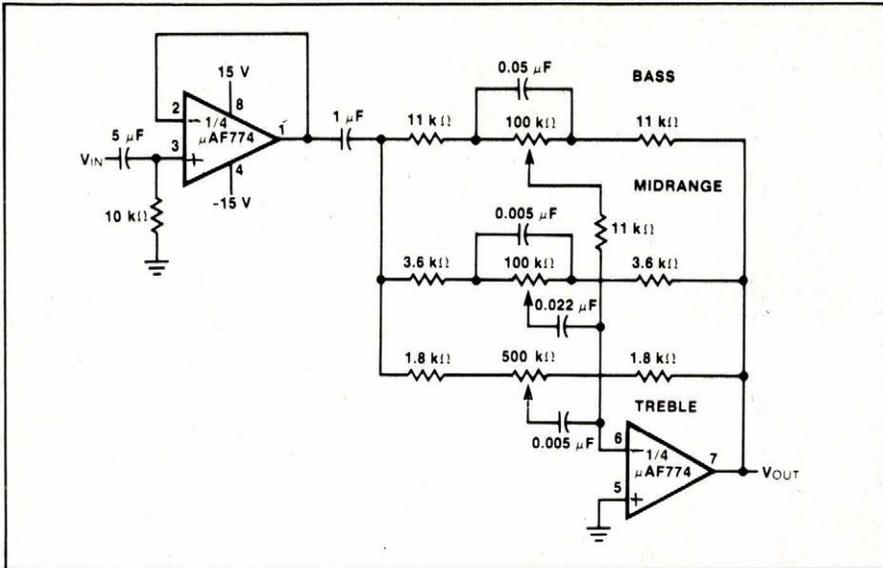


Fig. 38. — Correcteur de tonalité stéréo à trois bandes (un seul canal).

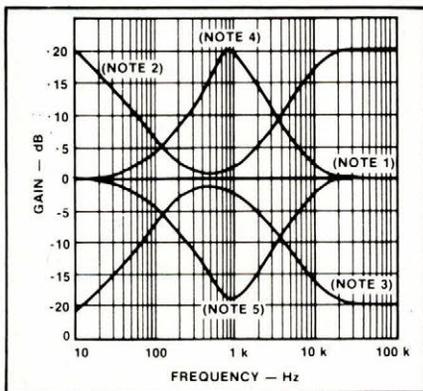


Fig. 39. — Réponse en fréquence du circuit correcteur de la figure 38 (\*).

n'y aura pas de limitation de slew-rate à la tension de sortie maximum spécifiée et ce dans toute la bande concernée, et le slew-rate élevé, par lui-même, indique un taux de distorsion harmonique négligeable.

### Préamplificateur RIAA pour cellule magnétique

Un préamplificateur RIAA est un préamplificateur audio spécialement étudié pour égaliser le signal d'entrée provenant d'un disque microsillon stéréophonique, et doit suivre la courbe de réponse standardisée par

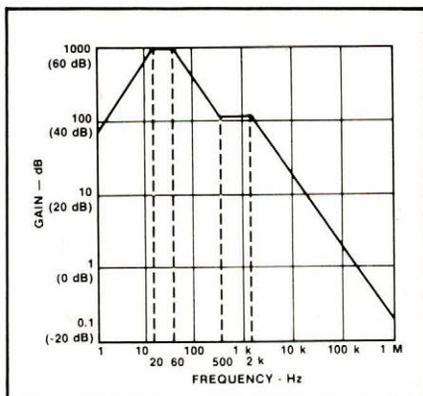


Fig. 40. — Courbe de correction RIAA.

la RIAA (Recording Industry Association of America), pour amplifier les signaux issus de la cellule de lecture. La courbe RIAA est donnée sur la figure 40.

Les amplificateurs QUADRAFET sont recommandés pour les préamplificateurs RIAA et le modèle  $\mu$ AF 772 particulièrement indiqué pour des réalisations stéréophoniques (voir la figure 41). La résistance  $R_5$  équilibre les résistances  $R_2$  et  $R_3$  afin de réduire les effets du courant de décalage d'entrée. La résistance  $R_4$  fixe le terme réel de l'impédance de charge normalisée d'une cellule magnétique courante (47 k $\Omega$ ).

Les autres composants externes du circuit permettent d'adapter l'amplificateur opérationnel à la courbe d'égalisation RIAA. La résistance  $R_1$  et le condensateur  $C_1$  règlent la fré-

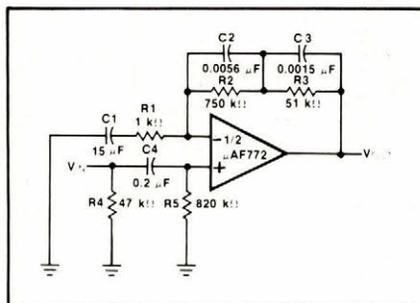


Fig. 41. — Préampli-correcteur RIAA.

quence de coupure basse aux alentours de 20 Hz, tandis que  $R_2$  et  $C_2$  règlent la pente après 50 Hz. La résistance  $R_3$  et le condensateur  $C_2$  établissent la portion plate de la courbe qui démarre à 500 Hz, et finalement  $R_3$  et  $C_3$  sont responsables de la pente après 2 kHz.

Le  $\mu$ AF 772 a deux avantages distincts dans ce type d'application, le faible bruit et la faible distorsion.

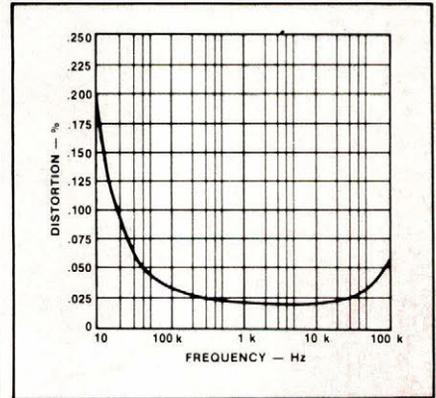


Fig. 42. — Courbe de distorsion harmonique du préampli RIAA de la figure 41.

La figure 42 indique la distorsion harmonique totale (THD) d'un  $\mu$ AF 772 monté en préampli audio.

### Conclusion

La famille QUADRAFET de Fairchild représente une avance significative dans la technologie des amplificateurs opérationnels. Ces circuits intégrés comportent des JFET dans l'étage d'entrée, fabriqués par implantation ionique et montés dans une configuration en croix ; il en résulte des amplis-op qui, plus que jamais, tendent vers l'idéal. Les QUADRAFET ont de faibles tensions d'offset, de faibles courants de polarisation d'entrées, une haute impédance, un faible bruit, un slew-rate élevé et une large bande passante. Ces amplificateurs peuvent être utilisés pour remplacer des amplis-op plus anciens avec une nette amélioration ou d'autres amplis à entrées JFET, pour augmenter globalement les performances d'un système. Ils offrent des avantages particuliers en audio et HiFi, en filtres actifs et applications d'instrumentation ou médicales.

On tiendra compte désormais de la famille QUADRAFET pour toute application des amplificateurs opérationnels, et, du fait de leur design et performances supérieures, ils sont appelés à devenir un des standards de l'industrie des années 80, les Eighties...

D. JACOVPOULOS

D'après une étude originale de

Jeff Thompson

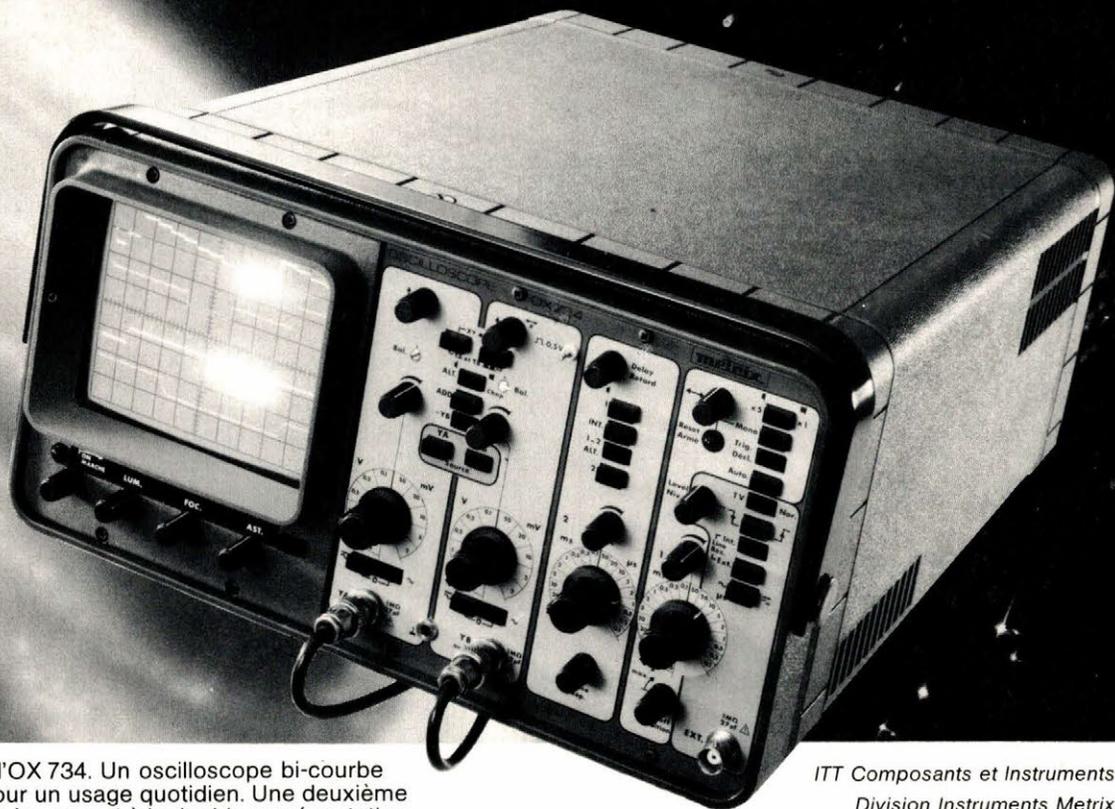
(Fairchild U.S.A.)

(\*). Note figure 39.

1. Tous réglages « plats ».
2. Basses et aiguës favorisées, médium plat.
3. Basses et aiguës coupées, médium plat.
4. Médium favorisé, basses et aiguës « plat ».
5. Médium coupé, basses et aiguës « plat ».

# METRIX HAUSSE LE TON

- 2 fois 40 MHz
- deuxième base de temps étalonnée et retardée
- ligne à retard
- Hold-off



Metrix dévoile l'OX 734. Un oscilloscope bi-courbe haute performance pour un usage quotidien. Une deuxième base de temps étalonnée servant à la double représentation simultanée du signal complet et de la portion retardée et dilatée. Une large bande passante supérieure à 40 MHz, utilisable à la représentation de signaux au-delà de 60 MHz.

Un réglage d'inhibition (Hold-off) pour éliminer les déclenchements parasites et un tube cathodique rectangulaire très lumineux (12 kV de PA).

Au laboratoire, en service, dans l'enseignement, l'oscilloscope OX 734 Metrix a pris le ton qu'il fallait pour devenir indispensable.

ITT Composants et Instruments

Division Instruments Metrix  
Chemin de la Croix-Rouge - BP 30 F 74010 Annecy Cedex  
Tél. (50) 52 81 02 - Télex 385 131

Agence de Paris  
157, rue des Blains - BP 124 F 92220 Bagneux Cedex  
Tél. 664 84 00 - Télex 202 702

## metrix

**Metrix, la puissance industrielle au service de la mesure.**

SERVICE-LECTEURS N° 238

La médecine moderne soigne l'organe sans s'occuper de l'organisme et lorsqu'il lui arrive de soigner l'organisme, elle néglige complètement son environnement. Pourtant, les relations existant entre l'être humain dans sa globalité et l'environnement sont multiples, mais malheureusement fort difficiles à saisir.

Il semble toutefois que l'on assiste depuis quelques années à une prise de conscience qui va dans le sens d'une considération « générale » de l'individu.

## De l'effet Kirlian à l'aura humaine

C'est un retour en arrière qui va très loin, et qui risque d'être bénéfique aussi bien à la santé de l'être vivant qu'à l'amélioration des connaissances de ses mécanismes intimes. Ne se souvient-on pas des anciens médecins chinois dont les honoraires représentaient la rémunération pour avoir maintenu en bonne santé leurs patients ? Eviter que la maladie apparaisse afin de ne pas avoir à la traiter, c'est une ambition que l'on a perdu de vue depuis plusieurs siècles. Il s'agit en fait de comprendre comment l'être humain vit et réagit dans son environnement.

Environnement chimique, mais aussi physique (ondes électromagnétiques). Comment mettre en évidence les réactions de l'être humain, comment les interpréter. Les techniques modernes de l'électronique et de l'informatique peuvent apporter une aide appréciable dans un domaine où l'on fait plus appel à la para-psychologie qu'aux données scientifiques rationnelles.

Il est vrai que la frontière est mal définie entre le physique et la métaphysique. La première grignotte patiemment le territoire de la seconde, mais le domaine de la métaphysique est tellement vaste qu'il faut lire l'histoire des sciences au cours des derniers siècles pour se rendre compte du chemin parcouru par la physique.

### Principes de l'approche scientifique

L'être humain reste en vie uniquement parce qu'il est placé dans un milieu propice à l'épanouissement de ses différents systèmes biologiques nécessaires au fonctionnement de l'organisme, depuis la naissance jusqu'à la mort. Le moindre déséquilibre oblige l'organisme à s'adapter et c'est dans ce processus d'adaptation que résident tous les degrés de la maladie. Par définition, l'adapta-

tion parfaite correspond à l'état de bonne santé, l'inverse se terminant par la mort.

On comprend dès lors que la médecine classique, essentiellement organique, soulage nos maux (les effets) et remonte rarement aux causes car la démarche de réflexion est beaucoup trop complexe pour être traitée par le médecin. Ce dernier n'a que trop peu de temps à consacrer à son malade et pourtant c'est toujours à ce niveau que débudent les affections qui deviendront

graves. C'est à ce niveau qu'il serait souhaitable de posséder des moyens « diagnostiques » permettant d'estimer, dans sa globalité, le potentiel de santé de l'individu ; son bon équilibre signant la parfaite adaptation au milieu.

Quel moyen externe, atraumatique et non sanglant, a-t-on à sa disposition pour examiner un être vivant ?

Il est certain que la plupart des protocoles d'expérience sont une source non négligeable d'artefacts, dont il est difficile ensuite de se défaire pour retrouver la réaction brute du sujet en examen. Il est donc indispensable de mettre en confiance le sujet, de supprimer l'angoisse et la douleur.

Parmi les moyens actuellement en cours d'étude, nous évoquerons deux processus jouant le rôle de révélateur de la personnalité (physique et psychique). L'un de ces processus consiste à placer l'objet à observer dans un champ électrique alternatif à haute tension et à haute fréquence et à photographier les effets obtenus. Bien que ce processus soit connu de longue date, c'est à S.D. Kirlian et à sa femme qui revient le mérite d'une étude systématique du phénomène, qui d'ailleurs porte le nom d'*effet Kirlian*. L'autre processus est plus subtil puisque, entre l'objet (et dans ce cas il s'agit d'un être humain) et l'observateur proprement dit (celui qui exploite les données), on élimine la composante technique pour la remplacer par la présence d'un médium qui utilise l'écriture automatique. L'interprétation des résultats s'effectue au moyen d'un ordinateur. Le second processus a été étudié notamment par *Colette Tiret*.

Les deux démarches sont dissemblables mais elles suscitent une réflexion qui ne manque pas d'intérêt.

## L'effet Kirlian

Nous devons à *André Laügt* une thèse très complète (1978) sur l'électrobiophotographie (photographie de *Kirlian*), présentée sous la forme d'une étude critique de la littérature mondiale. Nous lui ferons un certain nombre d'emprunts.

L'électrophotographie serait connue depuis 1889, si l'on en croit certaines recherches bibliographiques faisant état des travaux de *B. Navratil*. Mais c'est en 1893, à la Foire mondiale de Chicago, que *N. Tesla* fit la démonstration de l'effet lumineux produit lorsqu'il plaçait

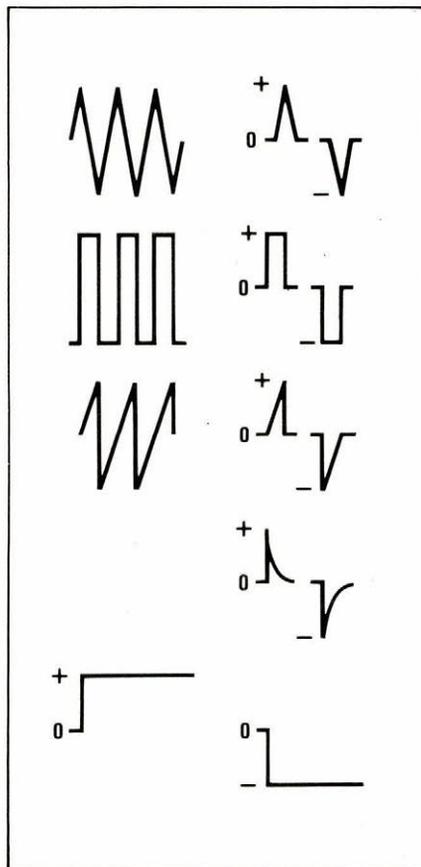


Fig. 1. — Quelques formes d'impulsions fournies par les générateurs HT-HF dans la photographie Kirlian (d'après Yoshiaki Omura).

sa main à proximité d'un transformateur alimenté par un courant de 200 kV et de 1 MHz. Avec une tension plus élevée et une fréquence de 4 MHz, son corps entier s'enveloppaient de flammes.

Peu avant la fin du XIX<sup>e</sup> siècle, *Henri Baraduc* (1896) avait réalisé, avec son propre matériel, des photographies de feuilles végétales et de mains. Puis, en 1898, avec *Jodko-Narkiewicz*, c'est une série de 3 000 photographies qui fut réalisée.

Comme le remarque *A. Laügt*, « avec le recul du temps, on peut s'étonner de ce que ces travaux n'aient eu aucune suite immédiate. La découverte, qui avait éclos simultanément dans plusieurs pays, était sans doute trop précocée pour les esprits et la technologie de l'époque ». Il faudra attendre une quarantaine d'années pour rencontrer de nouveaux travaux dans ce domaine.

En effet, c'est en 1939 que *Prat* et *Schlemmer* publiaient le résultat de leurs travaux dans le domaine de l'électrophotographie ; mais ceux-ci n'eurent que peu d'échos, et, après un oubli d'une vingtaine d'années, *V. Adamenko* redécouvrit cette technique avec des résultats similaires. C'est à peu près à la même époque

(1939) que *S.D. Kirlian* et son épouse, ignorant les travaux de leurs prédécesseurs, commencèrent une longue série d'expérimentations à la suite de résultats obtenus en photographiant les phénomènes lumineux apparaissant entre les appareils d'électrothérapie et les patients.

C'est l'importance de cette expérimentation, étalée sur des années, accumulant un nombre impressionnant de résultats, sur divers objets (minéraux, végétaux, animaux, l'homme) qui valut à *Kirlian* la paternité de cette nouvelle application de la photographie : l'électrobiophotographie. Grâce à la tenacité des *Kirlian*, les pouvoirs publics soviétiques leur accordèrent des crédits et en 1960 débuta une nouvelle ère dans ce domaine. Simultanément, d'autres chercheurs entreprirent des travaux similaires ; c'est le cas des Soviétiques *V. Adamenko*, *V.M. Inyuchin* et *V. Puchkin*, des Anglais *Milner* et *Smart* de Birmingham (1965).

Puis en 1970, c'est la révélation au monde des travaux soviétiques sur la photographie *Kirlian*, avec la publication du livre « *Psychic Discoveries behind the iron curtain* » des journalistes *Lynn Schroeder* et *Sheila Ostrander*. Malheureusement, si cet ouvrage a servi de révélateur aux yeux des scientifiques occidentaux, l'« auréole parapsychologique » dont il fut entouré a beaucoup nui à la crédibilité scientifique du procédé. Cependant, l'idée a fait son chemin et actuellement de nombreux pays travaillent sur ce sujet.

Au cours des dix dernières années notons que les Américains ont organisé la « Première Conférence du Monde Occidental sur l'Aura Humaine, la Photographie de *Kirlian* et l'Acupuncture » (1972). Puis, en 1975, s'est déroulé à Monaco le « Second Congrès International de Parapsychologie ». Enfin, à San Remo s'est tenu un Congrès mondial consacré à la photographie de *Kirlian* (1976).

## L'appareillage

Très schématiquement l'appareillage comporte essentiellement un assemblage électrode-support photographique relié à un générateur. Ce générateur n'est pas particulier à ce type d'appareillage, on le trouve dans des applications telles que les appareils de diathermie ou les radars. Le fait d'utiliser des courants HT (de l'ordre de 100 kV) et de haute fréquence (quelques MHz) pose le problème de l'isolation mais

aussi celui de la modulation de tensions aussi élevées.

Sur le plan technique, nous reprendrons l'énumération faite par A. Laügt ainsi que ses commentaires. Cet auteur distingue plusieurs types de schémas :

- Le vibreur électromagnétique à bobine d'induction, alimenté par du courant continu (par exemple chargeur de batterie de 12 V) et relié à un transformateur (bobine d'allumage d'automobile); très facile à réaliser et de coût très modique, ils donnent une fréquence relativement stable mais basse (limitée pratiquement aux vibrations sonores), sont bruyants, fragiles, et provoquent de perpétuelles variations dans la tension de sortie, dues à d'inévitables changements dans les caractéristiques électriques des contacts de l'interrupteur (usure de ces contacts, échauffement, ionisation variable de l'air, etc.). De plus, l'intensité risque d'être trop élevée, donc dangereuse. Il n'y a enfin aucune possibilité de modifier la tension ou la fréquence.

- Le vibreur électromagnétique, couplé à une bobine de Tesla, avec réglage de l'intensité dans le primaire par un éclateur. Ce pont à étincelles doit être placé dans une atmosphère contrôlée pour limiter les variations de tension inhérentes à ce type de rupteur.

- Plus récemment, on a utilisé des lampes ou des transistors, des sources HT modulées par un oscillateur Colpitts, ou par d'autres types de circuits oscillants. Il est alors possible de faire varier de façon assez régulière et dans des proportions importantes, la fréquence. Ces générateurs ne sont pas fragiles, mais offrent une stabilité proportionnelle au prix de revient.

- Dans une variante du système précédent, on utilise un transformateur de haute tension (bobine de télévision couleur) alimenté par un circuit oscillant, et découpé par un thyristor. Les possibilités de contrôle des différents paramètres deviennent plus grandes. Les limitations de ces paramètres proviennent alors des pièces elles-mêmes.

- Afin de permettre une recherche spécifique au sujet de ces paramètres (surtout la tension, la fréquence et la forme du courant, le paramètre temps pouvant être maîtrisé par l'utilisation d'une minuterie adaptable sur tous ces appareils), il existe de nombreux schémas électroniques de complexité croissante, d'un prix de revient très élevé.

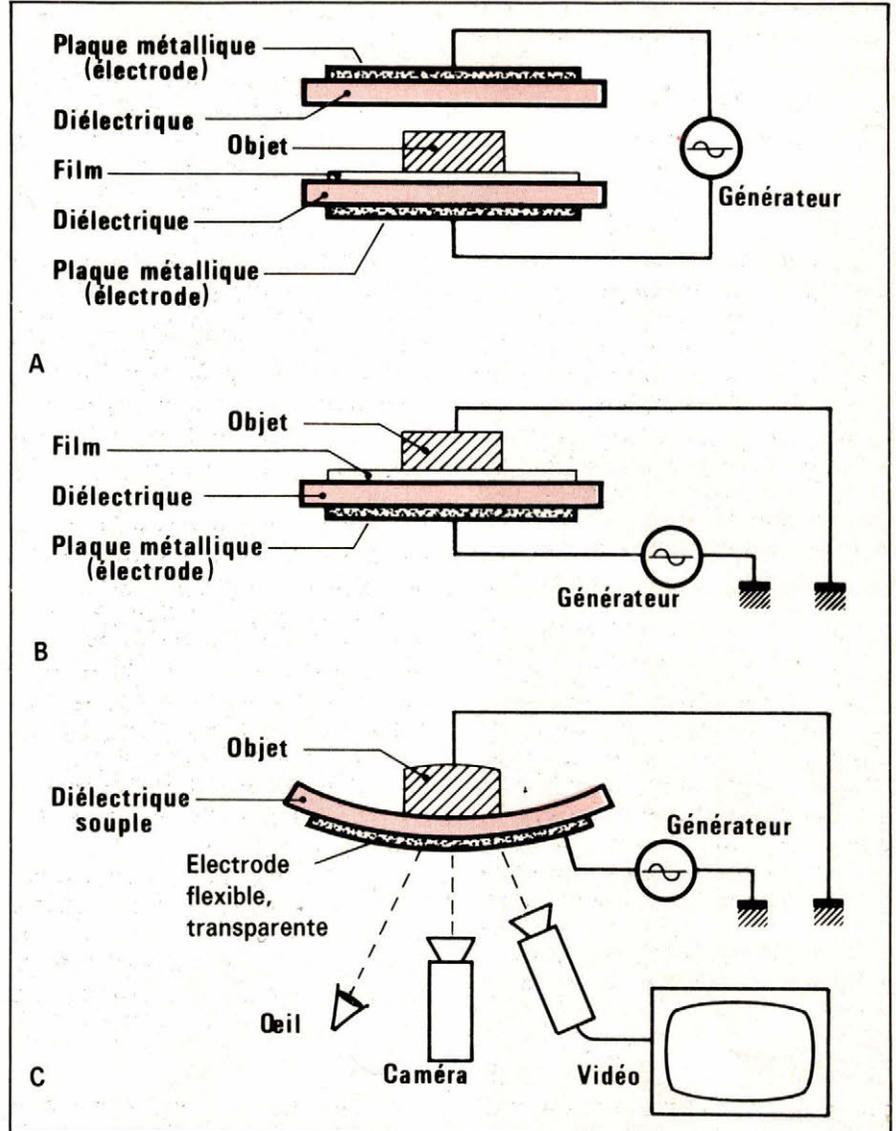


Fig. 2. — Exemples d'électrode-support-objet utilisés dans la photographie Kirlian.

Comme le note A. Laügt, « s'il existe de nombreux types de générateurs, c'est qu'en fait, aucun n'est idéal pour obtenir à la fois une tension et une fréquence élevées, réglables et stables. La fréquence étant en général déterminée par la résonance du circuit oscillant, on rencontre donc le plus souvent des appareils pré-réglés sur une fréquence précise. Sur un même appareil, il sera donc difficile de faire varier la fréquence sans entraîner de modification de la tension. Par contre, la variation isolée de la tension sera plus facile à obtenir ». La figure 1 donne quelques formes d'impulsions fournies par les générateurs HT-HF dans la photographie de Kirlian.

La manipulation d'une haute tension aux fréquences élevées a donné naissance à diverses écoles dont la pensée est liée surtout au pays où est utilisée la technique ainsi qu'à la personnalité des équipes de chercheurs. On peut distinguer, toujours selon A. Laügt, trois techniques :

- La voie de recherche soviétique, dérivée des travaux de Kirlian, qui utilise des courants alternatifs de très haute fréquence et de très haute tension. Ses résultats sont parfois spectaculaires mais ne s'accompagnent que de quelques rares et énigmatiques données techniques nécessaires à leur obtention.

- L'électrobiophotographie américaine, la plus répandue car la plus facile à réaliser techniquement, qui est en quelque sorte une pâle copie de la technique soviétique. Elle utilise des tensions et des fréquences beaucoup moins élevées.

- L'électrochronographie du roumain I.F. Dumitrescu, la dernière née, dérivée elle-aussi des techniques soviétiques. Elle n'utilise pas de courants alternatifs, mais une partie seulement d'une unique impulsion de courant, de forme très précise, le reste de cette impulsion étant dévié par un système complexe de filtres. Cela nécessite une technologie très élaborée, actuellement financée par l'Etat

roumain et protégée par des brevets. Aucun laboratoire ne l'a copiée jusqu'à présent.

## L'assemblage d'électrodes

Grâce au générateur, on obtient l'apparition de phénomènes au niveau d'un assemblage comprenant une ou des électrodes, un support diélectrique et un film. Dans la mesure où l'électrode et le support sont transparents, le film n'est plus utile, et le phénomène peut être observé à l'œil nu ou au moyen d'une caméra ou d'un ensemble vidéo. Ces différentes présentations forment trois types d'assemblages (fig. 2).

● **Le montage à deux électrodes :** c'est le montage classique qui consiste à placer l'objet entre deux électrodes reliées à un générateur (fig. 2a). Entre l'objet et l'électrode on place un diélectrique (généralement une feuille de matière plastique transparente) puis un film photographique (émulsion contre l'objet). Notons que l'on peut faire un assemblage symétrique avec deux films photographiques.

Il est souhaitable de laisser un espace entre l'objet et le film photo, et, pour cela, on peut intercaler un autre film plastique. Cet espace est fonction du courant utilisé (forme, fréquence, tension) et des expérimentateurs comme Kirlian ont élaboré un grand nombre de protocoles en fonction des tailles et des formes des objets à photographier.

● **Le montage à une électrode :** c'est un montage simplifié où l'électrode unique est reliée au générateur et l'objet à la terre (fig. 2b). C'est un montage très utilisé, car l'accès au film photographique (émulsion vers l'objet) est très aisé. Lorsque l'objet est une partie du corps humain, il n'est pas nécessaire de tenir le fil de terre, puisque le corps humain a sa propre capacité électrique.

Le film photographique peut être simplement du film noir et blanc ou couleur, mais dans ce dernier cas l'interprétation des résultats est beaucoup plus délicate (avec les films multicouches, des problèmes mécaniques, comme les déformations, peuvent favoriser l'impression d'une couche ne correspondant pas à la couleur du phénomène observé). On peut utiliser également des films à développement automatique (*Polaroid*) mais il est nécessaire alors d'incorporer le magasin de chargement dans l'assemblage électrode-objet-film. Ce dispositif est intéressant car

il permet d'obtenir un résultat rapide et de recommencer une expérience afin d'en affiner le protocole.

L'emploi du papier photographique ordinaire est certainement le moyen le plus simple d'opérer puisque sa sensibilité permet de travailler en lumière rouge ou vert-jaune, mais cette sensibilité est aussi 10 à 100 fois moindre que celle d'un film, ce qui nécessite une augmentation du temps de pose avec les inconvénients que cela entraîne.

● **Le montage à une électrode transparente et flexible :** le phénomène lumineux obtenu, lorsque l'on place un objet (surtout vivant) dans un champ électrique, est mouvant ; or, l'image fixée sur un film est instantanée et toute dynamique est exclue. Afin d'exploiter la richesse en informations d'une image animée, il fallait mettre au point une électrode transparente pour permettre l'examen visuel ou l'enregistrement, cinématographique ou vidéo (fig. 2c).

Il y a plusieurs manières de réaliser une électrode transparente. La plus simple consiste à utiliser une solution d'électrolyte dans laquelle plonge l'électrode HT, la solution étant maintenue en place entre deux plaques de plexiglas ou de verre. Une autre manière consiste à utiliser la technique des miroirs sans tain. La couche conductrice, déposée par électrolyse, peut être en or, argent, oxyde d'étain... L'image obtenue est très bonne, avec une perte seulement de 10 %. En outre, on peut utiliser un amplificateur de brillance, ce qui permet de récupérer cette perte en lumière et même d'y gagner, puisque G. Poock a pu réaliser des prises de vues à 1000 images/s.

## Le phénomène lumineux

L'application d'une HT entre deux électrodes déclenche, dans certaines conditions, une décharge électrique dont le rayonnement se situe dans le spectre visible et l'ultraviolet, mais qui contient également des ondes radio UHF, des infrarouges et des rayons X.

Au départ, que se passe-t-il ? Si l'on place deux électrodes planes, distantes de 1 cm, dans l'air et à la pression atmosphérique et que l'on applique une différence de potentiel de 31 600 V (potentiel de rupture), un électron se mobilise dans le sens du champ électrique. Cet électron va acquérir une énergie importante et rencontrer sur son parcours les molécules de l'air. Le choc va donner

naissance à d'autres électrons (avalanche) dont le nombre croît très rapidement (fig. 3). Simultanément, et en nombre égal, se forment des ions positifs qui, moins mobiles à cause de leur poids, se présenteront sous la forme d'une traînée, un peu comme la queue d'une comète.

Ce phénomène global peut se décomposer. En effet l'apparition d'un électron peut avoir diverses origines :

– un rayonnement ionisant naturel (cosmique, UV) arrache un électron à la cathode ;

– l'électron précédent rencontre les molécules de l'air, le choc arrache des électrons et c'est alors l'effet d'avalanche ;

– l'électron peut enfin provenir d'une photonisation du gaz dans lequel se déroule le phénomène. Pour que ce phénomène apparaisse, il faut un mélange gazeux où existe une différence de potentiel d'ionisation entre les gaz simples qui constituent le mélange.

Ces trois origines sont à la base du processus en électrophotographie. Il existe encore d'autres origines, non prépondérantes pour ce qui nous concerne, telles que : les électrons libérés par la cathode sous l'impact des cations créés par l'ionisation d'avalanche, ou les électrons émis par effet photoélectrique.

Partant de cela, comment apparaît le phénomène lumineux ? La formation du « nuage d'électrons », près de la cathode, crée un champ accélérateur puissant, un peu comme un canal par lequel vont s'engouffrer les électrons. Ceux-ci vont atteindre de grandes vitesses et leur énergie va permettre d'exciter davantage le mélange gazeux. Les molécules constituant ce mélange vont atteindre un niveau d'énergie supérieur à leur potentiel d'ionisation. Il y a alors éjection d'un électron. Lorsque ces molécules reviendront à leur niveau fondamental, il y aura émission de photons de différentes énergies dont les plus puissants ioniseront d'autres molécules du mélange : c'est la source de lumière que l'on observe dans la décharge en couronne.

Comme nous l'avons vu, les longueurs d'onde couvrent le spectre visible et l'ultraviolet et, bien qu'en proportion moindre, les rayons X, des ondes radio et des infrarouges. C'est l'azote qui donne la teinte légèrement bleutée à la lumière émise, l'ozone donnant une teinte jaunero-

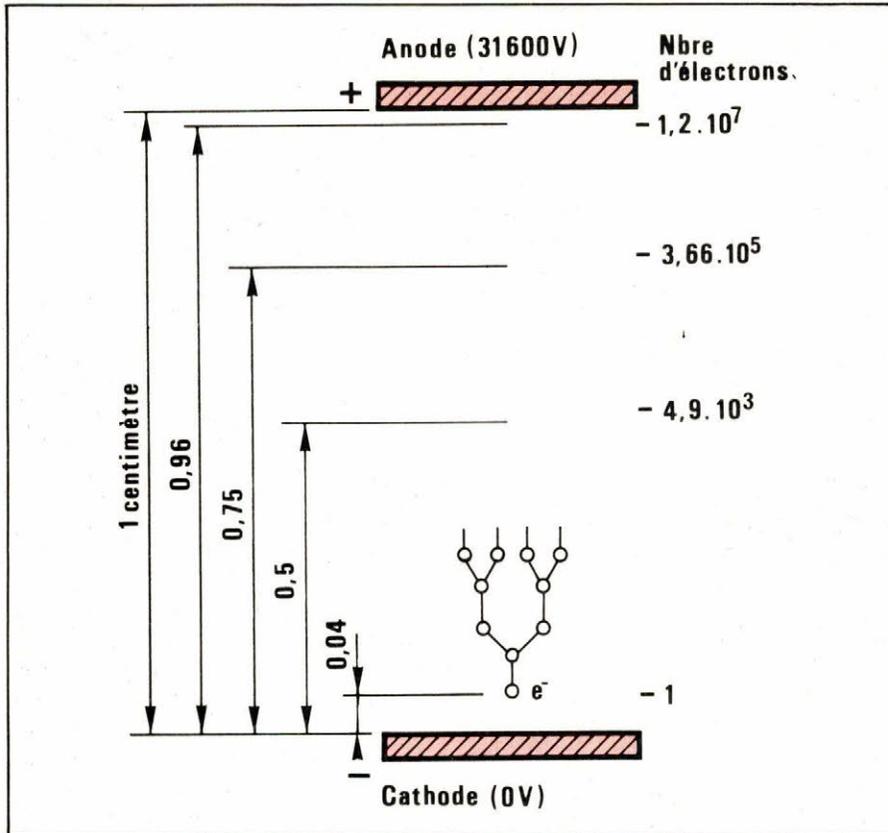


Fig. 3. — Déplacement d'électrons entre deux électrodes sous 31 600 V.

## Comment exploiter le phénomène

Nous avons vu que le phénomène se produisait dans l'espace séparant les deux électrodes, les électrons circulant perpendiculairement à celles-ci. La photographie du phénomène ne peut avoir lieu que latéralement (sur la tranche) et ce n'est pas le but recherché. C'est, davantage, l'image obtenue sur un film photographique (ou à travers une électrode transparente) lorsque l'on applique un objet contre ce film (ou cette électrode). Dans ce cas, l'effet d'avalanche se présente différemment.

D'après *Laügt*, « les avalanches se déplacent alors à la surface de l'isolant, et leur longueur totale (longueur dans l'air + longueur à la surface de l'isolant) est constante pour une tension donnée. L'isolant semble agir comme un déflecteur sur les avalanches. Ce phénomène provient non pas d'une simple déflexion, mais de la formation de cations sur place, à la surface de l'isolant, à cause d'une conductibilité de surface de cet isolant et de la déformation des lignes du champ électrostatique provoqué par l'électrode punctiforme. Les figures obtenues sont appelées figures de *Lichtenberg* ». La **figure 4** montre comment se présente le phénomène, les empreintes digitales (dans le cas d'un doigt appliqué sur le diélectrique) jouant le rôle d'élec-

trodes punctiformes par leur aspect en forme de crêtes à la surface de la peau.

Nous avons vu que l'effet d'avalanche entraînait massivement les électrons vers l'anode, suivis d'un cortège d'ions positifs plus lourds et moins mobiles. A la limite ces ions positifs sont attirés vers la cathode. Par conséquent, la polarité des électrodes joue un rôle dans le mouvement des électrons et des cations et la forme des images obtenues en est profondément affectée (**fig. 5**).

Ainsi, en considérant la crête de l'empreinte digitale comme une électrode en pointe, nous avons les trois cas de la **figure 5**.

a) *l'électrode (le pouce) est positive* : Les électrons sont attirés par l'anode en laissant derrière eux un cortège de cations dont la densité de charge s'accroît à l'approche de l'anode. Ce supplément de charges augmente les caractéristiques électriques de l'anode et provoque l'attraction d'électrons supplémentaires. Ces nouvelles avalanches viennent étoffer l'image en étoile (rayons de soleil) créée par la première avalanche. Les arborescences de l'étoile sont chargées positivement.

b) *l'électrode (le pouce) est négative* : les électrons sont repoussés par la cathode (le champ est d'inten-

sité décroissante), en laissant derrière eux un cortège de cations qui affaiblit le champ. La distribution n'est plus en étoile et les arborescences sont ramassées sur elles-mêmes (aspect en coquille de noix).

c) *l'électrode (le pouce) est tantôt positive, tantôt négative* : les deux figures précédentes sont obtenues au moyen de courant dont les impulsions sont soit positive, soit négative. Si l'on utilise un courant dont les impulsions sont alternativement positives et négatives, on obtient une image composée contenant les informations des deux cas précédents.

Il semblerait toutefois, d'après *Laügt*, que ces deux sortes d'images (a et b) apparaissent isolément lorsqu'on utilise une impulsion unique de courant dont la montée en tension se fait en  $1 \mu s$  environ, et dont la chute de tension, plus lente, est de l'ordre de quelques microsecondes. L'utilisation d'impulsions plus longues peut créer des inversions localisées de champ, et donc des canaux conducteurs aberrants. Il peut apparaître alors des images plus complexes où les deux types de figures sont présents.

## L'interprétation des résultats

En s'aidant de toute cette technique, est-on mesure d'apporter aujourd'hui une réponse aux divers problèmes physio-pathologiques qui se posent à l'homme dans sa globalité ?

Certainement pas, mais cette technique fournit un moyen de mettre en évidence des éléments qu'aucune autre technique ne donne. Nous sommes donc peut-être en présence d'une nouvelle forme d'expression, valable pour le monde minéral, végétal, animal.

Notre but n'est pas de faire l'inventaire des nombreux résultats obtenus mais simplement de souligner que ces résultats ont essentiellement deux origines : d'une part, ce qui appartient au matériel utilisé ; et d'autre part, ce qui appartient à l'objet examiné.

Le matériel utilisé permet de révéler un phénomène latent. Le phénomène apparaît sous diverses conditions et nous ne ferons que les énumérer :

- augmentation du temps d'exposition,
- variation de la fréquence de répétition des impulsions,

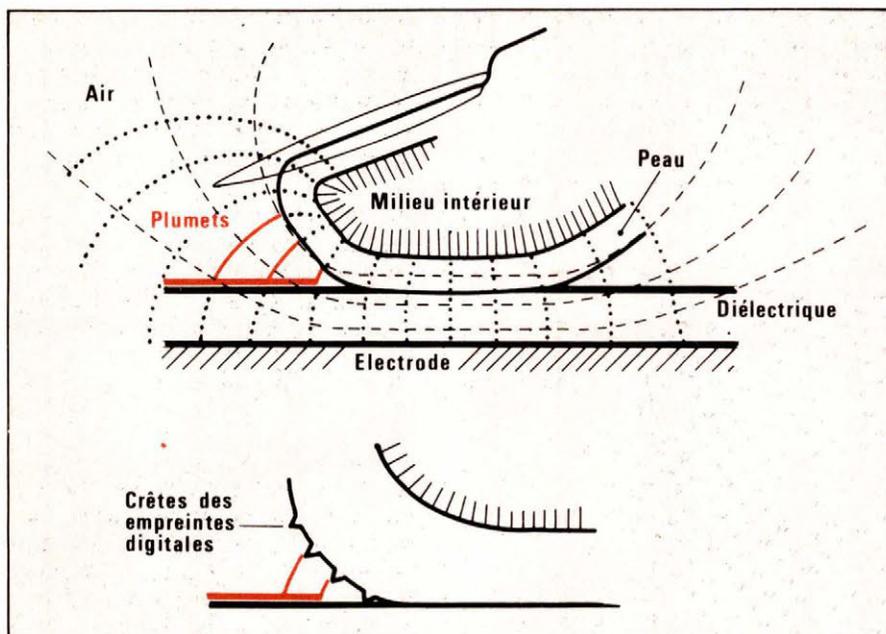


Fig. 4. — Lignes de champ entre deux milieux conducteurs (électrode et pouce) montrant l'effet de pointe sur les crêtes des empreintes digitales (d'après Laügt).

- variation de la tension,
- caractéristiques des électrodes :
  - polissage
  - espacement
  - planéité
  - déplacement latéral et parallélisme ;
- variation de la température,
- nature de l'atmosphère environnante (caractéristiques chimiques, humidité...).

A ces paramètres, qu'il est facile de maîtriser puisque tous sont mesurables, on peut en ajouter d'autres qui sont davantage liés à l'objet. Nous n'évoquerons pas les objets inanimés (minéraux, objets métalliques...) bien qu'ils aient participé grandement à définir le rôle des paramètres techniques, ni les végétaux, car on maîtrise mal la physiopathologie végétale, hormis les mouvements de l'eau qui donnent les résultats les plus spectaculaires en électrophotographie.

Chez l'être humain, c'est surtout au niveau de la peau que l'on a recueilli le maximum d'informations. C'est la raison pour laquelle peu de travaux ont été réalisés chez l'animal puisqu'aucun n'a une peau équivalente à celle de l'homme (sauf le porc dans certains cas). La peau, c'est-à-dire l'épiderme et tous les tissus sous-cutanés, forme une barrière entre le milieu intérieur de l'organisme et l'environnement extérieur. Cette barrière biologique subit les agressions extérieures et réagit pour protéger le milieu intérieur. Réciproquement, en cas de maladie, la peau réagit pour évacuer des calo-

ries (hyperthermie) ou des toxines (transpiration) notamment.

Il est certain que se limiter à l'enveloppe cutanée pour étudier l'être humain dans son ensemble, c'est peut-être se priver de beaucoup d'autres sensations. La peau est l'organe du toucher, et, par là-même, possède une richesse d'informations nerveuses, mais il ne faut pas oublier l'ouïe, la vue, le goût et l'odorat et peut-être d'autres sens encore.

Parmi les variations physio-pathologiques que l'on connaît bien, que l'on peut mesurer et qui fournissent des phénomènes électrophotographiques, nous pouvons noter les principales :

Les réactions vasculaires, et notamment des capillaires, sous la forme de *vasodilatation* ou de *vasoconstriction*, sont assez significatives de l'activité du système nerveux sympathique. Il est possible d'établir une corrélation entre des images électrophotographiques et un examen pléthysmographique. La *transpiration* est également un facteur non négligeable dans la modification des images obtenues, mais est-ce l'humidité qui joue un rôle ? Des expériences, après séchage, ont néanmoins fourni des images modifiées. Puisque nous sommes en présence de phénomènes électriques, il était logique de penser que la résistance électrique de la peau pouvait jouer un rôle non négligeable. En outre, les réactions vasculaires, la transpiration, les émotions... s'accompagnent fréquemment de variations de l'*impédance cutanée*. Cette dernière

pourrait très bien représenter le point commun reliant la cause et l'effet.

Comme l'exprime Laügt : « il nous semble assez probable que ces variations puissent à elles seules expliquer une partie des variations des images électrobiophotographiques. Il serait donc important d'étudier de façon très complète l'ensemble des facteurs physiologiques ou psychologiques capables d'entraîner des modifications de cette impédance cutanée et de relier ces modifications aux différentes images électrobiophotographiques : ce serait non pas limiter cette technique mais plutôt lui donner une dimension solide, qui permettrait de clarifier les liens unissant la physiologie et tel ou tel phénomène d'ordre psychologique, voire parapsychologique. Ceci permettrait également de comprendre, non seulement les causes de ces variations de la résistance électrique de cette enveloppe protectrice qu'est notre peau, mais aussi quelles vont être les conséquences physiologiques de ces variations ! »

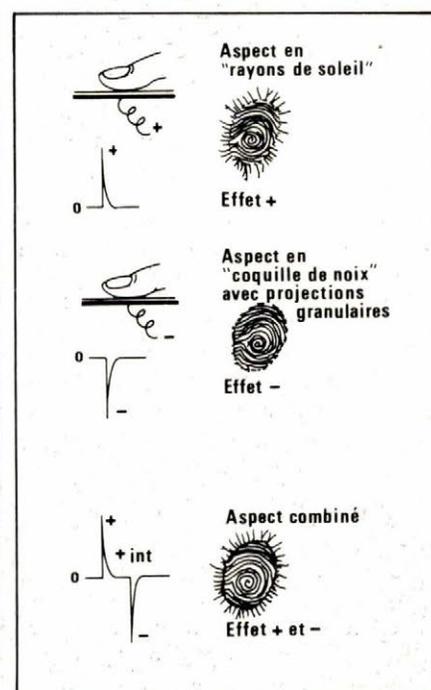


Fig. 5. — Photographie Kirlian du pouce montrant les effets de la polarité de l'électrode : impulsion positive, négative ou l'une et l'autre alternativement (d'après Yoshiaki Omura).

C'est dans cet ordre d'idée que des études ont été menées dans le domaine de l'*acupuncture*.

J. TREMOLIERES

La suite de l'article sur l'effet Kirlian paraîtra dans notre prochain numéro.

# LA STRUCTURE DE LA MATIERE

Notre étude sur la structure de la matière s'achève ce mois-ci par l'examen d'un certain nombre d'installations de haute technologie utilisées par le CERN : il sera question, dans l'article ci-après, de l'anneau de collisions proton-antiprotons, des chambres à bulles, à liquides lourds, à fils et des techniques de spectrométrie.



## L'installation de collision proton-antiproton du CERN

Les faisceaux de protons de 400 GeV venant du super synchrotron à protons sont normalement utilisés pour des collisions contre des cibles fixes. Toutefois, un nouveau projet important permettra d'étendre la gamme des expériences de physique réalisables avec le SPS. Des faisceaux de protons et d'antimatière (antipro-

tons) seront accélérés en sens inverse dans l'anneau et entreront en collision en fournissant une énergie de collision maximale équivalente à celle d'un faisceau de protons de 155 000 GeV qui percuterait une cible fixe. On espère que ces énergies extrêmement élevées permettront de découvrir un grand nombre de nouveaux phénomènes intéressants. Le faisceau d'antiprotons devra posséder une intensité suffisamment élevée pour que le nombre de collisions qui se produiront dans le SPS permette aux physiciens d'interpréter ce qu'ils observeront. Les protons provenant du synchrotron à pro-

tons de 28 GeV percuteront une cible et produiront des antiprotons. Ces antiprotons parviendront à un nouvel anneau accumulateur d'antiprotons (AA) dans lequel, grâce à une nouvelle technique inventée au CERN et connue sous le nom de refroidissement stochastique du faisceau, ils seront maintenus sous contrôle et accumulés pendant une journée entière avant d'être transmis au SPS par l'intermédiaire du PS (fig. 22). Le PS fournira également des paquets de protons directement au SPS. Les protons et les antiprotons, circulant en sens opposé, seront accélérés à 270 GeV dans cette dernière

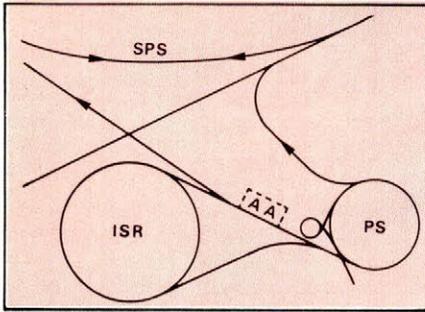


Fig. 22. - Schéma de principe de l'installation de collision proton-antiproton du CERN.

machine. Les faisceaux seront acheminés vers des zones d'expériences souterraines, où les physiciens pourront étudier des collisions proton-antiproton à des énergies extrêmement élevées.

## Le projet « LEP »

Parmi les autres projets, il y a la construction d'un anneau de stockage, connu sous le nom de projet LEP (Large Electron-Positron). La raison pour laquelle le LEP a si rapidement recueilli l'appui enthousiaste de la totalité de la communauté européenne de la physique des hautes énergies tient au fait qu'il s'agit d'une machine idéale pour l'étude d'un grand nombre de questions de physique importantes qui se posent actuellement après les cinq dernières années qui ont connu la fièvre des découvertes.

Très rapidement les théoriciens ont pu interpréter la majorité des observations effectuées au cours de ces découvertes. Dans leurs réflexions, la théorie qui unifie notre compréhension des interactions faible et électromagnétique a joué un rôle prédominant. Elle représente certainement l'un des grands progrès de la physique de ce siècle. En utilisant les lois **électrofaibles** de la physique, elle nous permettra d'interpréter des phénomènes aussi différents qu'une désintégration bêta d'un noyau, un éclair, une interaction neutrino, une déviation de l'aiguille d'une boussole...

Pour confirmer réellement la validité des théories actuelles, les expériences doivent fournir de nouvelles preuves et les conditions idéales pour de telles expériences correspondent à celles qui seraient offertes par des collisions électron-positon à très haute énergie.

## Que fera-t-on avec le LEP ?

Lorsque des électrons et des positons entrent en collision avec des énergies dans le centre de masse situées dans la gamme des 200 GeV, on peut

s'attendre à ce qu'un bon nombre des caractéristiques des interactions faibles prévues depuis longtemps se manifestent d'une manière ou d'une autre. Avec les machines actuelles, les effets électromagnétiques et faibles sont difficiles à comparer directement, mais aux énergies du LEP tout phénomène électrofaible unifié devrait pouvoir être observé beaucoup plus nettement. Le LEP constituera l'outil idéal pour l'étude de la synthèse des forces électromagnétique et faible.

Bien que les preuves expérimentales de cette synthèse électrofaible n'aient émergé qu'il y a relativement peu de temps, les idées sur l'interaction faible sont beaucoup plus anciennes.

La LEP n'étant qu'un projet, un plan d'ensemble envisage la poursuite des études techniques jusqu'en 1981. L'énergie de la machine et le site pour sa construction devraient être définis bien avant cette date. On étudie actuellement les implications pour un anneau de 10 km de diamètre.

Ainsi, il reste encore un long chemin à parcourir avant que le projet LEP se concrétise, mais la recherche qu'il rendrait possible présente un très grand intérêt fondamental. La machine est techniquement réalisable et le projet bénéficie de l'appui enthousiaste de la communauté européenne de la physique des hautes énergies.

## Les moyens de détection

Accélérer les particules afin de leur communiquer davantage d'énergie, provoquer des collisions lorsque ces particules sont suffisamment énergétiques, assister à des interactions avec création de particules nouvelles, tout ceci est valable dans la mesure où l'on peut interpréter les faits. Or, les particules sont trop petites pour être visibles et il faut mettre en œuvre des procédés de détection si l'on veut matérialiser, d'une façon ou d'une autre, les résultats obtenus.

La détection des particules est un très vaste domaine et nous nous limiteront aux équipements installés au CERN. Ceux-ci représentent un très bon échantillonnage des moyens nécessaires pour déterminer les caractéristiques des particules intervenant dans les collisions. Ils fournissent les informations sur le sens du déplacement des particules, sur l'instant de leur passage et, dans certains cas, ils permettent de les identifier. Il existe de nombreux types de détecteurs, mais presque tous se fondent sur le phénomène, appelé ionisation, dans lequel une particule chargée de haute énergie

arrache des électrons aux atomes qu'elle rencontre sur son parcours.

On distingue trois catégories de détecteurs :

- Les **chambres à bulles**, dans lesquelles la faible quantité de chaleur dégagée par l'ionisation produit des lignes de bulles dans un liquide sur la trajectoire des particules.

- Les **spectromètres**, qui emploient la perturbation électrique causée par l'ionisation pour recueillir des signaux électroniques qui renseignent sur l'instant ou le lieu du passage d'une particule. Ces spectromètres comportent essentiellement un aimant d'analyse associé à un ou plusieurs types de détecteurs électroniques de particules.

- Les **systèmes hybrides**, qui combinent les avantages des chambres à bulles et des spectromètres.

## La chambre à bulles

C'est le physicien américain Donald Glaser (1952) qui découvrit le principe des chambres à bulles. Partant de quelques centimètres cubes d'éther chauffés à 130 °C dans un tube de verre, il obtint une tension de vapeur de 20 bars. En effectuant une détente rapide jusqu'à la pression atmosphérique, l'éther reste en état métastable de surchauffe, c'est-à-dire qu'il ne bout pas immédiatement. Ce n'est qu'au bout de 34 secondes, en moyenne, qu'a lieu l'ébullition et celle-ci est explosive. Toutefois, Glaser constate que, si l'on approche le tube d'une source radioactive, l'ébullition est immédiate, ce qui montre la sensibilité aux radiations du liquide surchauffé. De plus, ce délai de 34 secondes correspond à l'intervalle moyen entre deux passages de rayons cosmiques à travers le tube. Cette observation est le point de départ d'une étude plus détaillée du phénomène. A l'aide de deux compteurs en coïncidence, Glaser détecte le rayon cosmique responsable de l'ébullition et, au moyen d'un éclair flash se déclenchant avec un retard de quelques microsecondes, rend lumineuse la trajectoire de ce rayon. La photographie montre un chapelet de bulles alignées sur la trajectoire du rayon cosmique.

Le principe de la chambre à bulles était trouvé; restaient à résoudre les questions techniques pour sa réalisation. Le récipient contenant le liquide doit avoir une surface interne sans aucune aspérité; la moindre rugosité est un germe d'ébullition.

Il fallut attendre 1954 pour que le physicien J. Wood constate que les particules chargées forment une trajectoire après la détente de la chambre,

et ce, pendant quelques millisecondes, et en même temps qu'apparaît sur les parois de la chambre le phénomène de l'ébullition. Cette observation est très intéressante puisqu'elle permet de voir que le liquide est sensible même s'il ne peut être mis en état prolongé de surchauffe. Ainsi, les aspérités internes des récipients ne sont plus un obstacle et il est possible de construire des chambres « salles » de grandes dimensions pouvant contenir plusieurs centaines de litres de liquide.

La réalisation technique (fig. 23) se présente sous la forme d'un réservoir métallique muni de hublots de verre. La détente du liquide est réalisée juste avant l'entrée des particules, pendant la période de sensibilité et avant que l'ébullition parasite des parois ne fasse remonter la pression à la valeur de la tension de vapeur. A ce moment une photographie au flash est prise puis on comprime à nouveau le liquide afin de faire disparaître les bulles. La chambre est en état de subir une nouvelle détente pour l'expérience suivante.

L'équipement de la chambre est complété par un aimant dont le champ magnétique courbe les trajectoires et permet ainsi de mesurer la quantité de mouvement en déterminant la valeur de la courbure. Evidemment, cette mesure ne peut se faire que pour les particules chargées puisque seules celles-ci laissent une trace. En effet, ces particules perdent de l'énergie dans la matière par ionisation ; dans la chambre à bulles, c'est cette énergie perdue qui produit l'ébullition locale, matérialisée par les bulles le long de la trajectoire. Ce n'est pas le cas pour les particules neutres ; elles n'ont pas d'énergie à céder et ne sont pas influencées

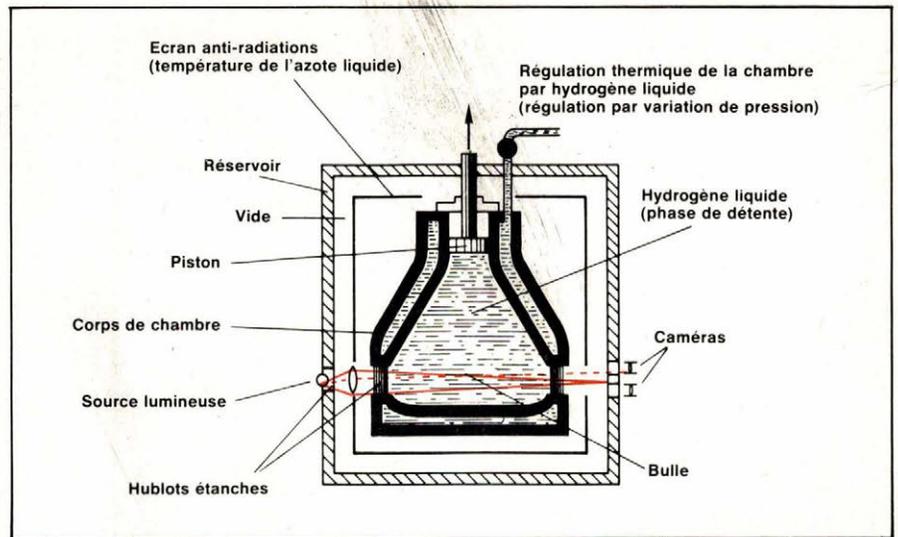


Fig. 23. - Schéma simplifié d'une chambre à bulles à hydrogène.

par le champ magnétique. Leur trajectoire est invisible sur les photographies et dans l'état actuel de la technique il n'y a aucun espoir de pouvoir photographier leur trace.

Si l'on veut détecter les particules neutres (neutrons, photons, mésons pi neutres...), il existe des moyens indirects. Ainsi, pour connaître la trajectoire d'un photon énergétique on part du point d'émission, souvent représenté par une étoile nucléaire. Suivant la densité du liquide de la chambre, on observe un peu plus loin sur le cliché, la matérialisation du photon en une paire d'électrons positif et négatif, dont la courbure des trajectoires fournit l'énergie du photon. A noter que la probabilité de matérialisation d'un photon dans la matière augmente comme le carré du nombre atomique de cette matière. Elle est plus grande dans les chambres contenant un liquide lourd (propane, fréon) que dans

celles qui contiennent de l'hydrogène.

Nous sommes donc en présence de chambres qui diffèrent par la densité du liquide qu'elles contiennent. Nous venons de voir que les chambres à liquides lourds représentent un avantage ; elles en ont d'autres, par contre les interactions y ont lieu sur des noyaux complexes et leur interprétation est beaucoup plus difficile. Dans certaines expériences, il est préférable d'employer l'hydrogène dont le noyau est une particule élémentaire, le proton. Toutefois, il est possible de réunir les avantages de l'hydrogène et ceux du liquide lourd en faisant un mélange dans des proportions adaptées à des expériences déterminées.

Au CERN, différentes chambres à bulles ont été mises en service. Ainsi, successivement les chambres à hydrogène de 32 cm de diamètre (1959), de 81 cm (1961) avec la collaboration de

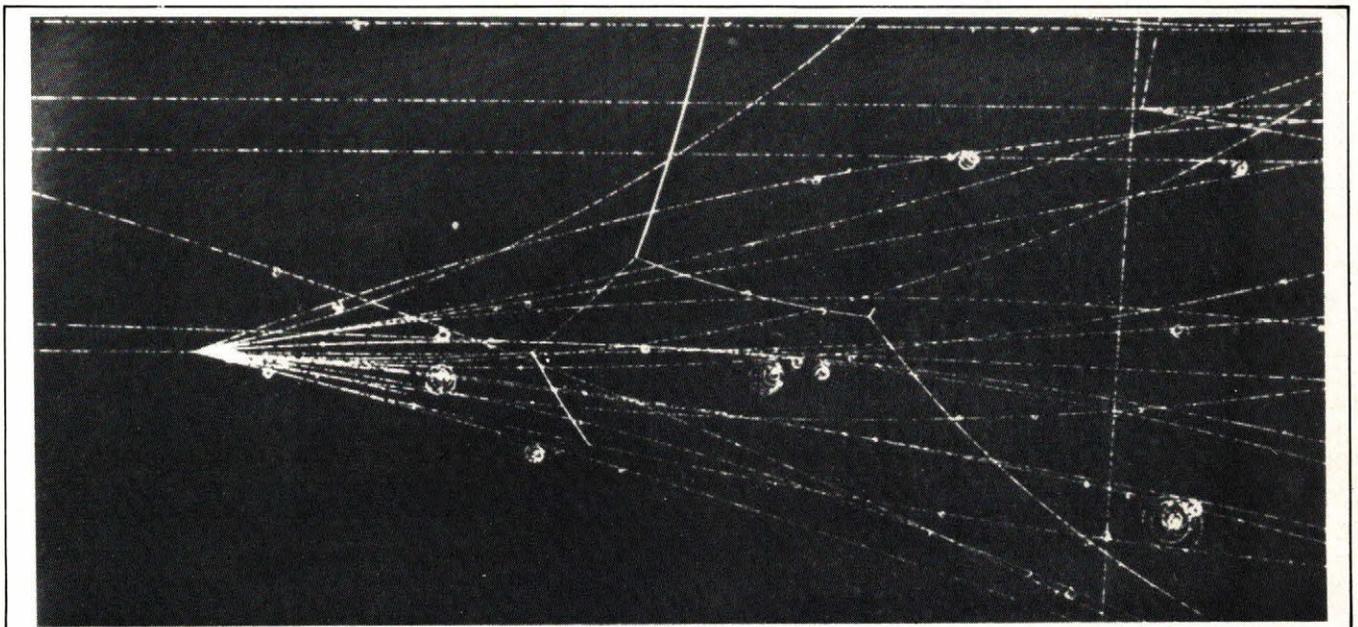


Fig. 24. - Rare interaction de pions négatifs de 16 GeV sur un proton au repos dans la chambre à bulles à hydrogène de 2 m du CERN. On constate la production d'une gerbe de 16 particules (15 pions et 1 proton) dont l'une donne lieu à une collision pion-proton fournissant 3 paires successives de mêmes corpuscules. La photo a été prise en 1967 dans le cadre d'une expérience menée en collaboration par des laboratoires d'Aix-la-Chapelle - Berlin - Bonn - CERN - Cracow - Heidelberg - Warsaw.

l'École Polytechnique et de Saclay, la chambre britannique de 1,5 mètre, la chambre de 2 mètres (1964) du CERN qui a permis en 12 ans la prise de 40 millions de photos (fig. 24). Enfin la chambre BEBC (Big European Bubble Chamber).

## La chambre à bulles à hydrogène BEBC

La chambre à bulles à hydrogène BEBC représente la seconde génération dans la technologie des chambres à bulles (fig. 25). Cette technologie permet la construction de chambres d'un volume beaucoup plus important. La technique utilisée consiste en l'emploi de bandes adhésives « scotch-lite » tapissant l'intérieur des parois de la chambre de manière à obtenir un fond clair sur lequel les bulles apparaissent sous forme de taches noires. Cela a permis de construire une chambre de beaucoup plus grand volume, ayant une forme approximativement sphérique, munie de petits hublots isolés pour les caméras à la place des grandes fenêtres de verre. De plus, le piston de détente, qui est évidemment une pièce d'une grande masse pour une chambre de cette taille, a été installé à la partie inférieure de la chambre, alors que les caméras et les tubes générateurs d'éclairs lumineux le sont au sommet. De ce fait, l'axe de la chambre est vertical, tout comme le champ magnétique, et le piston se déplace parallèlement au champ magnétique (fig. 26).

La chambre BEBC de 3,70 mètres de diamètre est presque totalement entourée par des équipements électroniques complémentaires pour la détection des muons. Les particules de haute énergie venant de SPS entrent en collision dans le liquide de la chambre (hydrogène ou un mélange néon-hydrogène) et les interactions entre ces particules et les noyaux-cibles sont étudiées sur des photographies. La chambre BEBC, une des plus grandes du monde, a été construite en collaboration avec l'Allemagne Fédérale, la France et le CERN ; elle a produit ses premières photographies de traces de particules en 1973, avec des faisceaux du PS. A l'heure actuelle, elle est surtout exploitée avec des faisceaux du SPS pour l'étude des interactions de neutrinos.

## Les chambres à liquides lourds

Les interactions observées dans une chambre à liquide lourd sont parfois

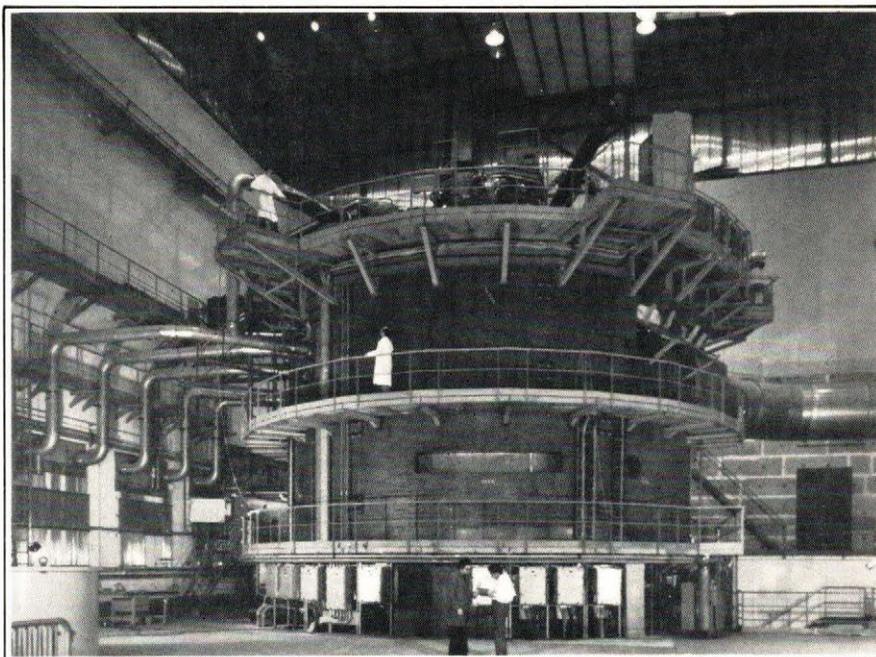


Fig. 25. - BEBC, la chambre à bulles européenne de 3,7 m contient  $38\text{m}^3$  d'hydrogène liquide. Elle possède un électro-aimant supra-conducteurs, un piston dans la base du corps, et 4 caméras observant les interactions de particules à partir du haut. L'ensemble est entouré d'un blindage de 2000 tonnes de fer, protégeant l'extérieur de l'intense champ magnétique engendré par l'aimant.

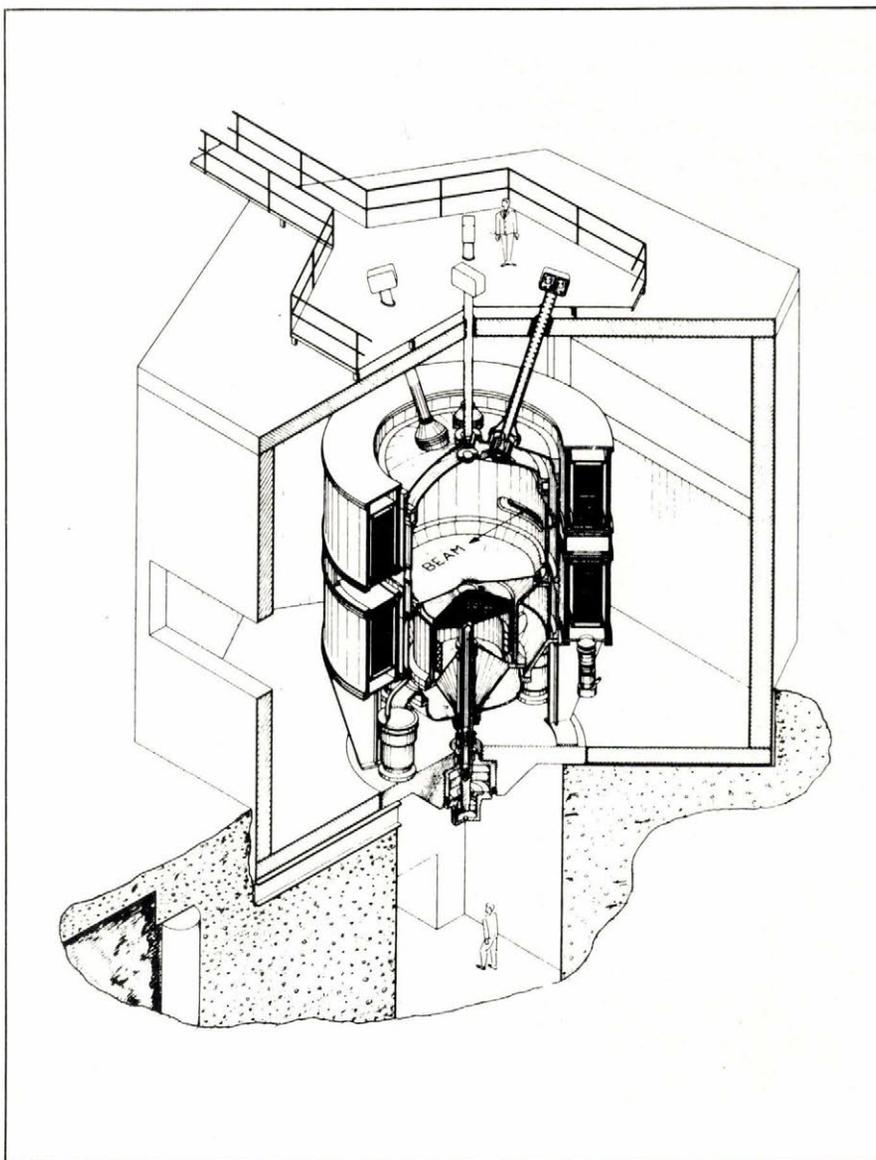


Fig. 26. - Vue isométrique de la grande chambre à bulles européenne du CERN. Au centre nous apercevons l'entrée du faisceau (beam).

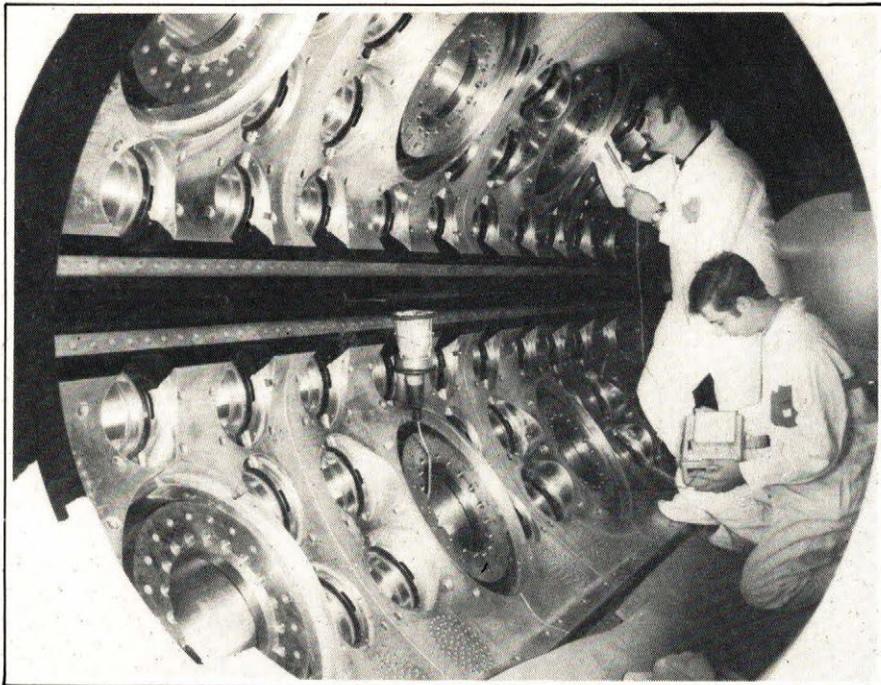


Fig. 27. - L'intérieur de la chambre à bulles Gargamelle, détecteur de traces de particules dans 12 000 litres de liquide lourd. Le cylindre est long de 4,8 m et accuse 1,88 m de diamètre. Les grandes ouvertures sont destinées à recevoir les optiques d'observation.

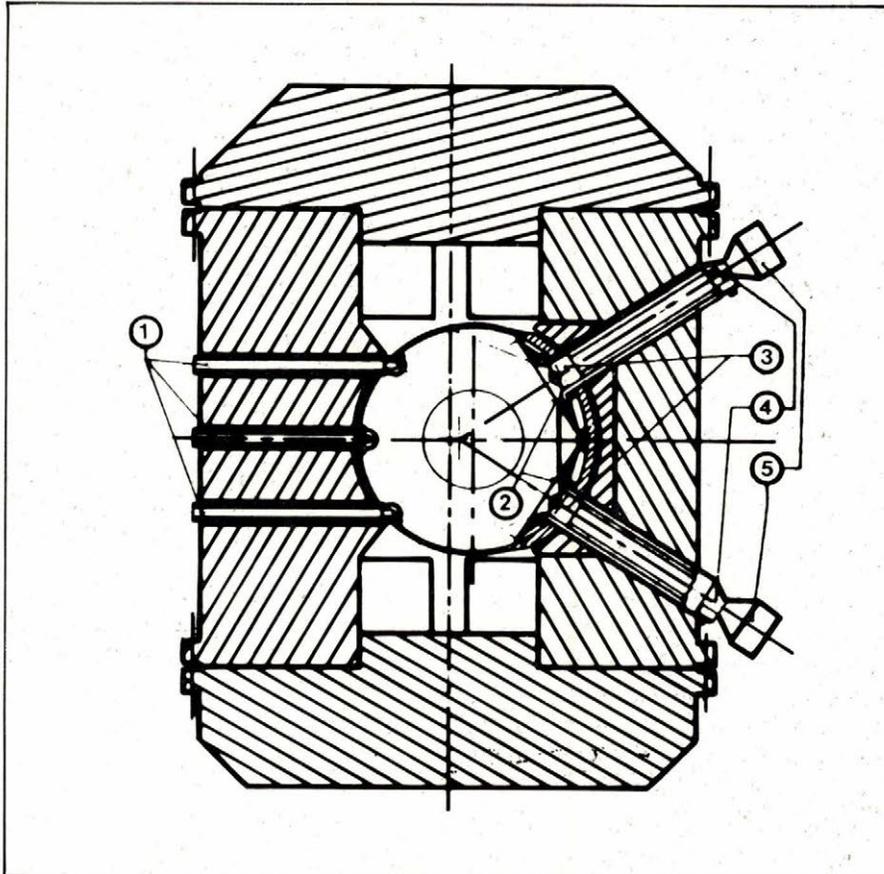


Fig. 28. - Coupe de Gargamelle montrant : 1 - sources d'éclairs, 2 - diaphragmes, 3 - objectifs, 4 - caméras, 5 - boîtes pour marques fiducielles.

plus difficiles à interpréter que celles qui interviennent dans l'hydrogène, étant donné que les noyaux rencontrés dans le liquide lourd constituent une cible plus complexe que le proton, qui forme le noyau de l'atome d'hydrogène. En revanche, les particules sont arrêtées plus facilement par un liquide lourd que par l'hydrogène et on peut souvent observer des événements qui

n'auraient pas été détectés dans une chambre à hydrogène.

Les premières chambres à liquides lourds installées au CERN furent la chambre BP3 de l'Ecole Polytechnique, la chambre de 1 mètre du CERN, puis Gargamelle. La technique de ces chambres diffère essentiellement de celle des chambres à l'hydrogène par l'emploi de membranes au lieu de pis-

tons pour le système de détente, mais on continue d'utiliser un fond sombre sur lequel les bulles apparaissent sous la forme de taches brillantes.

## La chambre à bulles Gargamelle

Gargamelle est actuellement la plus grande chambre à bulles à liquides lourds en service dans le monde (fig. 27). C'est une chambre de 4 mètres de long contenant 12 000 litres d'un liquide lourd (propane, fréon ou mélange des deux) figure 28. Les paramètres de cette chambre permettent d'obtenir des distances d'interaction relativement courtes (de l'ordre de 1 mètre) en raison de la grande densité de nucléons qui sont les cibles des particules incidentes; cette caractéristique produit un grand nombre d'événements primaires intéressant l'étude des interactions fortes.

Le liquide lourd a un pouvoir d'arrêt considérable, les particules secondaires issues des interactions primaires pouvant terminer « au repos » leur course dans la chambre; les produits de leur désintégration permettent une identification et leur énergie peut être mesurée avec précision, tout leur parcours étant discernable dans la chambre. En outre, la longueur de radiations qui, réduite par le nombre atomique élevé des liquides utilisés, accroît la probabilité de matérialisation de rayons gamma (photons de très haute énergie) en paires électron-positon.

Cette chambre permet la mise en évidence de particules neutres à faible probabilité d'interaction, les neutrinos. C'est d'ailleurs à l'étude de ces neutrinos que Gargamelle a été affectée en priorité, dès 1971, année de sa mise en service près du synchrotron de 28 GeV (PS) à l'extrémité de la ligne expérimentale neutrino.

## Les spectromètres

Les spectromètres représentent la seconde catégorie de détecteurs utilisés au CERN. En fait, un spectromètre comporte essentiellement un aimant d'analyse puis une série de détecteurs de particules. Dans la mesure où ces instruments ont évolué vers une meilleure appréhension des paramètres des particules, les spectromètres sont devenus des instruments universels. Par rapport aux chambres à bulles, les avantages principaux tiennent à leur rythme très élevé d'enregistrement des événements, à leur sélectivité qui permet d'enregistrer les événements recherchés et de rejeter les événements parasites grâce au déclenchement des détecteurs. Cependant ils ont

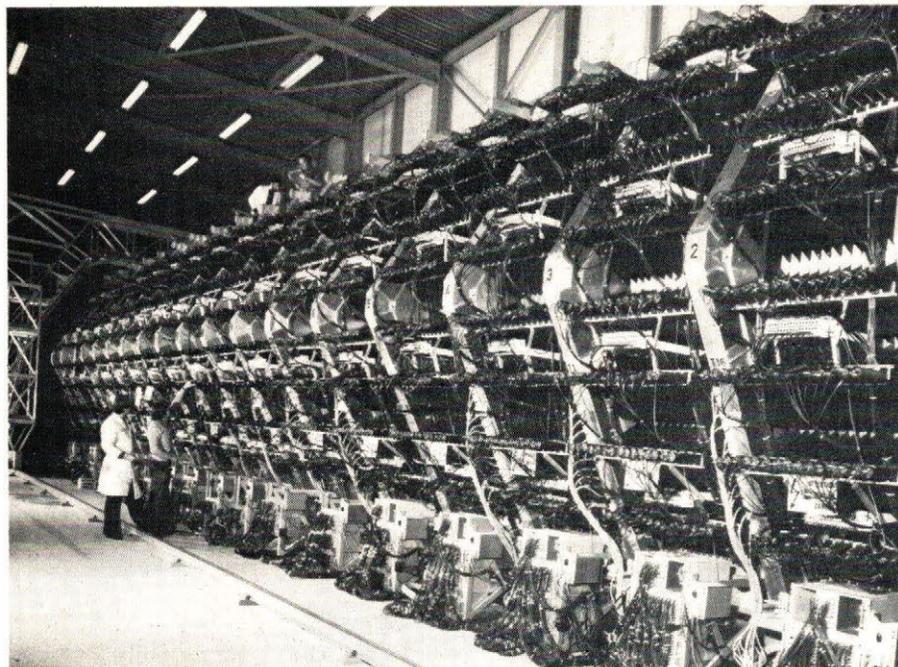


Fig. 29. – Le détecteur de 20 m de long, pesant 1400 tonnes, de l'expérience neutrino WA1. L'ensemble du type modulaire comprend une suite de tores de fer aimanté entre lesquels sont insérés des chambres à migration et des compteurs à scintillation.

- la **chambre d'ionisation**, qui permet une évaluation du flux global d'une source nucléaire ;
- le **compteur Geiger-Muller**, qui permet le dénombrement des particules incidentes ;
- le **compteur à scintillation**, qui permet de savoir si on a affaire à des particules alpha, bêta ou gamma et peut même mesurer dans certains cas l'énergie des particules. Le compteur à scintillation est essentiellement constitué d'un scintillateur et d'un photomultiplicateur, autrement dit d'une cellule photo-électrique qui mesure les scintillations. Ce type de détecteur a une bonne résolution temporelle, mais une résolution spatiale médiocre.

### La chambre à étincelles

La chambre à étincelles ressemble à un gros condensateur et son fonctionnement est très simple (fig. 30). Elle comporte une série de plaques séparées par des intervalles rigoureusement identiques ; une plaque sur deux est reliée à la terre ; les autres, reliées entre elles, reçoivent une impulsion de haut voltage après passage de la particule chargée. Ce passage déclenche une cascade d'étincelles visibles entre les plaques. Pour que cette condition soit réalisée, il faut que le milieu soit propice à l'apparition du phénomène. En effet, le simple passage d'une particule ionisante dans un gaz arrache les électrons périphériques des atomes de ce gaz. Si les plaques baignent dans un gaz « noble » dont les atomes ont une couche périphérique complète, les électrons arrachés mettront un certain temps à se recombinaison. Si ce temps est assez long, nous pourrions les utiliser avant qu'ils aient complètement disparu. Lorsqu'ils sont encore libres, on applique aux électrons une force sous la forme d'un champ électrique et cela avec un retard extrêmement court, de l'ordre d'une centaine de nanoseconde. A ce moment les électrons primaires se multiplient et les électrons secondaires ainsi formés possèdent une énergie suffisante pour émettre une lumière visible.

Ce principe extrêmement simple n'a pas conduit à des réalisations concrètes immédiatement satisfaisantes. Il a fallu tenir compte de nombreux impératifs technologiques (équidistance parfaite des plaques, valeur de la tension, choix et pureté du gaz). Comme dans la chambre à bulles, le phénomène observé n'a d'intérêt que s'il est photographié, c'est-à-dire si l'on peut enregistrer une trajectoire. Mais là encore des artifices technologiques ont résolu les difficultés.

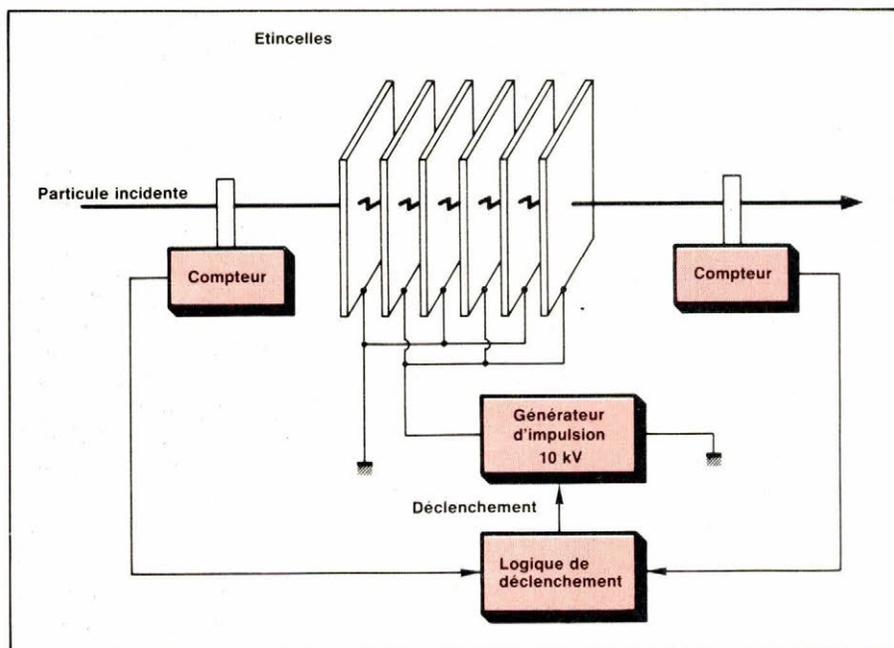


Fig. 30. – Représentation schématique d'une chambre à étincelles.

l'inconvénient de ne pas toujours bien apprécier la configuration des trajectoires (reconnaissance de forme), inconvénient lié peut être à l'erreur systématique possible qui peut être introduite par la méthode choisie pour le déclenchement des détecteurs.

Les aimants utilisés n'offrent rien de particulier. Ils fournissent des champs magnétiques d'environ 2 Teslas et des champs plus élevés n'apporteraient aucun avantage supplémentaire. Toutefois, la forte consommation d'énergie peut être réduite par l'emploi de bobines supraconductrices, comme dans le spectromètre Oméga.

Les détecteurs de particules comprennent les scintillateurs, les chambres à étincelles, les chambres à fils et les chambres à migration.

Les **scintillateurs** (fig. 29) travaillent de la façon suivante : une particule chargée peut provoquer le long de son parcours dans certaines substances dites fluorescentes, une excitation des molécules avoisinantes. Les molécules se dés excitent alors en émettant un certain nombre de photons lumineux qui constituent une scintillation. Une particule neutre peut aussi provoquer une scintillation par l'intermédiaire de particules chargées projetées par elles dans le scintillateur.

Le nombre de photons émis après le passage de la particule est proportionnel, dans un certain domaine, à l'énergie de celle-ci ; on voit donc que la luminescence permet une analyse relativement précise et on peut classer les compteurs dans l'ordre suivant :

La chambre à étincelles a pour fonction de déterminer la position spatiale des particules chargées. A première vue, il semblerait qu'elle fasse double emploi avec la chambre à bulles, en fait, il n'en est rien. On réalise une expérience, on déclenche la chambre à bulles, on prend des milliers de photographies puis, par analyse unitaire, on recherche le phénomène intéressant. Pour la chambre à étincelles le problème est différent, un système complexe de circuits logiques électroniques et de compteurs à scintillations sélectionne le phénomène que l'on veut observer et c'est à ce moment que la chambre se déclenche. Les photographies de ces traces sont des documents de définition bien inférieure à ceux tirés des chambres à bulles : les traces sont moins nettes, plus grossières. Toutefois pour le prix de cette mauvaise définition dans l'espace, les physiciens obtiennent des avantages substantiels, la sélection d'événements intéressants, entre autres.

## La chambre à fils

La chambre à fils est une version modifiée de la chambre à étincelles. Les plaques sont remplacées par des nappes de fils alternativement horizontales et verticales (fig. 31). Dans la chambre à étincelles, il est indispensable d'utiliser la photographie pour localiser les étincelles matérialisant le passage d'une particule. Dans la chambre à fils cela n'est plus nécessaire. En effet, regardons ce qui se passe lorsqu'une particule traverse les nappes de fils entre lesquelles existent une forte différence de potentiel. Comme dans la chambre à étincelles le passage d'une particule provoque une cascade d'étincelles entre les nappes de fils. L'étincelle qui se produit à proximité d'un fil est localisée par le phénomène de magnéto-striction subit par ce fil. Ce phénomène est assimilable à une onde de choc qui parcourt le fil et le temps que met cette onde pour atteindre le bord de la nappe permet de déterminer la distance entre le lieu du phénomène (l'étincelle) et le bord de cette nappe, par exemple OX, O étant le bord de la nappe. Comme les fils de la nappe suivante sont perpendiculaires par rapport à ceux de la précédente, il est possible de localiser le phénomène dans un autre axe de coordonnées, c'est-à-dire OY. Ainsi, la particule traversant la chambre est localisée dans l'espace suivant les axes OX et OY par le phénomène de magnéto-striction et suivant l'axe OZ suivant la nappe de fils considérée.

L'avantage essentiel de ce type de chambre est que les valeurs des coor-

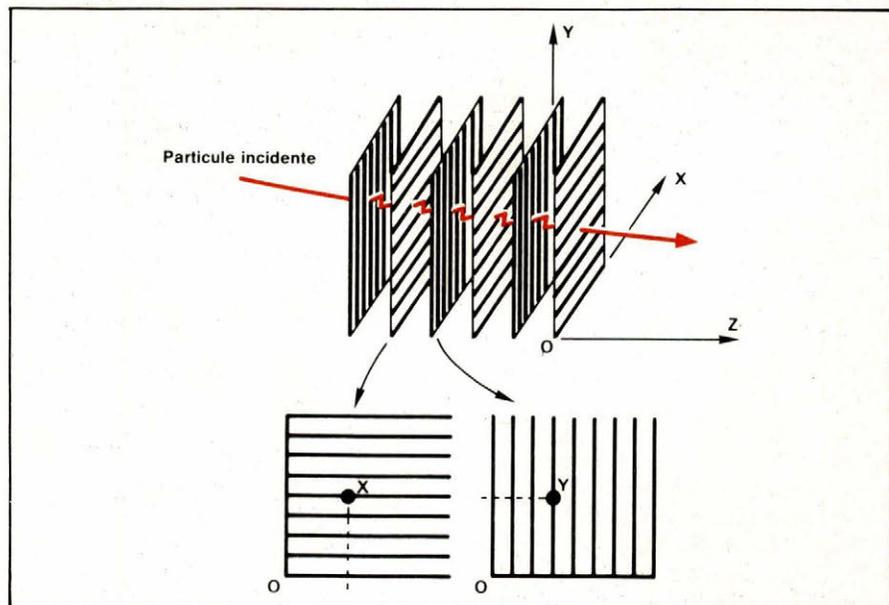


Fig. 31. — Dans la chambre à fils, la disposition alternativement horizontale et verticale des fils assure une localisation spatiale par des moyens électroniques fournissant ainsi les données pour un traitement par ordinateur.

données sont fournies sous la forme de grandeurs électriques, c'est-à-dire sous la forme d'informations pouvant être traitées directement par un ordinateur. Il n'est plus nécessaire d'utiliser la photographie. Les événements intéressants sont sélectionnés à l'entrée de la chambre, puis, à la sortie, des compteurs déclenchent les processus de calcul, avec mise en mémoire éventuelle, dans le cas d'une étude statistique. Cette évolution vers un traitement des informations est indispensable, si l'on songe à la qualité énorme d'événements qui se produisent au cours des multiples expériences. Ainsi, l'interprétation des résultats est le stade final d'un processus expérimental complexe, encore faut-il être en mesure d'interpréter tous les résultats, et cela d'une façon rapide (fig. 32).

## L'aimant à champ inverse

Si les détecteurs électriques représentent habituellement des appareils conçus uniquement en vue de recueillir les éléments d'une expérience déterminée (contrairement aux chambres à bulles) l'aimant à champ inversé (SFM) possède une vocation plus générale. Conçu en tant que détecteur universel pour les anneaux de stockage à intersections, le SFM a surtout soulevé le problème de l'acquisition et de l'analyse des données liées à l'emploi de tels grands spectromètres.

Pour fixer les idées, ce détecteur enregistre une centaine d'événements par seconde dont l'enregistrement des données s'effectue sur bande magnétique. Il n'est pas rare d'enregistrer ainsi au cours d'une expérience entre 1000 et 2000 bandes de données. On conçoit dès lors l'immense problème

du traitement de ces données, même en différé.

## Le spectromètre Omega

Oméga est un spectromètre moins spécialisé que l'aimant à champ inversé. Conçu à l'origine pour équiper le synchrotron à protons de 28 GeV, il représente maintenant l'une des principales installations expérimentales du super synchrotron de 400 GeV. L'aimant qui équipe ce spectromètre utilise des bobines supraconductrices afin de réduire la consommation d'énergie.

Les équipements groupés autour du spectromètre Oméga comprennent une cible à hydrogène liquide de 5 cm de diamètre et 30 cm de long avec des chambres à étincelles optiques montées dans l'entrefer de l'aimant. Des caméras de télévision sont utilisées pour observer les étincelles. Toutefois, de nombreux autres détecteurs de particules sont normalement installés soit à des fins de déclenchement, soit pour la reconstruction des trajectoires des particules qui présentent un pic très important dans la direction vers l'avant.

L'acquisition et l'analyse des données posent les mêmes problèmes que ceux soulevés par l'emploi de l'aimant à champ inversé. Comme ce dernier, le spectromètre Oméga est équipé de plusieurs ordinateurs locaux. L'un d'eux est affecté à l'acquisition de données, soit directement, à partir des caméras de télévision observant les chambres à étincelles, soit par l'intermédiaire d'ordinateurs qui saisissent des données sur des chambres différentes. L'équipe de chercheurs réalisant une

expérience dispose d'un ou deux ordinateurs locaux pour le contrôle de la logique du déclenchement et la transmission des données à partir de ses détecteurs. Il existe un autre ordinateur qui analyse en continu environ 5 % des événements qui surviennent dans le spectromètre, à titre de vérification permanente de l'expérience en cours.

## Le système hybride européen

Avec l'évolution des moyens de détection, la frontière qui séparait les détecteurs en deux catégories: les chambres à bulles (usage général) et les compteurs électroniques (usage limité à une expérience précise), est devenue beaucoup plus floue. Le spectromètre Oméga possède un environnement qui rend son emploi universel, à tel point que les chambres à bulles BEBC ou Gargamelle sont utilisées conjointement avec des ensembles de compteurs électroniques pour identifier les particules émergentes.

En combinant les avantages des uns et en éliminant les inconvénients des autres, on aboutit à un système hybride. Dans le système hybride européen (EHS), qui est en cours de construction, nous retrouvons une chambre à bulles à cyclage rapide constituant la cible et le détecteur d'événement, ainsi qu'une série de détecteurs de particules qui permettent d'étendre le volume de l'expérience autour de la chambre à bulles et en aval de celle-ci.

Les avantages de ce système hybride sont les suivants. La cible d'hydrogène ou de deutérium constitue ce que l'on appelle une cible propre. Le système assure une détection tout azimuth, avec une précision élevée. Il permet de mesurer les caractéristiques des particules jusqu'à des impulsions de 200 GeV/c et de les identifier. Il peut de plus détecter des particules gamma et pi neutre dans la direction vers l'avant. Enfin, il peut acquérir des données très rapidement, étant donné que la chambre à bulles fonctionne avec un taux de répétition élevé.

## Le dépouillement des données

Le développement des techniques expérimentales en physique, au cours des vingt dernières années, s'est beaucoup appuyé sur le développement parallèle des ordinateurs. Dans une expérience typique, des centaines de milliers ou même des millions d'événements nucléaires sont mesurés en uti-

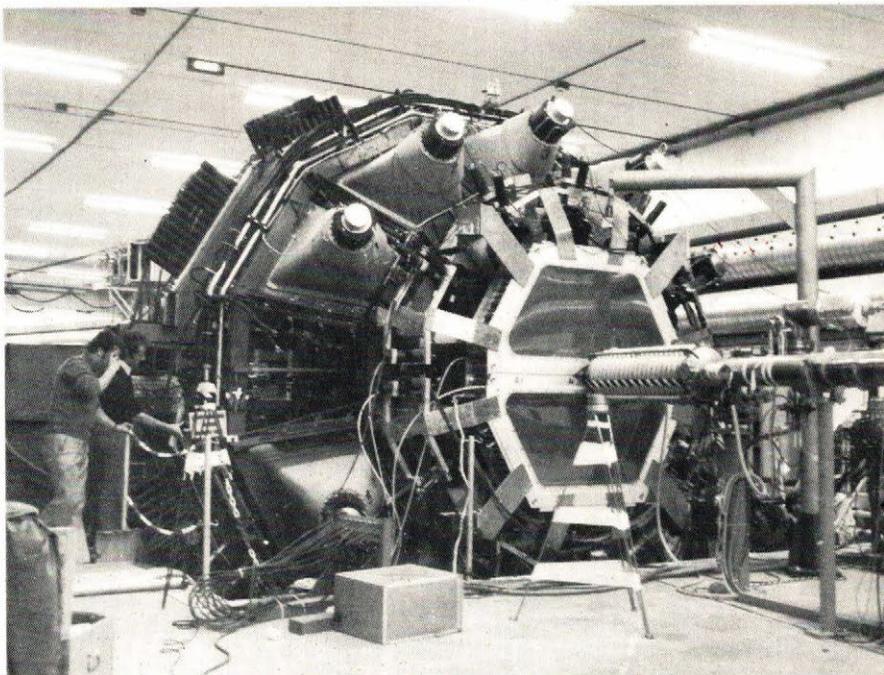


Fig. 32. - L'expérience R 606 installée dans le puits spécialement construit à l'intersection I-6 des ISR. La photographie montre la roue de l'aimant toroïdal à noyau d'air avec compteurs Cerenkov et, vers la droite, des chambres à dérive à fils capteurs multiples et l'enceinte à vide cylindrique à parois minces.

lisant des détecteurs capables d'observer les produits formés dans les collisions entre un faisceau de particules issu d'un accélérateur et une cible. Lorsqu'un événement a été mesuré, son analyse implique souvent des calculs longs et complexes.

La nécessité de les répéter pour un tel nombre d'événements crée une charge de traitement énorme et entraîne des exigences très importantes en matière de manipulation des données. En fait, cette demande simultanée de grande puissance de traitement et de grande capacité de manipulation de données constitue la caractéristique la plus marquante des activités d'un centre de calcul électronique.

En 1977, on dénombrait quelques 300 ordinateurs sur le site du CERN, dont environ 150 étaient utilisés pour l'acquisition des données par des groupes effectuant des expériences autour des accélérateurs. C'est cette acquisition de données qui est à l'origine de la constitution d'un stock de 125 000 bobines de bandes magnétiques.

Ces ordinateurs sont reliés à un centre de calcul qui dispose d'un système appelé Focus assurant l'échantillonnage en ligne des données pour les expériences de physique des hautes énergies.

## Le système Focus

La fonction principale du système Focus est de gérer un réseau en étoile à débit élevé (7750 kilobits/s) de

lignes de transmission asynchrones aboutissant aux mini-ordinateurs d'acquisition de données. Ces lignes permettent à tout expérimentateur d'accumuler un certain volume de données puis de les transmettre au centre de calcul pour analyse par des programmes. En règle générale, les résultats de l'analyse sont disponibles dans la zone d'expérimentation dans un délai de dix minutes, et la méthode permet aux physiciens de contrôler en permanence le déroulement de son expérience de manière plus élaborée qu'en effectuant simplement des vérifications à l'aide de son mini ordinateur d'acquisition de données. Le système Focus est en exploitation depuis 1968, pour l'assistance aux expériences.

## L'analyse des films

Lors d'une expérience, les chambres à bulles fournissent une grande quantité de clichés dont l'analyse doit être traitée par des moyens informatiques. On peut énumérer les principales phases de l'analyse d'un film de la manière suivante :

- le **dépouillement** et la **pré-mesure** : un opérateur observe le film en recherchant les événements nucléaires intéressants, puis il effectue certaines mesures préliminaires ;
- la **mesure** : les vues sélectionnées par l'opérateur sont converties en représentation numérique avec une haute précision ;
- la **reconnaissance de forme** : l'information concernant l'événement

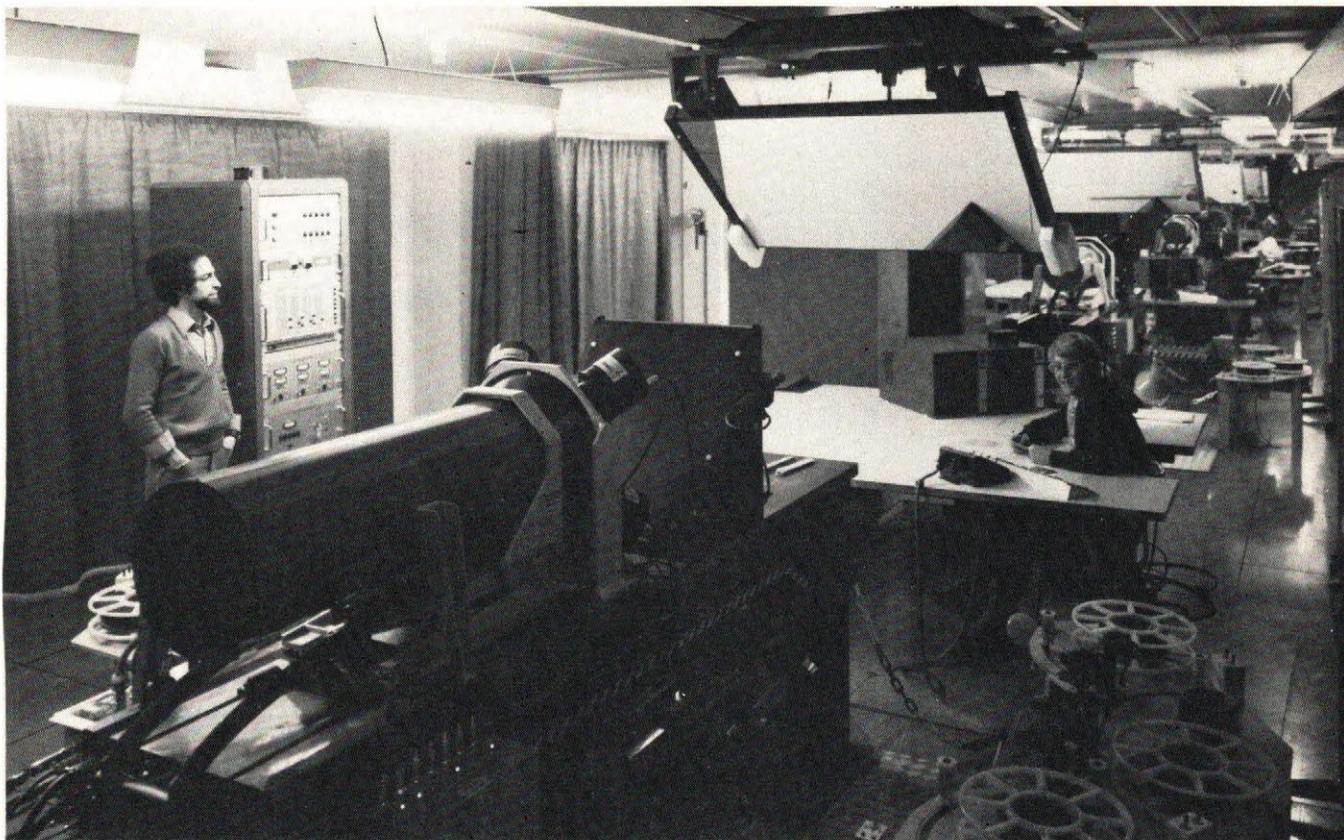


Fig. 33. – Unités de dépouillement et de mesure Erasmé, avec au fond une table d'opérateur.

nucléaire intéressant est extraite des mesures en la séparant du bruit de fond présent sur cette même vue ;

– la **reconstruction géométrique** : l'information sélectionnée par le processus de reconnaissance de forme dans trois ou quatre vues stéréoscopiques est fusionnée pour obtenir une description tridimensionnelle. A cette étape, la redondance permet de repérer pour la première fois de nombreux problèmes de reconnaissance de forme dans le domaine bidimensionnel ;

– la **recupération d'événement** : on tente de corriger la mesure d'événements qui ont été traités incorrectement.

Le système de mesure de films de chambres à bulles doit faire face à la difficulté résultant de la complète disparité des exigences de calcul propres aux phases décrites ci-dessus. La phase de dépouillement ne demande pratiquement pas de puissance de calcul sur l'unité centrale ; cette phase se prolonge néanmoins pendant un laps de temps assez long. Par ailleurs, au

cours de la phase de mesure on a encore besoin de peu de puissance de calcul, mais on doit obtenir une réponse en temps réel afin de satisfaire les fonctions de l'unité de mesure pour lesquelles le temps est un paramètre critique. Au contraire, on doit disposer au cours de la phase de reconstruction d'une très grande puissance de calcul sur l'unité centrale. La récupération d'événements comporte à la fois des opérations de dépouillement et de mesure.

### Le système Erasmé

Le système Erasmé (fig. 33) combine toutes les phases de l'analyse : l'opérateur dépouille le film pour repérer les événements intéressants et il les mesure, avec possibilité de reconstruction géométrique immédiate. Chaque fois qu'un événement est incorrectement traité, on peut le récupérer immédiatement, de telle sorte que le film n'a à passer qu'une seule fois dans le système, et que seules des données

acceptables obtenues lors de la phase de reconstruction sont retenues en sortie. De cette manière, on évite certaines des difficultés propres aux systèmes classiques dans lesquels chacune de ces différentes phases doit être traitée séparément.

Outre ces différents systèmes, le CERN utilise également le calcul électronique pour la conduite et la surveillance des accélérateurs, des chambres à bulles, des faisceaux de particules. On peut dire que cette activité, dont le rôle est confié à la Division Données et Documents, occupe plus de 300 personnes, soit près de 6 % de l'effectif global du Centre.

En plus du traitement des données internes au CERN, les liaisons entre ordinateurs installés sur le site et dans d'autres centres prennent de plus en plus d'importance. Des postes permettent d'avoir accès aux centres de calcul de Caresbury, Rutherford et Saclay, en utilisant des lignes téléphoniques louées aux P.T.T. dont le débit atteint 9600 bps. Des installations à débit plus élevé et plus souples sont nécessaires (par exemple, pour le transfert de données expérimentales). Un projet appelé **Stella**, auquel participent les laboratoires Rutherford, Desy, Saclay, ainsi que le CERN vient d'être mis en place cette année. Il est chargé de transmettre par satellite et à grande vitesse, les données recueillies dans les expériences.

Energie (MeV)	Electrons		Protons	
	v/c	m/m	v/c	m/m
1	0,94	2,96	0,046	1,001
10	0,999	20,6	0,147	1,01
100	—	197	0,426	1,106
1 000	—	1 960	0,806	2,06

Tableau 1 – Rapports caractéristiques relatifs aux électrons et aux protons en fonction de leur énergie.

Jacques Trémolières



# EYROLLES

PRATIQUE DE L'INFORMATIQUE

## microprocesseurs et microordinateurs

matériel et logiciel

ronald j. tocci  
lester p. laskowsky

Par R.J. TOCCI  
et L.P. LASKOWSKI

Traduit  
de l'américain  
336 pages  
130 F

Le livre comprend  
3 parties :  
l'étude  
des composants,  
le matériel  
et la programmation.

A l'aide de nombreux exemples explicatifs et illustrés, de schémas et organigrammes simples et clairs, les auteurs insistent sur les concepts généraux communs à tous les microprocesseurs.

Jeanne Milsant

## LEXIQUE D'INFORMATIQUE DES MOTS ET DES IDÉES

Logique câblée, ordinateurs,  
microprocesseurs

Par J. MILSANT

128 pages  
60 F

L'auteur a réuni  
plus de 300 mots  
ou expressions  
et les indique  
non seulement  
en langue française

mais également en langue anglaise avec pour chacune d'elles une explication claire et précise. Et quand cela est possible il regroupe plusieurs mots autour d'une même idée afin d'approfondir certaines analyses fondamentales.

**GRATUIT**  
**1 CATALOGUE INFORMATIQUE**  
les meilleurs livres sélectionnés par  
la Librairie EYROLLES

à retourner à  
**LA LIBRAIRIE EYROLLES**  
65, Bd. St-Germain, 75240 PARIS Cedex 05

Veuillez m'adresser 1 exemplaire de \* :

- MICROPROCESSEURS ET
  - MICROORDINATEURS ..... 130 F
  - LEXIQUE D'INFORMATIQUE ..... 60 F
  - CATALOGUE INFORMATIQUE ..... gratuit
- Port en sus 8,50 F - Par ouvrage supplémentaire 1,50 F

Nom \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

\* cocher la case correspondante

SERVICE-LECTEURS N° 256

R



R 300

0,001 Ω à 200 MΩ

L



L 200

0,1 μH à 100 H

C



C 100

0,1 pF à 0,2 F

Autres fabrications :

Mégohmmètres - Postes de rigidité  
Diélectrimètres - Microhmmètres  
Testeurs Automatiques - Alimentations HT  
Multimètres - Standard D.C.



706.15.80

2<sup>ème</sup> TER, rue Gaston-Soufflay  
94500 Champigny-sur-Marne

médiagraphic

SERVICE-LECTEURS N° 255

# SDS RELAIS

## UNE TECHNOLOGIE D'AVANT-GARDE

### RELAIS ST

- Configuration de contact : 1 RT et 2 T
- Tension de claquage > 4 000 Veff
- Pouvoir de coupure : 8 A, 380 V, 150 W, 2 000 VA
- Contacts à ouverture forcée
- Boîtier plastique hermétique
- Monostable et bistable 1 ou 2 bobines



éch:1

DIMENSIONS : 31 x 14 x 11

**SDS** -FRANCE  
RELAIS

LA BOURSIDIÈRE - R.N. 186 - 92350 LE PLESSIS-ROBINSON  
TEL. 630.35.90

DISTRIBUTEURS AGRÉÉS

A 2 M	DIMACEL	CNA	ORBITEC	STIE	WAGO
954.91.13	790.62.32	867.44.25	258.15.10	(16) (78) 80.80.60	737.39.72

SERVICE-LECTEURS N° 257

HERRMANN ASSOCIÉS

Ce montage permet, à partir d'un clavier hexadécimal, de codifier tous les caractères du code ASCII. Lorsque l'on appuie une première fois sur une touche, on codifie les quatre bits de poids les plus forts. Lorsque l'on appuie une seconde fois, on codifie les quatre bits de poids les plus faibles. A la fin de cette codification, un strobe donne l'ordre de lecture. On visualise sur afficheur hexadécimal le code tapé et une LED met en évidence le strobe. Un « reset » automatique permet de remettre à l'état initial si l'on n'a appuyé qu'une seule touche.

Le **tableau 1** donne la conversion du code hexadécimal en code ASCII.

# Réalisation d'un clavier ASCII à partir d'un clavier hexadécimal

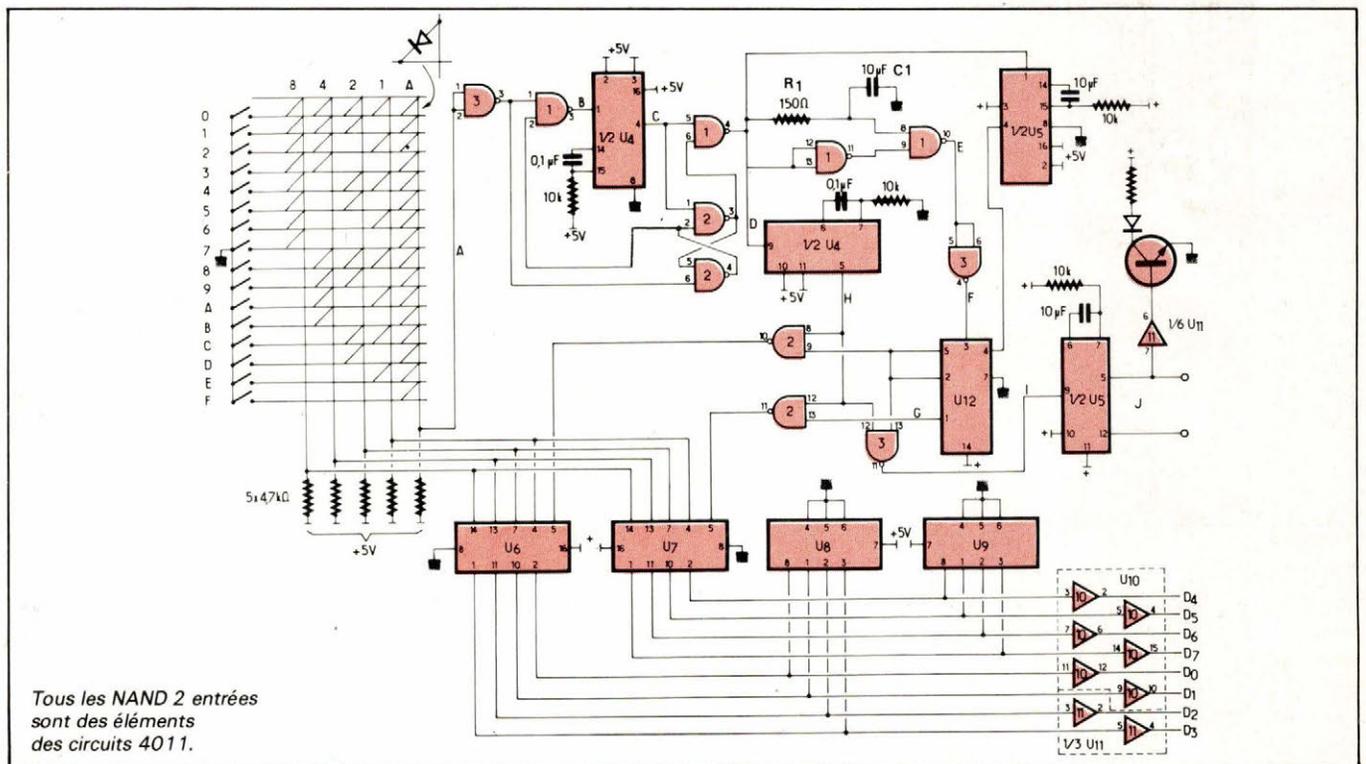


Fig. 1.

## Fonctionnement

On se référera à la **figure 1**.

A partir de 16 touches d'un clavier, celles-ci sont codifiées en binaire pur par un réseau de diodes sur 4 fils de poids 1-2-4-8 ; un cinquième fil (A) permet de prendre en compte une touche enfoncée. Cette commande entre dans un circuit anti-rebond constitué par un monos-

table (1/2 74C221) et une bascule RS. On obtient au point D un niveau pendant tout le temps que la touche reste enfoncée.

Un générateur d'impulsions constitué par deux portes (4011, R<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>) donne au point E une impulsion. Cette impulsion va d'une part positionner le bistable (U<sub>12</sub>) dont la sortie (G) autorise la mise en mémoire sur la bascule U<sub>6</sub> ; d'autre part, elle

commande un monostable qui délivre une impulsion (H) sur la bascule U<sub>E</sub>, mémorisant le premier quartet. A l'appui de la deuxième touche, le bistable (U<sub>12</sub>) autorise la mise en mémoire sur la bascule U<sub>7</sub> et l'impulsion (H) mémorise le deuxième quartet sur la bascule U<sub>7</sub>.

La sortie du bistable (G) combinée avec l'impulsion (H) à travers une porte (4011) commande un monostable (I). Celui-ci va délivrer un signal de durée réglable appelé strobe (J) donnant l'ordre de lecture.

Un dernier monostable réglable est commandé dès l'enfoncement d'une touche (C); son passage à zéro permet le fonctionnement du bistable (U<sub>12</sub>) en provoquant le « reset » de celui-ci à sa retombée. Il a pour but de remettre à l'état initial le système au cas où l'on aurait appuyé qu'une seule fois sur une touche.

L'histogramme des signaux est donné figure 2.

Le code hexadécimal est donné au tableau 2.

Décimal	Binnaire	Hexadécimal
0	0000	0
1	0001	1
2	0010	2
3	0011	3
4	0100	4
5	0101	5
6	0110	6
7	0111	7
8	1000	8
9	1001	9
10	1010	A
11	1011	B
12	1100	C
13	1101	D
14	1110	E
15	1111	F

Tableau 2

### Nomenclature des circuits utilisés

- U<sub>1</sub> : 4011
- U<sub>2</sub> : 4011
- U<sub>3</sub> : 4011
- U<sub>4</sub> : 74C221
- U<sub>5</sub> : 74C221
- U<sub>6</sub> : 4042
- U<sub>7</sub> : 4042
- U<sub>8</sub> : HP 5082-7359
- U<sub>9</sub> : HP 5082-7359
- U<sub>10</sub> : 4049
- U<sub>11</sub> : 4049
- U<sub>12</sub> : 4013

Les afficheurs hexadécimaux, peuvent être remplacés par des LED d'un coût plus faible.

**Robert CHARLES**  
Ingénieur E.E.I.P.

GRAPHIC OR CONTROL	ASCII (HEXADECIMAL)	GRAPHIC OR CONTROL	ASCII (HEXADECIMAL)	GRAPHIC OR CONTROL	ASCII (HEXADECIMAL)
NUL	00	+	2B	V	56
SOH	01	,	2C	W	57
STX	02	-	2D	X	58
ETX	03	.	2E	Y	59
EOT	04	/	2F	Z	5A
ENO	05	0	30	[	5B
ACK	06	1	31	\	5C
BEL	07	2	32	]	5D
BS	08	3	33	^ (1)	5E
HT	09	4	34	~ (-)	5F
LF	0A	5	35	.	60
VT	0B	6	36	a	61
FF	0C	7	37	b	62
CR	0D	8	38	c	63
SO	0E	9	39	d	64
SI	0F	:	3A	e	65
DLE	10	;	3B	f	66
DC1 (X-ON)	11	<	3C	g	67
DC2 (TAPE)	12	=	3D	h	68
DC3 (X-OFF)	13	>	3E	i	69
DC4	14	?	3F	j	6A
NAK	15	@	40	k	6B
SYN	16	A	41	l	6C
ETB	17	B	42	m	6D
CAN	18	C	43	n	6E
EM	19	D	44	o	6F
SUB	1A	E	45	p	70
ESC	1B	F	46	q	71
FS	1C	G	47	r	72
GS	1D	H	48	s	73
RS	1E	I	49	t	74
US	1F	J	4A	u	75
SP	20	K	4B	v	76
!	21	L	4C	w	77
"	22	M	4D	x	78
#	23	N	4E	y	79
\$	24	O	4F	z	7A
%	25	P	50	{	7B
&	26	Q	51		7C
'	27	R	52	} (ALT MODE)	7D
(	28	S	53	~	7E
)	29	T	54	DEL (RUB OUT)	7F
.	2A	U	55		

Tableau 1.

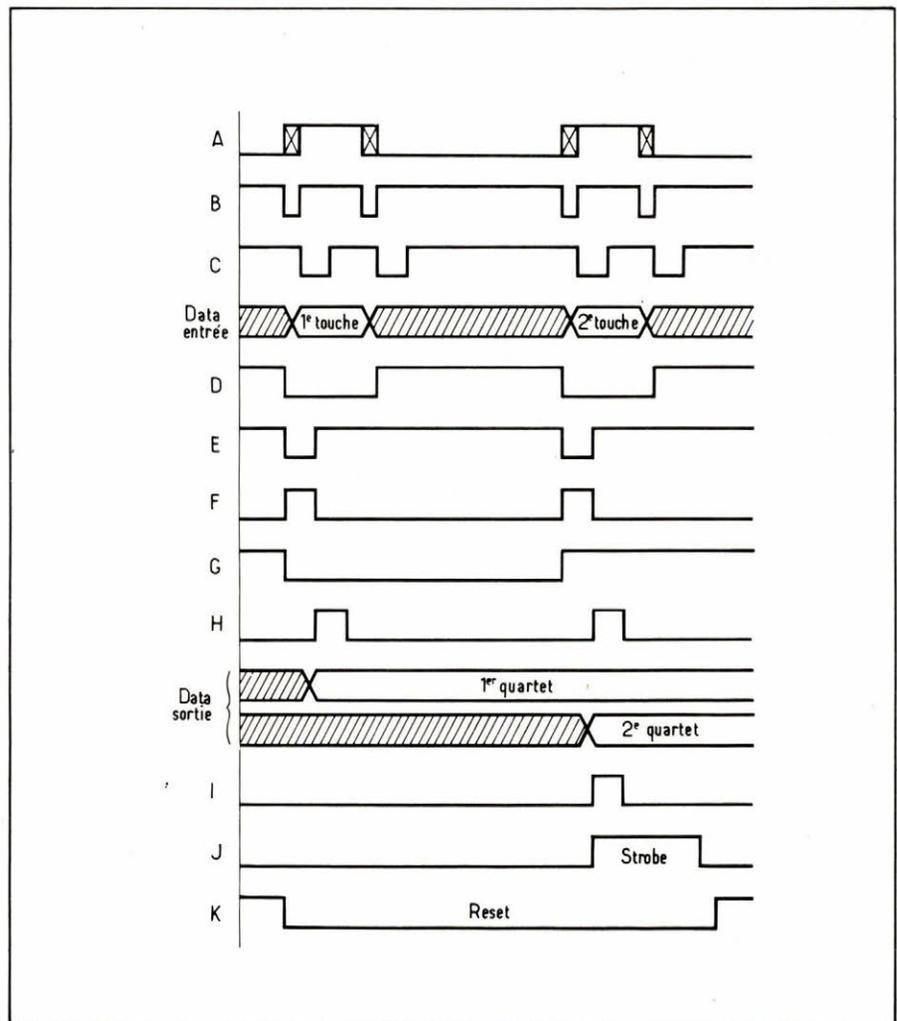


Fig. 2.

# NOUVEAUTÉS

Il est devenu de tradition d'affirmer que, de par sa périodicité annuelle, le Salon des Composants ne saurait offrir aucune nouveauté spectaculaire, aucun produit inédit qui n'ait été au moins « entrevu » l'année précédente. C'est, en revanche, l'occasion privilégiée de voir quelles sont les tendances technologiques qui se confirment.

Placé sous le signe d'un ralentissement du marché des semi-conducteurs, le Salon '81 n'en a pas moins fait preuve d'activité : certaines nouveautés – tels les synthétiseurs de parole, les circuits analogiques programmables... – sont apparues, dont il conviendra de ne pas « perdre la trace ».

Pour le reste, on notera la « poussée » des transistors de forte puissance, des cartes et interfaces microprocesseur, des circuits intégrés spécialisés – bon nombre en vue d'applications grand public –... L'instrumentation, de plus en plus confiée à des appareils « intelligents », restant un marché porteur.

Nous présentons, ci-après, un court « panorama » (non exhaustif, ce n'est pas l'objet de notre revue) de quelques produits particulièrement remarquables, exposés lors du Salon, en omettant les composants qui demeurent prospectifs ou d'application par trop spécialisée.

## Oscilloscopes « maintenance »

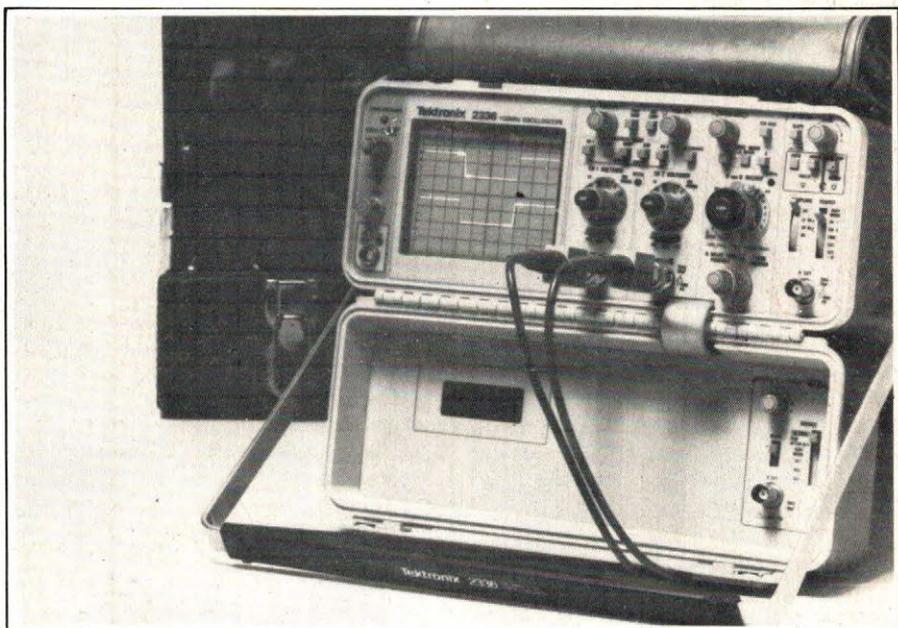
Ces nouveaux oscilloscopes « 2335 », « 2336 », « 2337 » sont aussi résistants que les conditions d'environnement rencontrés lors de la maintenance sur le site sont sévères.

Ils sont compacts (10,8 × 27,5 × 33 cm), légers (7,7 kg) et performants : double voie, 100 MHz, 5 mV/div., double base de temps 5 ns/div.

Ils se transportent partout aisément, dans les endroits les plus difficiles d'accès : sites éloignés de télécommunications, plateforme « offshore », machines de chantier. Ils sont également destinés aux mesures sur les circuits logiques rapides et complexes que l'on trouve dans les ordinateurs, périphériques et contrôles industriels.

Le « 2335 » est la version de base. Le « 2336 » offre, en plus, le mode de déclenchement de la base de temps retardée et le « delta time » qui assure une excellente précision des mesures de temps et le « 2337 », un multimètre trois chiffres et demi, qui mesure entre autres les tensions efficaces vraies. Les mesures sont affichées sur un LCD de grande dimension.

Afin de leur conserver une grande facilité d'utilisation, une solution originale a été utilisée : certaines fonctions auxiliaires sont reportées dans leur capot de protection basculant.



Un nouveau tube cathodique procurant une trace fine et très lumineuse visible même en plein soleil, des atténuateurs d'entrée indéréglables, une carrosserie à toute épreuve assurent à la série « 2300 » une très longue durée de vie, avec des coûts d'entretien ultra-réduits. Leur résistance mécanique et électrique est garantie par le respect des normes MIL-T-28800B-III-3. Ils résistent à 50 G's et sont protégés contre les rayonnements électromagnétiques.

**Tektronix**

SERVICE-LECTEURS N° 75

## Circuits LSI en ECL 100K

Introduction sur le marché d'une nouvelle série de circuits LSI standard en technologie ECL, réalisés dans le procédé subnanoseconde à isolement latéral par oxyde caractérisé par une fréquence de coupure de 4,5 GHz.

Il s'agit d'une famille ECL 100K très complète réalisée dans le procédé SUBILO. Celle-ci comprend 27 types logiques standard, des mémoires très rapides dont le temps d'accès est inférieur à 10 nanosecondes, ainsi que cette nouvelle



série de circuits LSI à très haute densité d'intégration dont les trois premiers types sont en cours d'introduction.

Il s'agit de trois multiplexeurs destinés à la communication de données à grande vitesse et aux systèmes de transmission à 140 M/bits.

Le HXA 220-384 est un multiplexeur 4/1 pour des mots de 8 bits avec comparaison de parité.

Le HXA 220-402 est également un multiplexeur 4/1 pour mots de 8 bits. Il permet d'effectuer une comparaison avec un cinquième mot.

Le HXA 230-101 est un multiplexeur 16/8 qui vient compléter la gamme des multiplexeurs standard de la famille ECL 100K. Il doit également permettre le multiplexage de voies à 140 M/bits par seconde. Ce circuit constitue une matrice de commutation de 16 fois 8 points qui peut être étendue pour former des matrices multiples, telles que 16 par 16 ou 64 par 64.

## RTC

SERVICE-LECTEURS N° 76

## Alimentations à découpage

Les alimentations de cette série sont livrées exclusivement en châssis ouvert. Elles fonctionnent en courant alternatif 220 V 50 Hz, possibilités de variations de 185 à 265 V et de 47 à 440 Hz. Alternatif 110 V sur demande. En continu : 315 V pouvant varier de 260 à 370 V.

Le fonctionnement s'effectue à tension constante avec limitation de courant.

La régulation atteint  $10^{-3}$  pour une variation réseau de 185 à 265 V,  $10^{-3}$  pour une variation de charge de 0 au maximum. Les autres caractéristiques sont les suivantes :

– Ondulation résiduelle et bruits : 10 mV efficaces, 75 mV crête à crête pour les modèles 5 et 6 V, 15 mV efficaces, 150 mV crête à crête pour les modèles 12 à 28 V, une des bornes de sortie étant réunie à la masse.

– Coefficient de température :  $3.10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ .

– Protection de l'alimentation contre les surcharges et les courts-

circuits par limitation de courant, seuil prédéterminé en usine.

– Programmation extérieure de la tension délivrée par résistance. 200  $\Omega$ /V, par tension volt/volt.

– Possibilité d'utilisation avec charge locale ou déportée (compensation des chutes de tension dans les câbles de raccordement).

– Tension de sortie ajustable dans la plage annoncée par potentiomètre à axe fendu.

## Lambda

SERVICE-LECTEURS N° 77

## Matrices d'affichage

Ces afficheurs plasma sont commandés par un micro-processeur. Un convertisseur de tension miniature fournit les différentes tensions de commande nécessaires au tube. La seule source extérieure nécessaire est 5 V.

Ces matrices d'affichage permettent le dialogue sur bus 8 bits bidirectionnel ou liaison série niveau TTL 110, 300, 600 ou 1 200 bauds.

Deux versions sont proposées :

– Série 3600. Caractères constitués de matrices 5 x 7. Modèles disponibles : 1 x 20, 1 x 40, 2 x 40, 1 x 80, 6 x 40.

– Série 3700. Caractères composés de matrices 14 segments. Modèles disponibles : 1 x 10, 1 x 12, 1 x 16, 1 x 20, 1 x 32.

Tous ces afficheurs peuvent être fournis avec différents filtres de contraste et avec les câbles de raccordement alimentation + données.

## IEE/Souriau

SERVICE-LECTEURS N° 78

## Bagues de marquage de fils

Ce marqueur une fois mis en place, ne peut ni glisser, ni tourner. Son profil intérieur, souple et élastique, se déforme pour épouser parfaitement la section du fil, sans modifier la forme extérieure. Alignement rigoureux grâce aux encoches latérales qui s'emboîtent les unes dans les autres, lorsqu'on utilise plusieurs marqueurs en combinaison.

Montés sur support « T-bar » : présentation et positionnement facilités, même en cas d'accessibilité réduite. Chaque marqueur peut être détaché dans n'importe quel ordre, sans casser la bande.

Les caractéristiques sont les suivantes : P.V.C. auto-extinguible jaune marqué noir. Tous types de marquages : lettres, chiffres, symboles. Présentation : bandes de 25 marqueurs (identiques ou assortis). Boîtes de 20 ou 40 bandes, suivant diamètres.

## Brady.

SERVICE-LECTEURS N° 79

## Modules entrée/sortie

Cette gamme de modules logiques entrée/sortie est destinée aux ensembles d'automatisme, en particulier mais non exclusivement, à ceux utilisant des microprocesseurs. Les modules proposés sont une interface entre les signaux logiques et les systèmes de contrôle industriels : électrovannes, relais électro-magnétiques, moteurs, charges passives.

La gamme comporte également des modules réciproques restituant un niveau logique en présence de tension ou courant industriel, permettant la constitution de systèmes



bouclés. Tous ces modules ont un isolement entrée/sortie par photo-coupleur. Ils sont en outre embrochables pour faciliter les adaptations à tout problème ou l'évolution d'un système en fonction des exigences du concepteur.

En complément sont disponibles des circuits supports imprimés. Ces circuits comportent des douilles pour recevoir les broches des modules et des voyants LED indicateurs d'état logique. Les circuits de puissance sont protégés par fusible et connectés par bornes à vis. Ces circuits-supports sont prévus pour 8 ou 16 modules.

Pour des installations importantes, un circuit adressable à 16 modules est disponible. 64 circuits, soit 1 024 modules, peuvent être commandés par une ligne omnibus de vingt fils.

#### Celduc

SERVICE-LECTEURS N° 80

### Système d'alarme « intelligent »

Ce système d'alarme est portable, autonome, auto-protégé et fonctionne sur piles (4 piles alcalines de 1,5 V).

Il peut être complété avec des accessoires du type sirène additionnelle, contacts périmétriques, etc.

Le boîtier, aux lignes sobres, est léger, maniable et exceptionnellement résistant. Le boîtier inclut les cinq fonctions vitales d'un système d'alarme.

La détection est assurée par un radar grâce à l'émission d'ultra-sons et par un système de découpage de l'espace en zones de détection dont la sensibilité est réglable à volonté.

L'analyse est assurée par un microprocesseur qui est à la fois, le cœur et le cerveau de l'appareil.

Le cœur car il commande le radar, génère l'affichage lumineux, permet tous les tests, les réglages et la mémorisation ; il déclenche l'alarme si nécessaire.

Le cerveau, parce qu'il permet de régler avec précision la sensibilité de la détection et surtout parce qu'il sait faire la distinction entre l'événement sans importance et l'intrusion réelle.

L'alarme est assurée par une si-

rène incorporée dont le haut-parleur émet un son strident pendant 2 mn.

De surcroît, on dispose d'une position test (pour vérifier que tout fonctionne bien) et d'un bouton déclenchant immédiatement l'alarme en cas de nécessité.

Enfin, le bloc de commande peut être séparé de l'unité centrale et permet ainsi de commander le système à distance.

#### Black et Decker.

SERVICE-LECTEURS N° 81

### Spectrophotomètre UV

Le « Lambda 3 » est un spectrophotomètre à balayage, de coût modéré, incorporant des technologies avancées en électronique et en optique.

De construction compacte, il possède cependant un compartiment échantillons de grandes dimensions, lui permettant de recevoir de nombreux accessoires. Les spectres sont enregistrés sur un enregistreur extérieur.

Les caractéristiques majeures du

« Lambda 3 » sont les suivantes : électronique à microprocesseur, clavier numérique, lecture digitale des abscisses, des ordonnées et des paramètres expérimentaux, quatre vitesses de balayage et enregistrement Y-T, présélection des limites de longueur d'onde, lecture en transmission (0 à 200 % T), en densité optique (- 0,3 à 3 D.O.) et en concentration (0,1 à 9 999), auto-zéro, auto-concentration, présélection des limites en ordonnées, positionnement automatique du monochromateur (GO TO  $\lambda$ ), réseau holographique (lumière diffuse inférieure à 0,05 % à 220 nm), bande passante de 2 nm, haute stabilité (0,0005 D.O./heure), bruit faible (0,0005 D.O.) et correction automatique de la ligne de base.

Le « Lambda 3 » peut être équipé en option d'un accessoire « safe memory » permettant la mise en mémoire et la sauvegarde de trois ensembles de paramètres ainsi que de la correction de ligne de base.

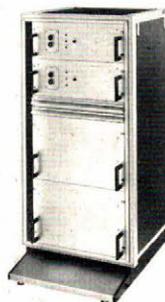
#### Jarre-Jacquin.

SERVICE-LECTEURS N° 82



**mondial électronique**

13, BOULEVARD GALLIENI, 94130 NOGENT-SUR-MARNE - TEL. : 873 37-77



Alimentation de secours  
Série économique  
Puissance de 100 à 5.000 VA

**Convertisseur  
continu - alternatif**  
Sortie pseudo sinusoïdale



Type CERR  
Puissance de 100 à 500 VA

Autres fabrications :

- Onduleurs - Chargeurs - Transformateurs
- Alimentations stabilisées - Tôlerie fine et industrielle.

SERVICE-LECTEURS N° 268

## « Hexfets » rapides

Voici trois nouvelles familles d'Hexfets faible résistance passante et faible coût pour des tensions allant de 60 V à 400 V et des intensités comprises entre 1,3 A et 4 A à 25 °C boîtier.

Présentés en boîtier TO-220 plastique compact et économique, les 12 types de ces séries nouvelles sont plus rapides et plus économiques que tous les Hexfets précédents. Ce sont les familles : IRF 510, IRF 610 et IRF 710.

La puce de base appelée HEX-1 mesure 1,52 × 2,58 mm. En conséquence, la capacité d'entrée est diminuée, ce qui permet d'avoir des temps de commutation extrêmement rapide à partir d'une indépendance de commande élevée. Ils doivent commuter en moins de 10 ns pour une impédance standard de 50 Ω de sortie du circuit de commande. Les résistances à l'état passant qui descendent jusqu'à 0,6 Ω en font le produit adapté à commander des bipolaires ou des Mosfets de puissance supérieure et ce, plus particulièrement pour des applications où la commutation est entièrement rapide, le faible encombrement et le faible coût ouvrent de nouvelles possibilités aux bureaux d'études.

Parmi ces applications, citons les imprimantes d'ordinateurs et les commandes de disques.

I.R./Diode-France

SERVICE-LECTEURS N° 83

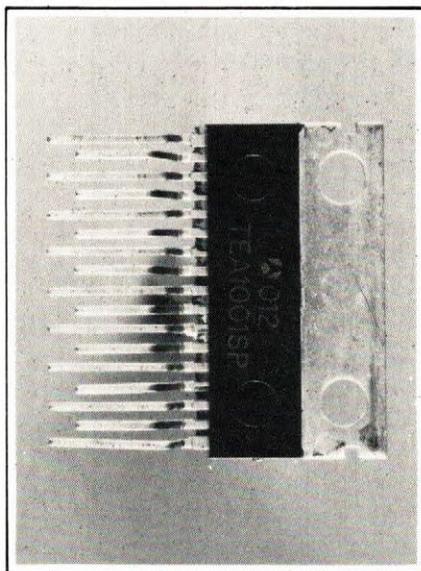
## C.I. de commande pour alimentation

Les circuits UAA4001DP et TEA1001SP sont des circuits destinés à la commande des alimentations à découpage. Ces circuits ont été conçus pour commander un transistor de puissance externe de façon à augmenter les caractéristiques de commutation et de fiabilité de ce dernier.

Le TEA1001SP est encapsulé dans un boîtier « power in line » 17 passages permettant d'optimiser le montage mécanique de l'alimentation et d'obtenir une grande robustesse et une fiabilité excellente. Le UAA4001DP est livré dans un boîtier plastique « dual in line » 16 passages et peut être utilisé pour des alimentations moins puissantes.

Ces deux circuits sont basés sur un concept permettant de rendre

l'étude des alimentations à découpage de hautes performances accessible aux non spécialistes. Le nombre de composants extérieurs est minimisé et donne un avantage économique certain tout en ne sacrifiant aucune des caractéristiques garantissant les performances élevées.



Le TEA1001SP a un courant de sortie crête de  $\pm 3$  A tandis que le UAA4001DP est limité à  $\pm 1$  A. Ces circuits fonctionnent jusqu'à 50 kHz et peuvent être alimentés directement à partir du réseau 220 V. En outre, le TEA1001SP possède un « P.L.L. » pour la synchronisation tandis que le UAA4001DP sera synchronisé par des composants extérieurs.

Thomson-CSF

SERVICE-LECTEURS N° 84

## Transistor « hi-line »

Il s'agit de deux nouvelles séries de transistors Darlingtons de puissance en boîtier « hi-line », sous la référence D66DS et D66EV.

Présentés sur embase isolée à 2 500 Veff, ces transistors sont encapsulés sous atmosphère inerte, maintenue à l'intérieur d'un boîtier plastique spécial, assurant une fiabilité équivalente à celle des boîtiers céramique.

Le D66DS est spécifié à 700 V en  $V_{CEV}$ , 20 A permanents, avec un gain minimum de 100 à 10 A. Il comporte une diode de « roue libre », pour les charges inductives.

Le D66EV, spécifié à 700 V en  $V_{CEV}$ , 50 A permanents, avec un gain minimum de 100 à 20 A, comporte, outre une diode de « roue libre », une

diode reliant les bases des deux transistors, pour accélérer l'évacuation des charges. Le temps d'extinction est ainsi ramené à moins d'une microseconde.

Ces nouveaux transistors de puissance conviennent particulièrement au contrôle de vitesse des moteurs et aux alimentations à découpage.

General Electric/CCI

SERVICE-LECTEURS N° 85

## Interrupteur étanche

Voici un modèle entièrement étanche qui répond aux critères indispensables des cartes imprimées : soudeuse à la vague et nettoyage par immersion. L'étanchéité est obtenue par un joint torique à l'intérieur du canon, l'application de résine epoxy au niveau des sorties et l'assemblage étanche des deux parties du corps.

Il dispose de nombreuses variantes : 5 fonctions électriques uni et bipolaire, 3 longueurs de levier, sorties picots droits ou coudés, fixation renforcée par étrier ou plaquette de masse. Cet interrupteur diminue les coûts de montage en éliminant la soudure en reprise. Il se caractérise par ses dimensions réduites sur le circuit (12,7 × 6,6 pour un unipolaire) et permet 100 000 manœuvres pour les modèles 2 positions sous 0,4 VA 20 V.

Son boîtier est muni de pieds de lavage.

APR

SERVICE-LECTEURS N° 86

## Flux « sans nettoyage »

Ce flux dénommé « Xersin » n'est pas corrosif. Il passe le test du « miroir de cuivre » de la norme U.S. MIL, ce qui n'a jamais été tenu par aucune colophane activée ou un flux hydro-soluble. Seuls les flux RMA ou R y satisfont, et bien que leurs résidus soient acceptables, leur emploi est limité à cause de leur faible activité.

Les cartes de circuits imprimés soudées au flux Xersin satisfont au test de propreté MIL-P-28809 sans lavage.

Le dépôt de Xersin, après soudage, agit comme un revêtement utile. Pour une protection supplé-

mentaire, on peut ajouter un revêtement final.

Les cartes de circuits brasés avec ce flux sont faciles à inspecter et tester. Le revêtement est clair et peut être traversé par les lits de clous.

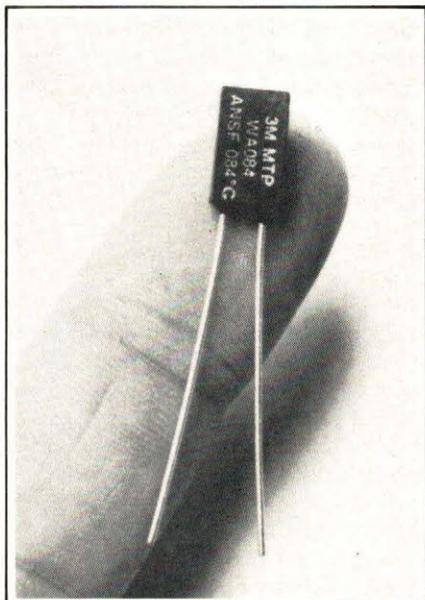
Les cartes brasées avec ces flux sont sèches, alors que la colophane est poisseuse. Enfin, les revêtements Xersin sont résistants aux vibrations et ne se fragilisent pas comme la colophane. Par ailleurs, ce flux ne projette pas vers les composants montés sur les cartes.

### Multicore/Comindus

SERVICE-LECTEURS N° 87

## Coupe-circuit thermique

Le coupe-circuit thermique « MTP » est un coupe-circuit miniature, non réarmable et sensible à une température prédéterminée. La série MTP est spécialement conçue pour protéger les bobinages des transformateurs et moteurs fractionnaires contre toute élévation dangereuse de la température normale de fonctionnement. Dès que la température atteint le seuil critique prédéterminé, le système interne agit et coupe définitivement le circuit électrique avant que des dommages ne se soient produits.



Le coupe-circuit thermique « MTP » est enfermé dans un boîtier électriquement isolé, étanche et à sorties radiales. Leur connexion est réalisée soit par soudure, soit par des connecteurs. L'intensité admissible est de 5 A à 120 V ou de 3 A à

250 V alternatif pour un circuit résistif. Sa résistance interne est de 6 mΩ. Il y a 12 valeurs de températures de déclenchement allant de 66 °C à 152 °C avec une tolérance de + 0 °C à - 4 °C.

### 3M

SERVICE-LECTEURS N° 88

## Thyristors avec gâchette interdigitée

Dans ces thyristors « press-pack », les courants limites permanents moyens atteignent 470 A à 1 050 A pour une température de boîtier de 85 °C. Pour deux des modèles dont la plage de tension usuelle pour des thyristors rapides s'étend jusqu'à 1 400 V, les temps de « turn-off » sont compris entre 18 μs et 60 μs, et pour trois modèles allant jusqu'à 2 000 V, ils sont compris entre 40 μs et 60 μs.

En raison de leur constitution avec une gâchette interdigitée, tous ces composants présentent une puissance de perte réduite et par conséquent une plage de fréquences de fonctionnement jusqu'à 10 kHz avec des courants plus élevés. A la fréquence de 50 kHz, la pente de courant critique pourrait être augmentée de 250 A/μs à 400 A/μs. Sur défaut occasionnel, on peut aller jusqu'à 1 000 A/μs.

L'un de ces thyristors est d'autre part équipé d'une gâchette auxiliaire. En appliquant une impulsion de courant négative pendant la phase d'extinction, on peut extraire rapidement les porteurs de charges de la couche intermédiaire de telle sorte que l'on peut atteindre des valeurs de temps de turn-off inhabituelle pour des thyristors de cette taille et pouvant aller jusqu'à 12 μs.

### AEG-Telefunken

SERVICE-LECTEURS N° 89

## Poste de rigidité

Le PR 12P peut s'insérer dans une boucle de mesure automatique IEEE 488 et toutes ses fonctions sont programmables, ce qui permet un gain de temps appréciable aux services « contrôle-entrée » qui pourront ainsi piloter — par exemple — leur banc de test de capacités, en contrôlant la tension d'essai. Ce poste de rigidité 12 kV, continu et alternatif,

se met automatiquement en mode « local » à la mise sous tension avec toutes ses fonctions calibrées dans la configuration de sécurité maximale. L'appareil est d'une très grande simplicité de mise en œuvre, la tension d'essai est lue par un indicateur numérique et toutes les commandes et états sont rappelés par diodes LED. Le PR 12P possède un circuit particulier qui permet la détection très rapide (10 μs) de défauts et la suppression des erreurs de mesure sur circuits capacitifs (on effectue automatiquement la sous-traction entre le courant qui circule normalement dans l'échantillon en essais et celui qui prend naissance brutalement lors d'un défaut). Le courant de court-circuit est limité à 5 mA, dans toutes les configurations (conformité aux normes « essais non destructifs ») et l'appareil peut mémoriser défauts et tension de claquage.

### Sefelec

SERVICE-LECTEURS N° 90

## Convertisseur N-A 18 bits

Ce convertisseur numérique-analogique, présenté en résolution 18 bits, a une linéarité vraie de 16 bits, soit ± 0,0008 % de la pleine échelle.

De telles performances ont pu être obtenues grâce à une technique particulière de décodage digital sur un circuit LSI associé à un réseau de résistances de précision.

Le circuit est proposé complet avec sa référence interne, des registres d'entrées et un amplificateur de sortie. Les registres d'entrées divisés en 3 segments permettent l'interface direct sur bus microprocesseur.

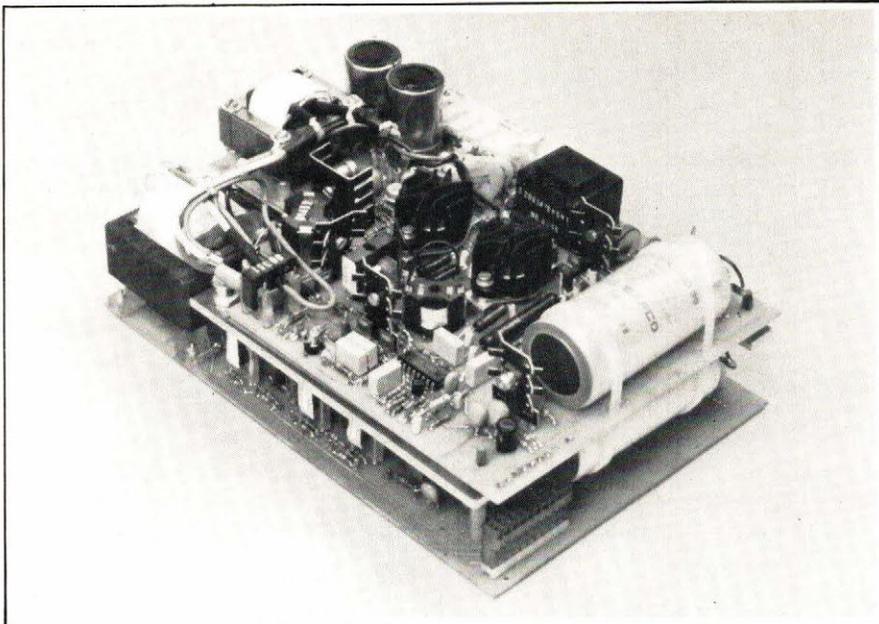
Le DAC 377-18 dans sa version B est opérationnel de - 55° à + 125° et répond aux normes MIL STD 883 - Method 5008.

La version C est opérationnelle de 0° à + 85 °.

Les coefficients de température de la linéarité et du gain sont respectivement de ± 1 ppm/°C, et ± 2 ppm/°C de la pleine échelle et permettent ainsi une excellente stabilité sur toute la gamme de température.

### Hybrid Systems.

SERVICE-LECTEURS N° 91



## Alimentations « sur mesure »

Avec cette nouvelle gamme d'alimentations à découpage multivoie, il s'agit de matériel « sur mesure » parfaitement adapté aux besoins de l'utilisateur.

Les critères de choix de l'alimentation multisource ont été :

- 3 puissances : 100 W, 140 W, 200 W.
- 4 sorties séparées.
- 2 formats : 2U/20 TE, 6U/10 TE.
- Des options : protections, sorties auxiliaires, contact d'interruption du réseau, boîtier métallique...

La conception de ce matériel repose sur trois modules standard qui peuvent être modifiés à la demande.

Les besoins des clients sont alors retranscrits sur un ordinateur. Ce dernier calcule les valeurs des composants à adapter au circuit de base. Cette méthode permet de répondre à plus de 123 millions de possibilités, dont l'une ou plusieurs conviendront aux souhaits d'un client.

**Philips**

SERVICE-LECTEURS N° 92

## Multimètre « de poche » 20 000 points

Présenté dans un boîtier de faible encombrement (139 x 44 x 89 mm) le « 255 » offre 5 fonctions et 25 gammes pour une seule entrée analogique. Sa précision nominale est de  $1.10^{-4}$  avec 10  $\mu$ V de

résolution. En tension, la plage couverte est de 0 à 1 000 V (avec protection 1 000 V sur tous les calibres); de 10 nA à 2 A en courant AC/DC et de 0,1  $\Omega$  à 20 M $\Omega$  en ohmmètre (précision  $4.10^{-4}$ ) avec une réjection en mode commun de 140 dB. Son affichage à cristaux liquides et sa nouvelle technologie sont à la base de sa faible consommation : 100 heures d'autonomie avec une batterie cadmium nickel de 6,8 V.

Le « 255 » dispose de plus en option de nombreux accessoires ; citons : les sondes de courant AC de 150 A et 1 000 A, une sonde à effet Hall AC et DC, 2 gammes 20 et 200 A, une sonde haute fréquence 500 MHz, une sonde haute tension 40 kV DC et une sonde de température à thermocouple, type K (Chromel alumel)...

**Data Precision – Eurotron**

SERVICE-LECTEURS N° 93

## Enregistreurs/lecteurs de cassettes numériques

Disponibles selon les normes SCMA 34 et Silent 700, ces enregistreurs/lecteurs utilisent le microprocesseur, qui apporte souplesse et simplicité d'utilisation à ces systèmes.

Les caractéristiques communes sont les suivantes :

- cadence de transfert jusqu'à 9 600 bauds ;
- double mémoire tampon « ping-pong » ;
- contrôle CRC et « Read after write » ;

- repérage de blocs (« Tape Mark ») ;
- entraînement direct de la cassette ;
- enregistrement de blocs de données de longueur variable (2 à 256 caractères) ;
- interfaces 8 bits parallèles, série RS 232C ou IEEE/IEC ;
- contrôle à distance total du fonctionnement via les interfaces.

Caractéristiques particulières : CDS 1.50 : système monocassette, possibilité de recherche de bloc, double interface RS 232C en standard permettant les fonctionnements : « Half Duplex », « Full Duplex Echo » et « Full Duplex R.A.W. », choix du mode de transmission ou du code (ECMA 34 ou Silent 700) à l'aide de commutateurs. CDS 1.60 : De caractéristiques générales identiques à celles du CDS 1.50, le CDS 1.60 est un système double drive permettant l'enregistrement/lecture en continu sans perte de données, ou la recopie de cassettes. De plus, on peut sélectionner par commutateurs ou à distance, le drive utilisé.

**M + S/Kontron Electronique.**

SERVICE-LECTEURS N° 94

## Ordinateur « de poche »

Pas plus encombrant qu'une calculatrice scientifique (175 x 70 x 15 mm), léger (170 g), ce premier micro-ordinateur de poche offre une autonomie de 300 heures et fonctionne grâce à une minuscule pile à oxyde d'argent. Programmable en langage BASIC, il peut être utilisé tant par les débutants que par les professionnels.

Véritable outil de gestion, préparation à l'utilisation de l'informatique, la PC-1211 possède une grande capacité de mémoire (26 mémoires fixes, 1424 pas de programmes et 178 mémoires adressables). Parfait intermédiaire entre la calculatrice programmable et l'ordinateur individuel, elle répond aux multiples besoins de chacun. Avec un prix nettement inférieur à celui d'un ordinateur individuel. Elle présente en outre l'avantage de pouvoir garder et charger les programmes et données sur un magnétophone à cassette ordinaire.

**Sharp.**

SERVICE-LECTEURS N° 95

## Transistor H.T. de commutation

Nouvellement introduit sur le marché, voici un nouveau transistor de commutation haute tension et fort courant, le BUX48B, avec une tension max collecteur-émetteur garantie à 1 000 V en VCES, 750 V en VCER (sus) et avec un courant crête collecteur jusqu'à 30 A.

Le BUX48B peut être utilisé dans des applications de commutation en monophasé quand une plus grande protection contre les transitoires de ligne est exigée. Il peut être aussi utilisé dans des circuits de commutation à partir de réseaux triphasés.

La technologie multi-épitaxiale Méssa et le boîtier TO3 haute tension sont utilisés pour la fabrication du BUX48B.

SGS

SERVICE-LECTEURS N° 96

## MOSFETS de puissance

Grâce à la technologie Z-MOS, le nombre de modèles de MOSFETS se voit multiplié, s'adaptant ainsi au mieux aux différentes applications.

En effet, il s'est avéré que cette technologie MOS à double diffusion était extrêmement versatile : le Z-MOS est maintenant employé aussi bien pour la réalisation de transistors 450 V/7,5 A que pour celle de commutateurs 40 V/0,7 A.

La famille des MOSFETS de puissance s'est rapidement étendue.

En haut de gamme, en complément à la famille IVN 6000 (500 V/2,5 A ; TO-3 ou TO-220) viennent de s'ajouter :

— la famille IVN 6100 (500 V/0,5 A : boîtier TO-39) pour les applications de moyenne puissance ;

— la famille IVN 6200 (500 V/6 A ou 250 V/8 A ou 100 V/12 A ; boîtier TO-3 ou TO-220) pour les applications de plus forte puissance ;

— la famille IVN 6300 (500 V/100 mA ou 250 V/200 mA ; boîtier TO-237 ou TO-52) pour les applications à faible courant telles que télécommunications.

Intersil

SERVICE-LECTEURS N° 97

## Détecteur pyro-électrique

Ce détecteur est constitué par un élément senseur et un amplificateur convertisseur d'impédance logés dans un boîtier hermétique de la dimension du TO5.

La fenêtre en germanium assure la protection contre la pollution, les chocs, la lumière visible et les parasites.

L'élément senseur consiste en une mince plaquette de tantalate de lithium, matériau qui ne se dépolarise pas en dessous de 600 °C.

Tous les composants (senseur et amplificateur) sont isolés électriquement du boîtier qui est lui-même connecté à une broche.

L'amplificateur de tension transforme le signal à haute impédance du senseur, qu'il n'est pas facile d'utiliser, en un signal à basse impédance plus commode d'emploi.

La combinaison d'un détecteur infrarouge et d'un tel amplificateur à FET possède les caractéristiques suivantes :

— le gain du détecteur est inférieur à 1 ;

— la réponse en tension dépend de la surface active du détecteur et de la fréquence modulée ;

— le signal de sortie présente un rapport signal/bruit très élevé.

Eltec/ISC-France.

SERVICE-LECTEURS N° 98

## « Ampli-op » de puissance

Réalisé dans un boîtier plastique TO-220 à 5 broches, l'amplificateur opérationnel de puissance TCA365 peut débiter jusqu'à 3,0 A. Doté d'une protection électronique contre les courts-circuits permanents et contre tout échauffement excessif du « chip », ce circuit intégré bipolaire peut être alimenté sous  $\pm 18$  V ou sous  $+ 36$  V. La faible résistance thermique de son boîtier (4 °C/W) et son encombrement réduit faciliteront son incorporation dans les systèmes d'automatismes, de mesure et de régulation, pour la commande de moteurs et de transducteurs analogiques à très basse impédance pour améliorer l'antiparasitage, même sur une longue distance.

Siemens

SERVICE-LECTEURS N° 99

## THERMOCOUPLES EXTRA-PLATS

- Type K, T, E.
- Epaisseur jusqu'à 0,005 mm
- Jonction isolée ou non isolée
- Excellent contact thermique
- Facile à utiliser
- Conception unique



- Grande précision
- Temps de réponse rapide

Catalogue 38510

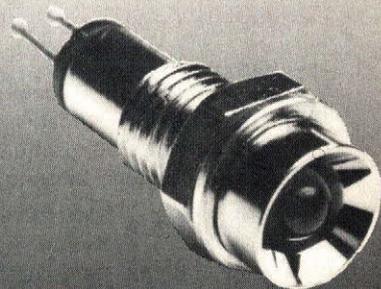
FGP

84, rue Henri Prou  
78340 LES CLAYES-SOUS-BOIS  
Tél. 055.74.92 Telex : 695 539

SERVICE-LECTEURS N° 272

comepa

Voyant LED



voyant

Distribué par :

VP  
électronique

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

SERVICE-LECTEURS N° 271

## Sonde hygrométrique

Cette sonde mesure l'humidité relative de 0 à 100 % et la température de 0 à 100 °C. Elle comporte un transmetteur qui délivre des signaux dans la gamme 4-20 mA pour chaque paramètre mesuré.

L'humidité est mesurée par un capteur utilisant comme principe la variation de capacitance d'un condensateur en couche mince ayant un diélectrique en polymère. La température est mesurée par une thermosonde à résistance de platine Pt100. Les deux capteurs sont montés dans la tête de la sonde à l'extrémité d'un tube en acier inoxydable. Un filtre en bronze poreux protège les capteurs de la poussière et des détériorations mécaniques. La sonde a une dépendance négligeable vis-à-vis de la température (0,05 %/°C), aucune compensation n'est nécessaire. L'hystérésis est inférieure à 2 % pour une excursion d'humidité 0-100 %-0. Le temps de réponse est de l'ordre de quelques secondes.

Cette sonde est un organe essentiel de toute chaîne de régulation de l'humidité et en particulier dans les tunnels de séchage de nombreux produits pour optimiser l'opération (économie d'énergie-qualité constante du produit). Autres domaines d'utilisation : imprimerie, stockage, climatisation, alimentation, emballage, cimenterie.

**Vaisala/Agemip.**

SERVICE-LECTEURS N° 100

## Générateur-vobulateur 4 MHz

Le « 189 » est un générateur de fonctions vobulé linéaire/logarithmique. Les nouveautés marquantes de ce générateur de prix modéré sont une mémorisation numérique des fréquences extrêmes de balayage, une largeur de balayage de quatre décades ainsi qu'un marqueur, variable, de fréquence.

Les fréquences extrêmes de balayage sont simplement mémorisées en les affichant au cadran et en appuyant sur un bouton. A partir de ce moment, le cadran peut être utilisé pour générer un marqueur à la fréquence affichée. Ce marqueur est une impulsion de largeur réglable qui peut générer une surbrillance sur l'oscilloscope associé ou apparaître sur une deuxième trace. Un voyant signale si la fréquence du marqueur est extérieure à la gamme balayée.

Le modèle 189 couvre la gamme de fréquence de 4 mHz à 4 MHz avec une amplitude de sortie variable jusqu'à 10 V crête-à-crête dans 50  $\Omega$ , avec une deuxième sortie indépendante atténuée de 20 dB. Les fonctions produites sont les formes d'ondes classiques sinus, triangle et carré en mode entretenu, déclenché et train d'ondes.

**Wavetek/Elexo**

SERVICE-LECTEURS N° 101

## Camera « Euroscope »

Ce produit original réalise l'analyse des informations vidéo par un ordinateur. Il ouvre des horizons nouveaux sur la perception de l'ordinateur. Celui-ci peut, désormais, percevoir et reproduire des images, les analyser, en faire une synthèse et établir des mesures, des sélections, des statistiques sur des applications multiples et diverses avec une précision, une sécurité et une rapidité supérieures à la perception humaine.

Le produit « Euroscope » est le premier à connecter directement une caméra à un ordinateur.

Cette caméra est de plus, une caméra standard répondant aux normes CCITT.

La reproduction de l'image se fait par le truchement d'un écran de contrôle standard, répondant lui aussi aux normes CCITT.

Voici les principales fonctions dans lesquelles « Euroscope » est utilisable :

- contrôle de production ;
- contrôle de qualité-final ;
- analyse graphique ;

- validation de documents ;
- analyse de surface ;
- évaluation scientifique des images ;
- photo-composition ;
- génération de courbes de températures (par utilisation de caméras infrarouge).

**General Automation.**

SERVICE-LECTEURS N° 102

## Automate programmable

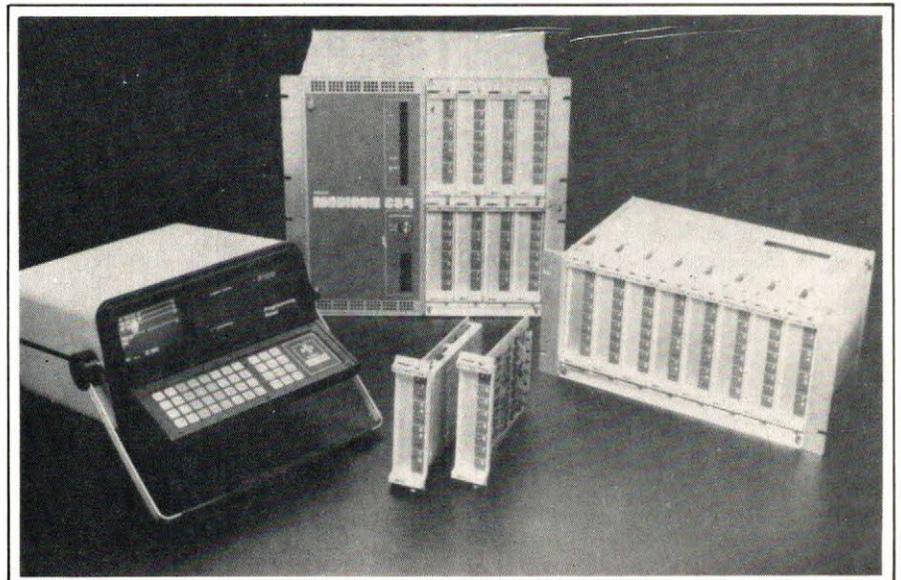
Cet équipement « 684 » est proposé en rack 19 pouces, offrant ainsi l'avantage d'un encombrement réduit de moitié. L'unité centrale, de hauteur 10 U, comprend le processeur, la mémoire (de 1 à 8 K-mots) et 8 modules de 8 entrées ou sorties. Les racks d'extension de hauteur 5 U reçoivent 64 entrées ou sorties par modules de 8 ; la capacité totale du 684 étant de 256 entrées-sorties.

Compatible avec les autres modèles de la gamme « Modicon », le 684 est programmable à l'aide des consoles P180 et P190. Cet automate principalement orienté vers le contrôle-commande de processus industriel, peut être raccordé au « MODBUS », permettant ainsi la réalisation de systèmes hiérarchisés.

Les utilisateurs du 684 peuvent, comme dans le cas des autres modèles, bénéficier d'un service d'assistance par liaison téléphonique reliant l'automate au centre de service « Modicon » (photo ci-dessous).

**Gould-Modicon/SNPMI**

SERVICE-LECTEURS N° 103



Doté de 52 instructions, le microprocesseur MSM 58421 GS, avec 1 536 octets de ROM et 40 quarts de RAM internes, autorise la commande directe de 5 digits LCD - 1 port d'entrée 4 bits plus un port 1 bit « latché » ainsi que 2 ports d'entrée/sortie 4 bits programmables permettant le dialogue avec l'environnement. Entièrement statique, le MSM 58421 GS peut être piloté par une fréquence externe ou un quartz de 4 MHz maximum, ce qui correspond à un temps d'exécution de 8  $\mu$ s par instruction.

Le fonctionnement du MSM 58421 GS est garanti entre 3 et 6 V d'alimentation pour une consommation de 2 mA typique. Il est présenté en boîtier « flat pack » 60 broches.

**O.K.I./Techi-Import professionnel.**

SERVICE-LECTEURS N° 104

## Coupleur optique V-MOS

Désormais disponible sur le marché, voici le premier coupleur optique utilisant un transistor V-MOS : le OFM-2A.

Le OFM-2A combine tous les avantages des coupleurs opto-électroniques classiques avec les performances accrues apportées par la technologie V-MOS : en particulier, l'absence complète de second claquage, le contrôle de la vitesse de commutation, l'immunité aux variations de  $dv/dt$ .

Le OFM-2A assure un isolement de 2 500 V entre l'entrée et la sortie. La LED d'entrée consomme 15 mA avec une chute de tension de 0,8 V.

Le transistor V-MOS de sortie a un courant de fuite de 0,3 mA à l'état « OFF » sous une tension de  $\pm 200$  V continus.

Le courant de la charge est de 150 mA continu et de 350 mA pic (100 ms) toujours sous une tension de  $\pm 200$  V. La résistance « ON » est de 25  $\Omega$ .

Ce coupleur optique peut être assimilé à un relais statique de faible puissance.

**Theta-J/ISC France.**

SERVICE-LECTEURS N° 105

La série E3S-L de cellules photo-électriques comprend deux modèles de base : E3S-LS10X pour une distance de détection réglable de 3 à 10 cm et E3S-LS20 pour une distance de 10, 20 et 30 cm. Le réglage de la distance de détection de la cellule E3S-LS10X est assuré par un bouton molleté qui change l'angle de l'axe optique du rayon lumineux de l'émetteur et l'axe du phototransistor du récepteur. Sont détectés seulement les objets passant au point précis du croisement des deux axes. Tout objet passant devant ou derrière ce point n'est pas détecté. Il est également possible de changer la distance de détection du type E3S-LS20 à 10, 20 ou 30 cm en utilisant les caches prévus à cet effet. Ces cellules acceptent toute alimentation comprise entre 12 et 24 V CC.

**Carlo Gavazzi - Omron**

SERVICE-LECTEURS N° 106

## Colliers polypropylène

Voici une utilisation particulière des colliers polypropylène pour les opérations d'anodisation et de plaqage.

Ces processus sont généralement hautement acides ou alcalins et comportent des pré-traitements ou post-traitements utilisant différents acides.

Les pièces à traiter, avec leur identification, doivent être maintenues fermement dans les racks, pour assurer le contact électrique tout en évitant l'arc électrique, pendant toute la durée de l'opération.

Dans la plupart des cas, les colliers polypropylène « PRT » peuvent assurer cette fonction à des coûts réduits, en raison de la rapidité et de la facilité de montage sans outillage particulier.

De plus, le modèle « PRT », étant réutilisable plusieurs fois, réduit d'autant les coûts de l'opération.

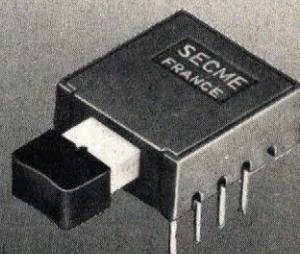
Enfin, le matériau même du collier polypropylène, en raison de sa résistance aux produits chimiques, permet de réduire sensiblement la pollution des bains, contrairement à de nombreux systèmes utilisés actuellement.

**Panduit**

SERVICE-LECTEURS N° 107

**secme**

**Poussoir COQUINTER**



interrupteurs

Distribué par :

**VP**  
**électronique**

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

SERVICE-LECTEURS N° 269

## UNE FAMILLE NOMBREUSE EN $\Delta$ P

- Liquide liquide  $\pm 12$  mbar à  $\pm 350$  bar
- Sortie 3 mV/V, 5 Volts, ou 4-20 mA
- Nombreuses options



et un choix de + de 1000 capteurs de pression

**FGP Instrumentation**

84, rue Henri Prou  
78340 LES CLAYES-SOUS-BOIS  
Tél. 055.74.92 Telex : 695 539

SERVICE-LECTEURS N° 270

# BIBLIOGRAPHIE

## Les fonctions essentielles en commutation

par Ch. Verbeek

Ouvrage complémentaire de « Les composants actifs en commutation » dans lequel l'auteur utilise les composants analysés au sein de nombreux montages destinés à générer les formes de tensions souvent nécessaires en électronique ou à réaliser des fonctions précises.

La démarche utilisée permet de bien comprendre les circuits employés en régime d'impulsions et montre la manière d'opérer les synthèses nécessaires à la réalisation de montages qui fonctionnent sans anomalies, quelle que soit la technologie employée (TTL, C.MOS, V.MOS...).

Cet ouvrage s'adresse à tous les étudiants de la spécialité du niveau de l'Institut universitaire de Technologie (IUT) et aux techniciens de l'industrie.

Un ouvrage de 208 pages, 15,5 x 24 cm, 241 figures.

**Dunod-Technique**, 17, rue Rémy Dumoncel, 75686 Paris Cedex 14.

SERVICE-LECTEURS N° 70

## Des circuits intégrés aux microprocesseurs

par R. Jary

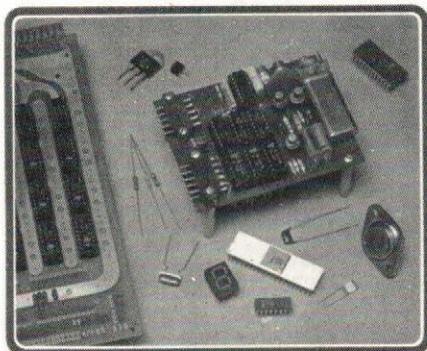
Cet ouvrage constitue un cours complet présentant les développements récents de l'électronique, tant du point de vue théorique que des applications pratiques.

Après un rappel des symboles et des théorèmes généraux concernant les circuits électriques, on aborde les circuits intégrés logiques et linéaires en les considérant comme des « boîtes noires » ayant certaines caractéristiques d'entrée/sortie, ce qui permet d'envisager très rapidement des applications :

- addition-soustraction binaire et décimale, décodage, comparaison, multiplexage avec les circuits logiques combinatoires,
- diviseurs, compteurs, registres à décalage avec les circuits logiques séquentiels,
- amplificateurs, filtres actifs, géné-

## ROBERT JARY COURS D'ELECTRONIQUE

des circuits intégrés  
aux microprocesseurs



Après Carnot C

rateurs de signaux, triggers, bascules avec les circuits linéaires du type amplificateur opérationnel.

Viennent ensuite quelques propriétés liées à la physique des semi-conducteurs ; suit la réalisation d'amplificateurs et d'oscillateurs.

Des schémas se rapportant à diverses applications sont donnés à titre d'exemple.

La dernière partie est consacrée aux composants à effet de champ (transistors et circuits intégrés MOS et CMOS) avec la réalisation de mémoires mortes ROM, PROM, EPROM, EEROM, de mémoires vives RAM et de microprocesseurs dont le fonctionnement est expliqué à partir d'un schéma-bloc.

Un ouvrage de 200 pages, 21 x 29,7 cm.

**Editions Chiron**, 40, rue de Seine, 75006 Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 71

## Initiation à la logique programmée et au microprocesseur

par J. Couderc.

Aborder le microprocesseur, c'est aussi pénétrer dans le monde de l'informatique. Pour le non-initié, une approche très progressive est indispensable. Tout d'abord, il est néces-

saire d'acquérir un vocabulaire et certaines notions de base telles que : la numération binaire, le fonctionnement des circuits intégrés de logique câblée que l'on retrouve, comme sous-ensembles, dans le microprocesseur ; parmi ces circuits, il y a notamment :

- les opérateurs de logique combinatoire (réalisant les fonctions logiques ET, OU, ET NON, etc...);
- les circuits intégrés complexes de logique combinatoire comme, par exemple, l'Unité Arithmétique et Logique dont le rôle est d'effectuer des calculs sur des nombres binaires ;
- les circuits intégrés de logique séquentielle (les bascules bistables, les registres, les mémoires électroniques).

Afin de concrétiser cette démarche, l'ouvrage est centré sur le microprocesseur 6800, très largement diffusé en Europe.

**Cepadues-éditions**, 111, rue Nicolas Vauquelin, 31300 Toulouse.

SERVICE-LECTEURS N° 72

## Electronique pour électrotechniciens

par R. Brault

Essentiellement destiné à ce qu'on nomme « formation permanente » ou « continue », cet ouvrage correspond aux programmes d'électronique des classes d'électrotechniciens série F3, de l'Education Nationale.

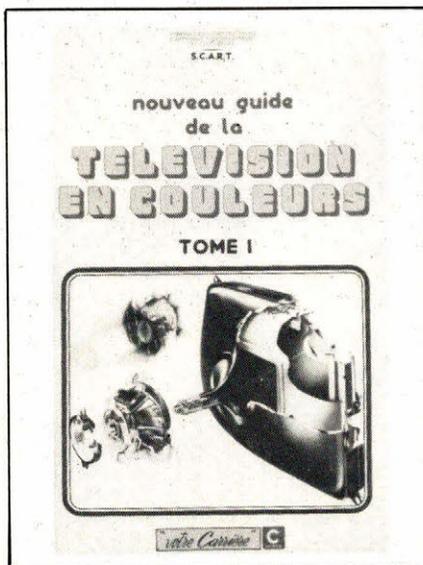
Parmi les thèmes traités au sommaire : tubes électroniques, semi-conducteurs et transistors, redressement du courant alternatif, régulation de tension, production de courants non sinusoïdaux, capteurs, mesures sur les circuits électroniques.

Pour terminer, figure un chapitre consacré à la pratique de l'oscilloscope, et aux mesures sur les semi-conducteurs, avec un rappel des précautions indispensables en la matière - afin, notamment, d'éviter toute destruction des composants électroniques mis en œuvre.

**E.T.S.F.**, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

SERVICE-LECTEURS N° 74

## Nouveau guide de la télévision couleur



Cette œuvre collective, placée sous la direction de la commission technique du **SCART**, est un document destiné tant aux étudiants qu'aux techniciens, pour la mise à jour de leurs connaissances.

Ce premier tome (un second tome paraîtra fin mai) expose les principes physiques et les bases techniques de la TV-C :

### – colorimétrie et télévision en couleurs

Optique physique - Optique physiologique - Colorimétrie trichromatique additive - Couleur des objets - Etablissement de l'équation fondamentale ;

### – tubes à image

Historique - Tubes à masque perforé - Aperçu sur la fabrication du tube à image - Evolution technologique - Tubes modernes autoconver-

gents - Précautions d'emploi des tubes couleurs ;

### – codage et transmission des informations de la télévision en couleurs

Transmission compatible - Informations à transmettre - Transmission des vidéosignaux - Constitution d'une chaîne de transmission de la télévision en couleurs - Particularités de la transmission des informations de chrominance - Mire de barre de couleur - Systèmes SECAM et PAL ;

### – normes d'émission

Définition du signal - Types de modulation - Canal radioélectrique - Normes d'émission - Plan de répartition des fréquences.

Le tome 2 abordera la structure des téléviseurs et leur maintenance.

**Collection « Votre carrière », Editions Chiron.**

SERVICE-LECTEURS N° 107

## INDEX DES ANNONCEURS

ALMEX.....	58
BLANC MECA.....	90
DIGITAL.....	4
E.A.S.....	42, 73
ELECTRO-CONCEPT.....	10
ELEXO.....	60
E.T.S.F.....	130
EYROLLES.....	114
FGP.....	
INSTRUMENTATION.....	123, 125
GEDIS.....	17

GENERIM.....	16, 18, 30
ICI.....	2 <sup>e</sup> couv.
ITT.....	36
J. RICHARD/PEKLY.....	10
MARVYLEC.....	127
MEKTRON.....	72
METRIX.....	98
MICROSYSTEMES.....	3 <sup>e</sup> couv.
MONDIAL.....	
ELECTRONIQUE.....	119
PHILIPS.....	4 <sup>e</sup> couv.

RTC.....	35, 41, 59
S.C.T.....	18
S.D.S.....	30, 114, 127
SEFELEC.....	114
SELFCO.....	129
SMCI.....	16
SOAMET.....	30
SYSTRON-DONNER.....	74
YREL.....	18
VP ELECTRONIQUE.....	123, 125

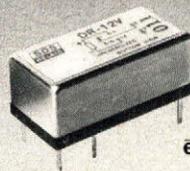
# SDS

## RELAIS

# UNE TECHNOLOGIE D'AVANT-GARDE

## RELAIS DR

- Configuration de contact : 1 RT
- Résistance de contact < 30 mΩ
- Pression de contact > 10 cN
  - Contacts jumelés
- Pouvoir de coupure : pA, μV → 2 A, 250 V, 30 W, 60 VA
  - Boîtier métallique blindé hermétique
  - Sorties en DIL
- Version sans consommation (DRC)
- Monostable et bistable 1 ou 2 bobines



ech:1

DIMENSIONS : 20 x 10 x 8,3

RELAIS POUR TELEPHONIE ET TELEMATIQUE

**SDS** -FRANCE  
LA BOURSIDIÈRE - R.N. 186 - 92350 LE PLESSIS-ROBINSON  
TEL. 630.35.90

DISTRIBUTEURS AGRÉÉS

A 2 M	DIMACEL	CNA	ORBITEC	STIE	WAGO
954.91.13	790.62.32	867.44.25	258.15.10	(16) (78) 80.80.60	737.39.72

SERVICE-LECTEURS N° 253



**SF 415** Châssis à insoler les circuits imprimés  
410 x 280 mm.  
**1 440 francs H.T.**

**Modèle SF 420 A**, 560 x 300 mm  
**1 740 francs H.T.**

Autres modèles simple et double face.



**GM 421 A**  
Machine à graver les circuits imprimés fonctionnant

à mousse de perchlorure

**1 950 francs H.T.**

(GM 422 = 1750 F H.T.)

Notre matériel professionnel est le moins cher du marché international. Démonstration et documentation sur simple demande.

## MARVYLEC ELECTRONIQUE

6, rue de la Marne, 95460 EZANVILLE

Téléphone (3) 991.30.72

SERVICE-LECTEURS N° 254

# S'ABONNER?

## POURQUOI?

Parce que s'abonner à "ELECTRONIQUE APPLICATIONS"

C'est ● plus simple,  
● plus pratique,  
● plus économique.

C'est plus simple

● un seul geste, en une seule fois,  
● remplir soigneusement cette page pour vous assurer du service régulier de ELECTRONIQUE APPLICATIONS

C'est plus pratique

● chez vous!  
dès sa parution, c'est la certitude de lire régulièrement notre revue  
● sans risque de l'oublier, ou de s'y prendre trop tard,  
● sans avoir besoin de se déplacer.

## COMMENT?

En détachant cette page, après l'avoir remplie,

● en la retournant à:  
ELECTRONIQUE APPLICATIONS  
2 à 12, rue de Bellevue  
75940 PARIS Cédex 19

● ou en la remettant à votre marchand de journaux habituel.

Mettre une X dans les cases  ci-dessous et ci-contre correspondantes :

Je m'abonne pour la première fois à partir du n° paraissant au mois de .....

Je renouvelle mon abonnement et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à cette demande la somme de ..... Frs par :

chèque postal, sans n° de CCP

chèque bancaire,

mandat-lettre

à l'ordre de: ELECTRONIQUE APPLICATIONS

## COMBIEN?

ELECTRONIQUE APPLICATIONS (6 numéros)

1 an  87,00 F France

1 an  110,00 F Etranger

(Tarifs des abonnements France: TVA récupérable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abonnements Etranger: exonérés de taxe, frais de port inclus).

ATTENTION! Pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F. en timbres-poste, et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

Ecrire en MAJUSCULES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

\_\_\_\_\_  
Nom, Prénom (attention: prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

\_\_\_\_\_  
Complément d'adresse (Résidence, Chez M..., Bâtiment, Escalier, etc...)

\_\_\_\_\_  
N° et Rue ou Lieu-Dit

\_\_\_\_\_  
Code Postal

\_\_\_\_\_  
Ville

**ELECTRONIQUE  
APPLICATIONS**

Sans erreur, il teste les graphes, choisit la meilleure solution, la plus fiable, la plus rapide et la mieux protégée aux parasites.

Les programmes qu'il génère sont prêts à être mis en REPRON et à "tourner".

Mise au point: ... en temps réel, directement sur la machine à automatiser.

Exécution des programmes 100 fois plus rapide que par les moyens traditionnels.

Mise au point: Tout seul, il indique les aberrations, les redondances, les possibilités de simplification de vos graphes.

Parasites: Antiparasitage automatique par programme.

programmes  
d'automatismes industriels:

# il écrit les programmes à votre place

SELFCOGRAPH-7 est un outil de développement révolutionnaire pour microprocesseur 6800 (6809 en option)... qui écrit les programmes d'automatismes industriels à votre place.

Lorsque l'organigramme de la machine à automatiser est réalisé, il n'y a plus qu'à rentrer la description de cet organigramme dans SELFCOGRAPH-7.

SELFCOGRAPH-7 génère le programme correspondant, prêt à être mis en REPRON et prêt à être exécuté par un microprocesseur 6800 (ou 6809).

Avec écran, clavier, double floppy 5", émulateur 6800, simulateur de ROM programmeur de REPRON, intercompilateur GRAFCET 6800, éditeur-assembleur 6800, BASIC, DOS, 100 K équivalent RAM.

## SELFCOPROCESSEUR II

Même outil de développement en version "faible coût" (sans Grafcet)  
- logiciels résidents (sur REPRON)  
- éditeur-assembleur 6800  
- moniteur SELFCOBUG II  
- traducteur, BASIC III, moniteur d'apprentissage et d'aide à la programmation, 16 K RAM  
- utilisateur, sorties: 1/2 PIA  
- imprimante parallèle, avec magnéto-cassettes standard.

SELFCOGRAPH-7 et SELFCOPROCESSEUR II sont des machines compactes avec clavier et écran incorporé.

**Selfcoprocesseur II et Selfcograph-7 sont des produits France-Microsoft.**  
**Distributeur exclusif pour la France: SELFCO**

Nous vous proposons gratuitement et sans engagement de votre part, une documentation complète avec description et caractéristiques. Découpez et retournez-nous simplement ce bon, dûment rempli à:

**SELFCO - 31, rue du Fossé-des-Treize  
67000 Strasbourg - Tél. (88) 22.08.88**

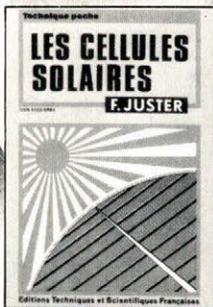
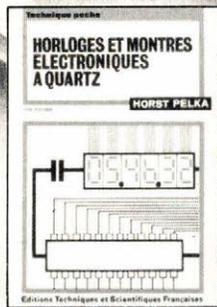
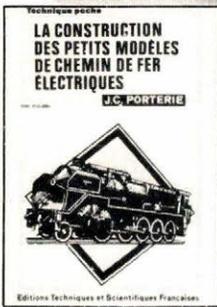
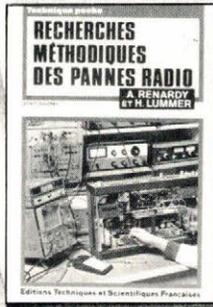
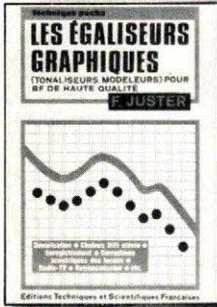
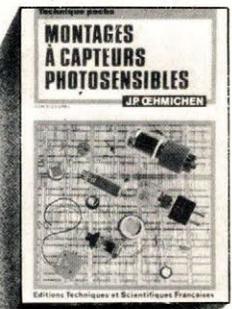
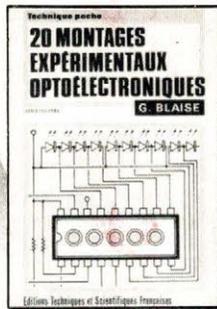
Oui, je désire recevoir sans engagement de ma part, la documentation concernant les produits suivants:

Selfcograph-7     Selfcoprocesseur II

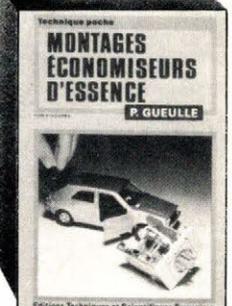
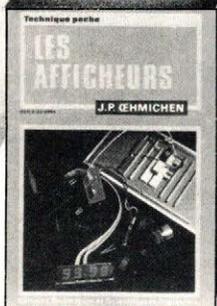
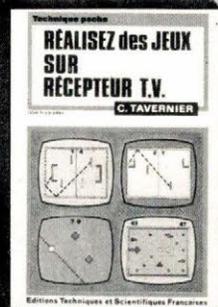
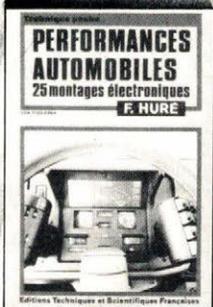
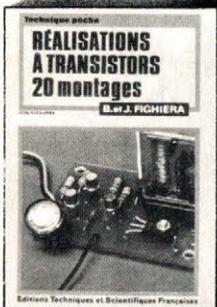
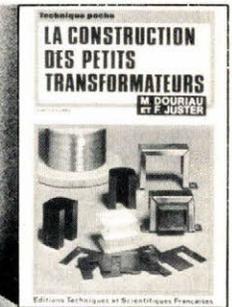
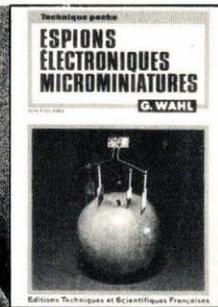
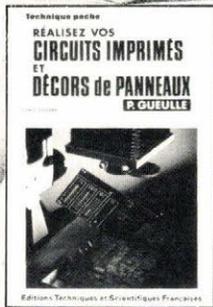
Nom \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

# SELFCO



**COLLECTION TECHNIQUE POCHE**  
Éditions Techniques et Scientifiques Françaises  
2 à 12, rue de Bellevue  
75940 Paris Cedex 19



Affranchir  
ici

**ELECTRONIQUE  
APPLICATIONS**

# **ELECTRONIQUE APPLICATIONS**

**S.A.P.  
70, rue Compans  
75940 Paris Cedex 19 - France**

**Service Lecteurs**

**Secteur d'activité :**

Recherche :	0
Enseignement :	1
Informatique	
Microinformatique :	2
Electronique	
Electrotechnique -	
Automatique :	3
Automobile :	4
Aéronautique :	5
Fabrication d'équipements ménagers :	6
Profession libérale :	7
Profession médicale ou paramédicale :	8
Autre secteur :	9

**Fonctions :**

Direction :	0
Cadre supérieur :	1
Ingénieur :	2
Technicien :	3
Employé :	4
Etudiant :	5
Divers :	6

Affranchir  
ici

# **ELECTRONIQUE APPLICATIONS**

**S.A.P.  
70, rue Compans  
75940 Paris Cedex 19 - France**

Carte à joindre au règlement et à adresser à :

# **ELECTRONIQUE APPLICATIONS**

**Service «Vente au numéro»  
2 à 12, rue de Bellevue  
75940 PARIS Cedex 19 - France**

**ELECTRONIQUE  
APPLICATIONS**

## Service Lecteurs

### Service Lecteurs ELECTRONIQUE n° APPLICATIONS

Pour être rapidement informé sur nos publicités et «nouveaux produits», remplissez cette carte. (Ecrire en capitales).

Nom : \_\_\_\_\_ Prénom : \_\_\_\_\_  
 Adresse : \_\_\_\_\_  
 Code postal : \_\_\_\_\_ Ville : \_\_\_\_\_  
 Pays : \_\_\_\_\_ Secteur d'activité : [ ] Fonction : [ ]  
 Société : \_\_\_\_\_ Tél : \_\_\_\_\_

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
REDACTION	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75
	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125
126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150	
PUBLICITE	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175
	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200
	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225
	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250
	251	252	253	254	255	256	257	258	259	260	261	262	263	264	265	266	267	268	269	270	271	272	273	274	275
	276	277	278	279	280	281	282	283	284	285	286	287	288	289	290	291	292	293	294	295	296	297	298	299	300
	301	302	303	304	305	306	307	308	309	310	311	312	313	314	315	316	317	318	319	320	321	322	323	324	325
	326	327	328	329	330	331	332	333	334	335	336	337	338	339	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349	350
	351	352	353	354	355	356	357	358	359	360	361	362	363	364	365	366	367	368	369	370	371	372	373	374	375
	376	377	378	379	380	381	382	383	384	385	386	387	388	389	390	391	392	393	394	395	396	397	398	399	400

Ce service «lecteurs» permet de recevoir de la part des fournisseurs et annonceurs, une documentation complète sur les publicités et «produits» publiés dans ELECTRONIQUE APPLICATIONS.

Il vous suffit pour cela, de cercler sur la carte «Service lecteurs» le numéro de code correspondant à l'information souhaitée et d'indiquer très lisiblement vos coordonnées.

Adressez cette carte affranchie à ELECTRONIQUE APPLICATIONS qui transmettra toutes les demandes et vous recevrez rapidement la documentation.

La liste des annonceurs, l'emplacement de leur publicité et leurs numéros de code, sont référencés dans l'index ci-contre.

Pour remplir la ligne «secteur d'activité» et «fonction», indiquez simplement les numéros correspondants en vous servant du tableau reproduit au verso.

### Service Lecteurs ELECTRONIQUE n° APPLICATIONS

Pour être rapidement informé sur nos publicités et «nouveaux produits», remplissez cette carte. (Ecrire en capitales).

Nom : \_\_\_\_\_ Prénom : \_\_\_\_\_  
 Adresse : \_\_\_\_\_  
 Code postal : \_\_\_\_\_ Ville : \_\_\_\_\_  
 Pays : \_\_\_\_\_ Secteur d'activité : [ ] Fonction : [ ]  
 Société : \_\_\_\_\_ Tél : \_\_\_\_\_

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
REDACTION	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75
	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125
126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150	
PUBLICITE	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175
	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200
	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225
	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250
	251	252	253	254	255	256	257	258	259	260	261	262	263	264	265	266	267	268	269	270	271	272	273	274	275
	276	277	278	279	280	281	282	283	284	285	286	287	288	289	290	291	292	293	294	295	296	297	298	299	300
	301	302	303	304	305	306	307	308	309	310	311	312	313	314	315	316	317	318	319	320	321	322	323	324	325
	326	327	328	329	330	331	332	333	334	335	336	337	338	339	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349	350
	351	352	353	354	355	356	357	358	359	360	361	362	363	364	365	366	367	368	369	370	371	372	373	374	375
	376	377	378	379	380	381	382	383	384	385	386	387	388	389	390	391	392	393	394	395	396	397	398	399	400

## BON DE COMMANDE réservé à la VENTE AU NUMERO

Il est indispensable de remplir et de retourner les 2 parties du Bon ci-dessous et de mettre une croix dans la case du numéro demandé.

### ELECTRONIQUE APPLICATIONS

2 à 12, rue de Bellevue 75940 PARIS Cedex 19

N<sup>os</sup> demandés :

1 2 4 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16

Album 1979 comportant les numéros 9-10-11-12  
 (les numéros 3 et 5 sont épuisés)

Album 1980 comportant les numéros 13-14-15-16  
 (parution en mars 1981)

Je règle la somme de :

(18,00 F par N° - Album 64,00 F franco)

par  chèque bancaire  ch.-postal (sans n° CCP)

Nom, Prénom .....

N° et rue .....

Code Postal..... Ville .....

### ELECTRONIQUE APPLICATIONS

2 à 12, rue de Bellevue 75940 PARIS Cedex 19

N<sup>os</sup> demandés :

1 2 4 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16

Album 1979 comportant les numéros 9-10-11-12  
 (les numéros 3 et 5 sont épuisés)

Album 1980 comportant les numéros 13-14-15-16  
 (parution en mars 1981)

Nom, Prénom .....

N° et rue .....

Code Postal..... Ville .....

chez tous les  
marchands de journaux.



# QUI DIT MICROPROCESSEUR DIT INFORMATIQUE

Quand on est électronicien, on n'est pas nécessairement informaticien. Alors que faire lorsque l'on sait qu'en 1985 la moitié des équipements électroniques seront architecturés autour des microprocesseurs ?

La réponse ne se trouve pas plus dans une revue d'électronique que d'informatique. Par contre MICRO-SYSTÈMES peut certainement vous aider ?

Première revue française d'initiation et de développement à la micro-informatique, MICRO-SYSTÈMES constitue un carrefour entre l'électronique et l'informatique, destiné à réunir l'ensemble des professionnels étudiants et amateurs qui souhaitent s'initier ou se perfectionner dans la connaissance et l'utilisation des microprocesseurs et micro-ordinateurs.

Demandez-la à votre marchand de journaux, ou souscrivez un abonnement au prix exceptionnel de 75 F (105 F pour l'étranger) pour 6 numéros en adressant votre règlement à :  
MICRO-SYSTEMES, Service Abonnements, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

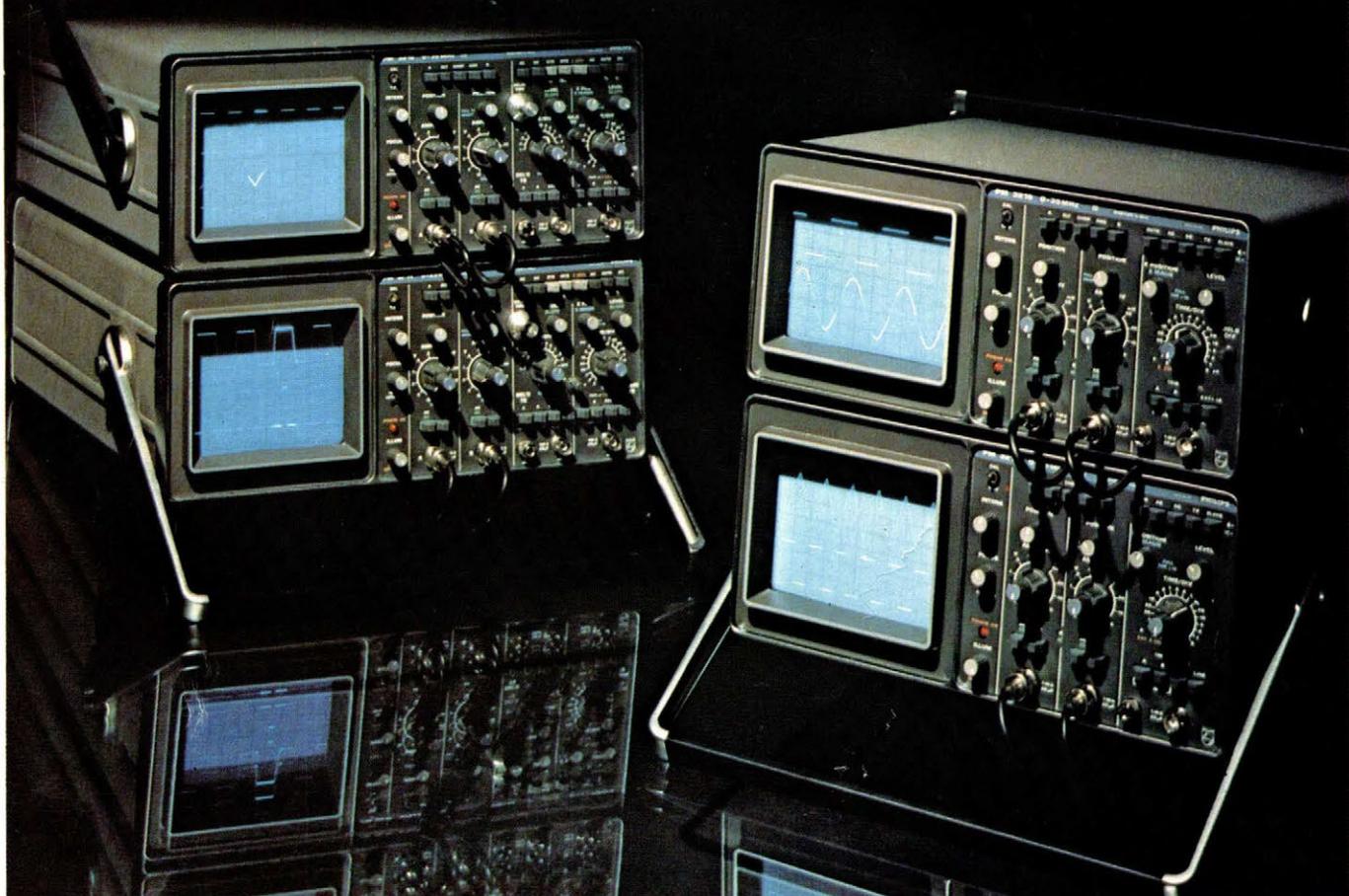


**MICRO SYSTEMES**

43, rue de Dunkerque - 75010 Paris - Tél. : 285.04.46.

SERVICE-LECTEURS N° 260

# 4 oscilloscopes Philips pour faire un choix sur mesure.



PM 3212 : 25 MHz/2 mV. Des spécifications qui conviennent pour le laboratoire et l'enseignement.

PM 3214 : identique au PM 3212. Base de temps retardée, représentation en mode alterné.

PM 3216 : identique au PM 3212 avec 35 MHz de bande passante et temps mort réglable. Convient pour les applications numériques.

PM 3218 : identique au PM 3214 avec 35 MHz de bande passante et temps mort réglable. Le plus complet de la gamme. Maintenant à vous de choisir.



Mesure

**PHILIPS**  
La réflexion et le concret

**S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE**  
Division Science et Industrie

BOBIGNY 93002 - 105, rue de Paris - (1) 830.11.11.

LILLE 59014 - 47, rue Barthélemy-Delespaul - (20) 06.92.24.

LYON 69009 - 25, av. des Sources - (7) 835.70.00.

MARSEILLE 13266 - 101, av. du Prado - (91) 79.90.11.

NANTES 44471 - B.P. 75 - Carquefou Cedex - (40) 49.11.27.

STRASBOURG-NANCY 67000 - 6, rue de Niederbronn - (88) 36.18.61.

TOULOUSE-BORDEAUX 31017 - 25, boulevard Silvio-Trentin - (61) 47.75.52.

AFRIQUE et OUTRE-MER - PARIS 75008 - 33, rue La Boétie - (1) 225.00.80.

NOM \_\_\_\_\_

SOCIÉTÉ \_\_\_\_\_

FONCTION \_\_\_\_\_

ADRESSE \_\_\_\_\_

VILLE \_\_\_\_\_

DÉPARTEMENT \_\_\_\_\_

M4/80 - EA