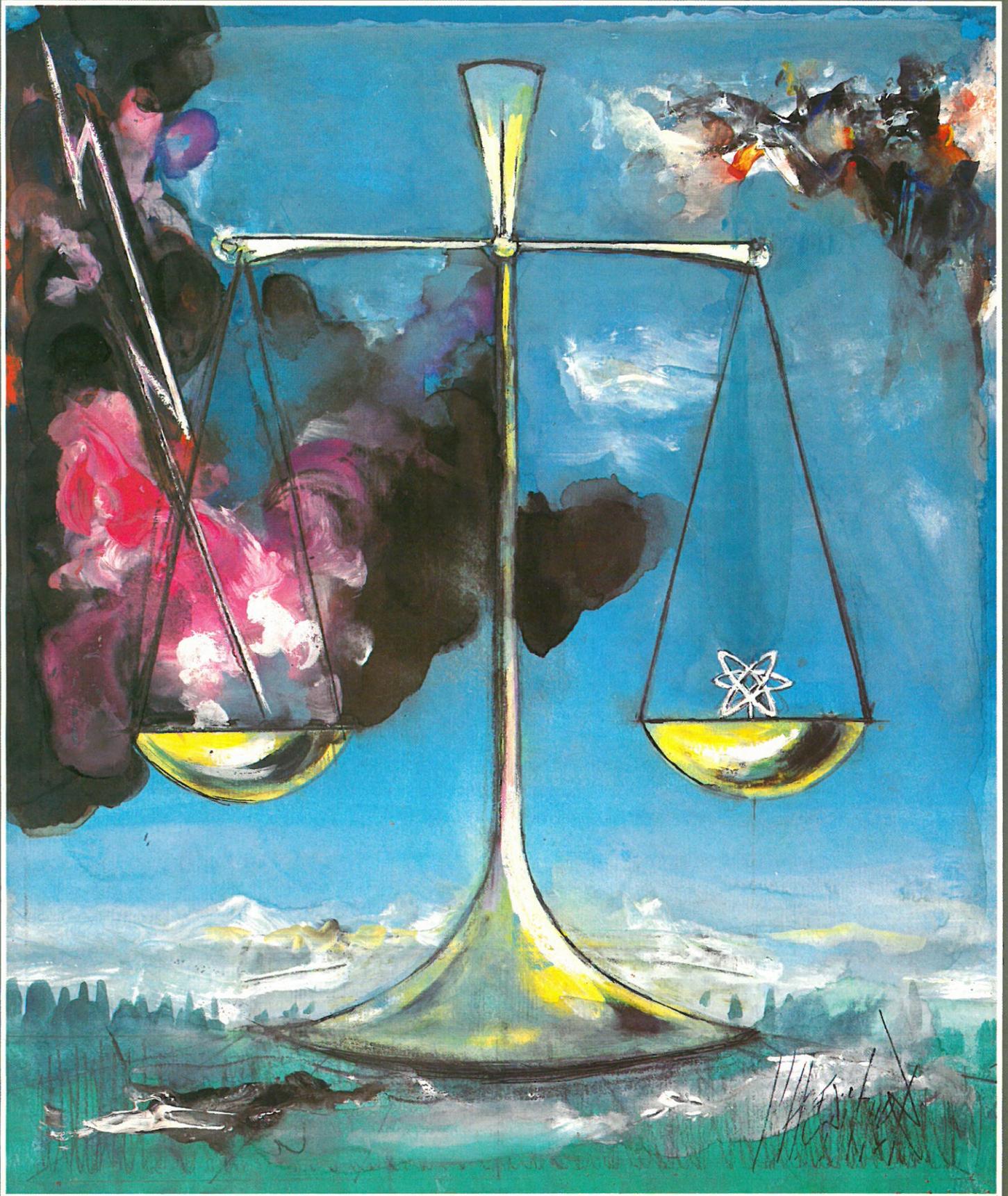


# ELECTRONIQUE

## APPLICATIONS



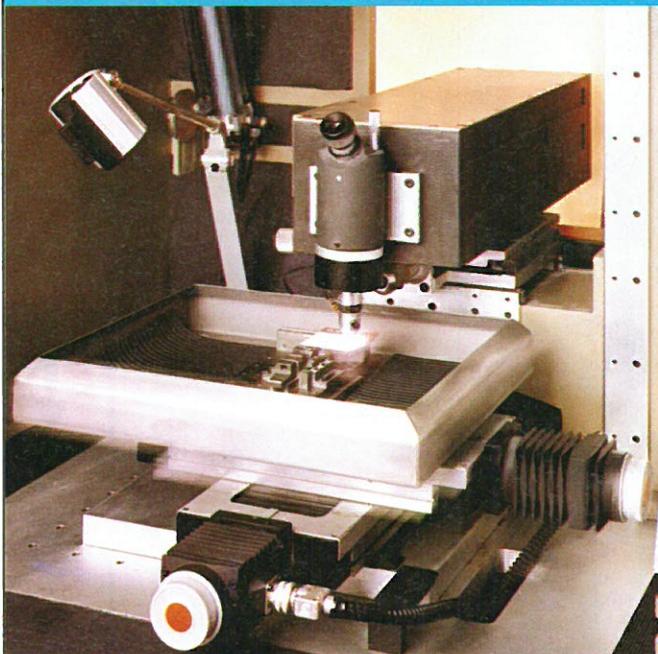
Bimestriel N° 41 - 25 F Avril-Mai 1985

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

**NOUVEAU**



# DES LASERS YAG PERFORMANTS



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

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

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

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

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

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

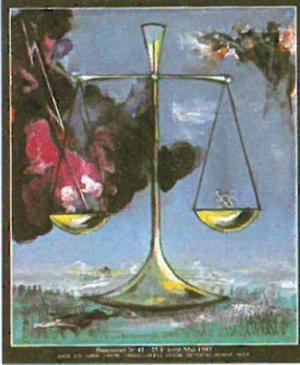
**lasers cheval s.a.**

**CONSTRUCTEUR FRANÇAIS**

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

SERVICE-LECTEURS N° 136

**ELECTRONIQUE  
APPLICATIONS**



**ELECTRONIQUE  
APPLICATIONS** **visu**

## **ELECTRONIQUE APPLICATIONS**

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

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

Copyright 1985 - Société Parisienne d'Édition  
Dépôt légal : Mars 1985 N° éditeur : 1275

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

Rédacteur en chef : Jean-Claude Roussez

Coordinateur technique : Jean-Marc Le Roux

Maquette : Michel Raby

Couverture : Gilbert L'Héritier

Ce numéro a été tiré à 51 000 exemplaires

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

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

Responsable international de la publicité :  
Michel Sabbagh

Chef de publicité : Francine Fohrer



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

« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. »  
**Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.**

Distribué par SAEM Transports Presse

Imprimeries Edicis-Evry ; S.N.I.L.-Aulnay

**41**

*Analyse*

Le point sur les études et les diplômes 99

*Applications*

Alimentation à découpage 30 W pour micro-ordinateur 17

Addition digitale de deux fréquences 29

Le « multiplicateur de taux » et ses applications 35

*Composants*

Principes d'utilisation des transistors MOS de puissance 63

*Etude*

Les convertisseurs tension-fréquence et leurs applications 43

Mesure automatique du comportement thermique des semi-conducteurs 51

*Micro*

Stockage d'un maximum d'informations sur une disquette 57

Documentation Catalogues 10

Bibliographie 14

Mots croisés : énoncé 60

Mots croisés : solution 80

Répertoire des annonceurs 126

Formulaire d'abonnement 130

Encart service-lecteurs vente au numéro 131-132

**Télématique**  
Funitel : des jeux pour les petits... et l'écran 84

**Mesures**  
Système d'acquisition de données « DASA 9000 » : demandez le menu 86  
Tektronix : 3 terminaux qui ont de la mémoire 88

**Micro-informatique**  
Micropross « ROM 5000 » : assembler, désassembler, c'est toujours programmer 90

**Robotique**  
I2S : l'œil du robot 92

**Péri-informatique**  
Selia présente la carte qui parle 94  
Ultec : l'information mise en boîte 94

**Bureautique**  
Ankersmit : Busiplot, suivez-le à la trace 96

**Technologie**  
Applied Materials : gravure plasma de précision 98

 Produits connexes 114

 Composants actifs 118

 Equipements 120

 Opto-électronique 122

 Mesures 124

# DOCUMENTATION

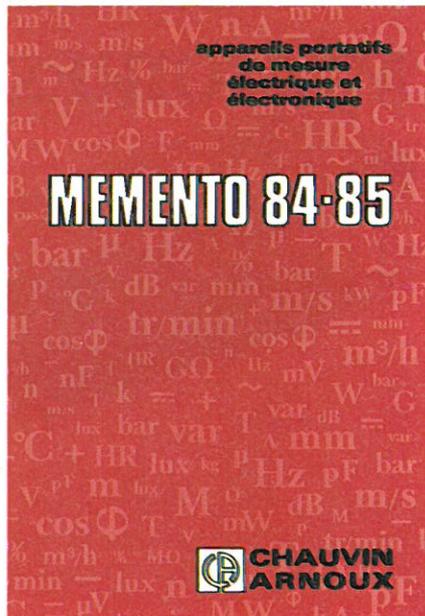
## Chauvin-Arnoux :

### « memento 84-85 »

C'est bien sûr d'instrumentation dont il est d'abord question dans ce catalogue de 84 pages : multimètres, contrôleur universels, pinces, instruments de mesure des grandeurs physiques ; mais également de contrôle d'installations électriques (terre, isolement...) ainsi que de matériel de « plate-forme » et d'enseignement : ponts de mesure, alimentations, wattmètres, fréquencemètres...

Les enregistreurs et tables traçantes Ielec ne sont pas non plus oubliés.

Chauvin-Arnoux  
Tél. : (1) 252.82.55  
Tx : 280 589



## Schroff :

### les normes du

### « 19 pouces »

C'est un document peu habituel que publie Schroff à l'intention des utilisateurs de bacs à cartes, coffrets, baies et racks : il s'agit des normes afférentes au système 19 pouces.

On y explique l'étendue des normes, les relations entre les différentes normes et certains autres détails qui ont leur importance pour les utilisateurs.

Des exemples concrets représentant les produits normalisés contribuent à rendre cet exposé moins abstrait. Les dimensions et les tolérances concordent évidemment avec les valeurs normalisées.

Une représentation graphique de l'ensemble des produits normalisés et des liens qui les unissent permet de mieux comprendre les normes. L'intérêt de ces dernières étant international, la correspondance entre les normes DIN et CEI est également publiée.

## Schroff

Tél. : (88) 54.49.33  
Tx : 880 710

## « Instruments 1985 »

### par Enertec

Chaque grand chapitre de ce catalogue est précédé d'un article technique donnant, pour les différents types d'appareils, des informations technologiques, des critères d'utilisation.

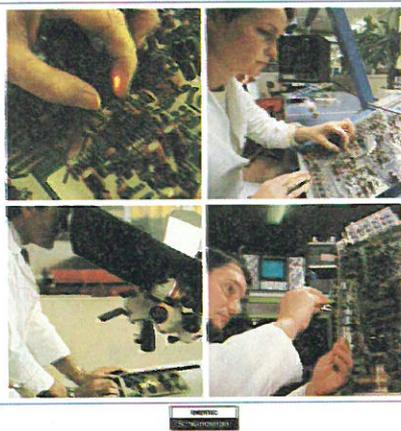
L'ouvrage comporte 256 pages et décrit de façon détaillée tous les matériels du département Instrumentation générale : oscilloscopes, fréquencemètres, générateurs, analyse logique et dynamique, matériels pour mesures en télécommunications et sur fibres optiques, enregistreurs graphiques, UV et magnétiques, équipements de mesures vidéo et audio, contrôleur de bus, voltmètres et multimètres, matériels radiofréquence, centrales de mesures, capteurs, alimentations stabilisées, imprimantes, etc.

Parmi les principales nouveautés décrites, citons :

- les analyseurs logiques 32/48 voies, série « 7610 » ;
- les analyseurs de transmissions numériques 2 et 8 Mbits/s, série « 7702 » ;
- un localisateur de défauts sur

## INSTRUMENTS 1985

Enertec



- câbles coaxiaux, « 7750 » ;
- un multimètre calculateur 200 000 points, « 7151 » ;
- un banc de mesure compact pour émetteurs et récepteurs, « 4040 » ;
- un interface électrochimique « 1286 ».

## Enertec

Tél. : (3) 946.96.50  
Tx : 698 267

## « Systèmes d'enregistrement interfaces » - Guide Linseis

Ce guide de 180 pages regroupe le programme de fabrication Linseis : enregistreurs potentiométriques, enregistreur à pointés, tables traçantes X-Y, matériel d'analyse thermique. Linseis propose également des plotters, des ensembles d'acquisition de données, des enregistreurs rapides et a astucieusement inclus dans ce manuel des informations pratiques comme les tableaux f.é.m. des thermocouples, la table des valeurs d'une sonde Pt 100 et des conseils pour le choix des capteurs.

## Linseis

Tél. : (1) 602.63.81  
Tx : 200 122

# DOCUMENTATION

## Locamesure : 85 = 850

... Ce sont en effet 850 références produits que groupe l'édition 85 du catalogue Locamesure.

Il débute par un glossaire détaillé tenant compte des diverses terminologies usitées avec renvoi sur la famille de matériels correspondante, et par

un classement alphabétique des fabricants. Répertoriés en cinq grands chapitres d'applications (Instrumentation d'usage général ; Analyse numérique ; Micro-ordinateurs, calculateurs et périphériques ; Systèmes de développement ; Télécommunications), tous les produits font, par ailleurs, l'objet d'une brève description de leurs principales caractéristiques.

Un classement « analytique » (exemple : économies d'énergie, environnement...) aide le lecteur à repérer le matériel cherché.

Enfin, l'activité « Micro-ordinateurs » est marquée par un accroissement des références (35 au total), qu'il s'agisse de l'apparition au catalogue du Macintosh (après DEC, HP, IBM) ou du renforcement du parc des périphériques (disques, interfaces, imprimantes, consoles...).

## Catalogue 1985

### Multisources

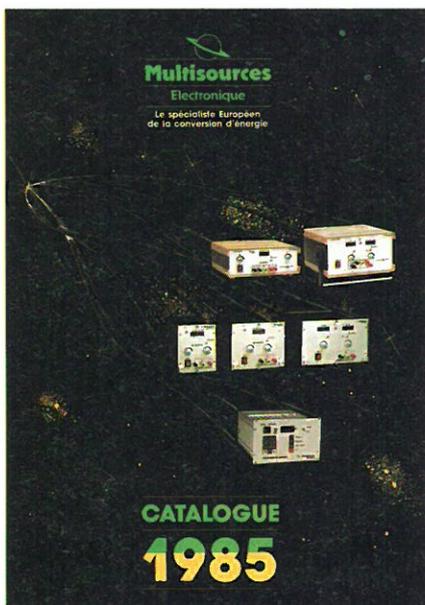
Parmi les nouveaux produits présentés dans ce catalogue, et fabriqués en France par Multisources, on remarque :

- une gamme d'alimentations programmables de laboratoire et d'équipement ;
- un interface de programmation bidirectionnel IEEE 488 ou RS 232 ;
- des alimentations à découpage en « châssis ouvert » ;
- une alimentation de laboratoire 3 voies.

Bien entendu, les produits « classiques » sont également répertoriés : alimentations ininterrompibles, convertisseurs DC/DC, onduleurs, changeurs de fréquence, alimentations diverses.

### Multisources

Tél. : (3) 044.02.44  
Tx : 697 071



## Catalogue « opto »

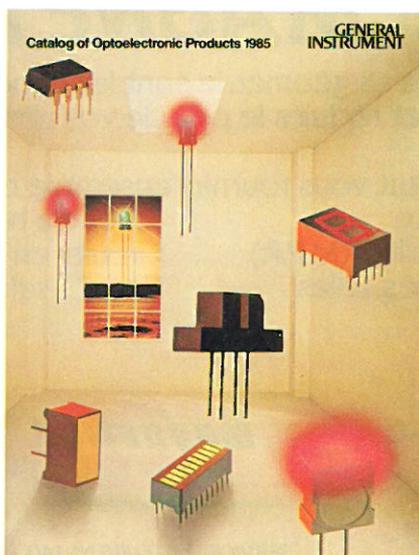
### General Instrument

Au sommaire de ce catalogue, la gamme des produits optoélectroniques G.I. : opto-isolateurs, émetteurs et détecteurs infrarouge, commutateurs opto, afficheurs numériques et alphanumériques, diodes LED (environ 160 références en 3 couleurs), et également des composants plus spécifiques tels que photo-triacs et photo-Darlington.

Des notes d'applications complètent cet ouvrage de 550 pages ; on y trouve : comment choisir et utiliser les diodes LED ; notions de photométrie ; circuits de commande à optocoupleurs ; le test des diodes électroluminescentes ; schémathèque de circuits opto bas niveau ; interfaces lignes à isolation optique.

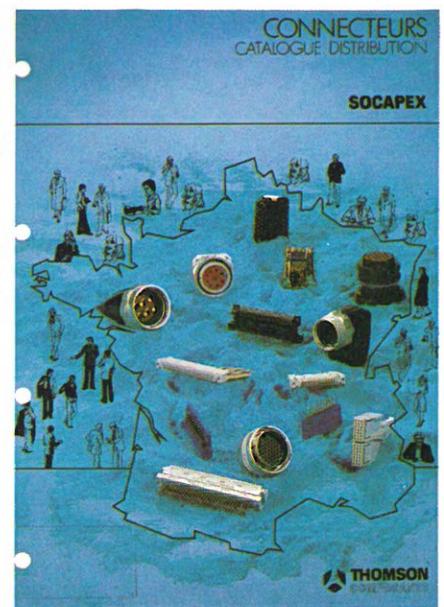
### General Instrument

Tél. : (1) 374.11.33  
Tx : 213 073



### Locamesure

Tél. : (1) 687.42.50  
TX : 202 145



## « Connecteurs - Catalogue distribution » Socapex

Ce catalogue donne une présentation générale de la connectique SocaPex : connecteurs cylindriques, rectangulaires, pour circuits imprimés, connecteurs coaxiaux... et ce, pour les domaines industriels et militaires. Son but est de faciliter le contact entre les utilisateurs et le réseau de distribution SocaPex, lequel comprend 14 sociétés et 35 points de vente.

### Socapex

Tél. : (1) 772.91.13  
Tx : 204 780

# BIBLIOGRAPHIE

## Quelle antenne choisir ?

par P. Duranton

L'antenne, élément essentiel de toute chaîne radioélectrique, pose souvent un problème de choix, tant est grande la diversité des modèles proposés.

De l'antenne « long fil » aux antennes paraboliques en passant par les antennes yagi, cet ouvrage présente un éventail très large des matériels, classés par type d'utilisation et accompagnés de tous les conseils utiles à leur mise en œuvre.

Les radio-amateurs, cibistes, et DX'ers radio ou TV trouveront sans difficulté le modèle d'antenne le mieux adapté à leur problème.

ETSF

P. DURANTON

## QUELLE ANTENNE CHOISIR ?



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

Principaux chapitres : Critères de choix d'une antenne ; Ondes longues et VLF ; ondes moyennes ; Ondes courtes (1 à 30 MHz) ; C.B. ; Ondes métriques VHF/UHF ; Télévision ; Hyperfréquences ; Réception de satellites ; Réglage des antennes pour mobiles ; Mesure du TOS et du ROS ; Abaques.

Un ouvrage de 160 pages, format 15 x 21.

ETSF

2 à 12, rue de Bellevue  
75019 Paris

## Systèmes de télécommunications ; bases de transmission

par P.-G. Fontolliet

Cet ouvrage, publié sous l'égide du CNET et de l'ENST, a pour but de permettre d'évaluer, de comparer et de dimensionner des procédés, des milieux et des systèmes de transmission.

Après une présentation générale des buts, des services et de l'impact humain des télécommunications, la notion d'information est introduite et quantifiée. Les objectifs et les contraintes de la planification d'un système sont précisés, en spécifiant la qualité de transmission et en abordant les problèmes de coordination internationale, de fiabilité et les aspects économiques.

Les propriétés des lignes, des fibres optiques et des ondes font l'objet d'un chapitre pragmatique, suivi d'un exposé général de quelques procédés de transmission tels que la modulation, l'échantillonnage et le multiplexage.

Deux chapitres fondamentaux sont consacrés l'un à la transmission numérique et aux problèmes de régénération, l'autre à la transmission analogique et aux questions d'amplification.

Les diverses modulations numériques et analogiques sont ensuite décrites, évaluées et comparées du point de vue de l'utilisateur.

Sur ces bases, le volume procède à la présentation condensée des familles de systèmes de transmission, numériques, puis analogiques. Quelques applications particulières, telles que transmission de données, faisceaux hertziens, satellites, systèmes optiques, permettent d'illustrer les méthodes exposées dans la première partie.

L'ouvrage se termine par une synthèse du tout, consacrée aux réseaux de télécommunications et à leur évolution vers un réseau numérique intégré.

Tous les termes techniques sont donnés simultanément en anglais et

en allemand de façon à situer leur sens dans le contexte où ils sont définis ou introduits en français. Un index analytique trilingue permet de les retrouver.

Un ouvrage de 528 pages, format 15,5 x 24

Dunod

17, rue Rémy-Dumoncel  
75014 Paris

## Automates programmables : programmation, automatisme et logique programmée

par A. Simon

Qu'il soit professeur de l'enseignement technique, étudiant multi-technicien, technicien en quête d'information et soucieux de son propre recyclage, le lecteur appréciera la démarche de l'auteur. Pas de littérature inutile, une mise en contexte avec les rappels nécessaires à propos des techniques d'automatisation, une présentation générale de l'automate programmable, une concrétisation de cette présentation fondée sur des équipements produits par des constructeurs européens.

D'autre part, l'auteur explique comment choisir entre un automatisme câblé et un automatisme programmé, comment déterminer les caractéristiques auxquelles doit satisfaire un automate, comment adapter les différents automates industriels à des problèmes particuliers.

Enfin, 33 exercices judicieusement choisis permettent au lecteur de contrôler ses connaissances.

Un volume de 224 pages, format 17,5 x 24,5

Editions L'Elan

6, rue de Rotterdam  
4000 Liège

Diffuseur pour la France :

Eyrolles

61, bd Saint-Germain  
75005 Paris

# BIBLIOGRAPHIE

## Guide Marabout de la télématique

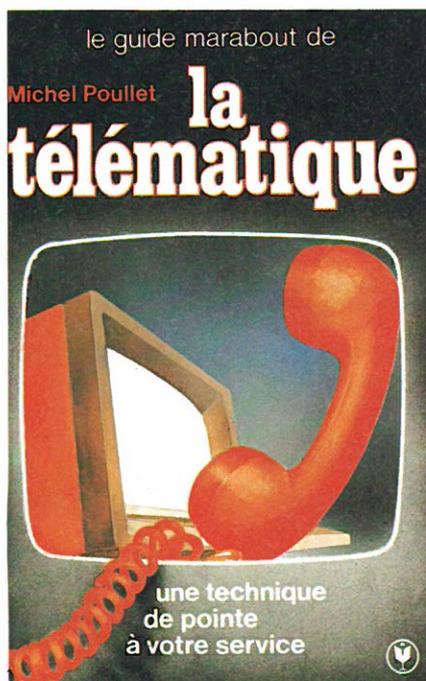
par M. Poulet

Ce guide répond aux questions que chacun se pose au sujet des services télématiques et de leur installation.

Après un chapitre technique concernant les informations et leurs réseaux de transmission, on aborde l'étude du vidéotex, ensemble des services télématiques permettant la consultation d'informations sur écran, une large place étant réservée au service Télétel et son terminal Minitel.

Un chapitre est consacré à la télématique professionnelle (bureautique) et donne des conseils d'équipement aux futurs utilisateurs.

Un volume de 224 pages, format 11,5 x 18



## Ultrasons pour applications médicales

L'utilisation des ultrasons a connu un développement spectaculaire au cours de ces dernières années. Cette évolution est particulièrement frappante en médecine prénatale, que l'on ne peut plus concevoir sans l'appui des images échographiques. La précision des informations déjà obtenues dans beaucoup de disciplines médicales, l'innocuité des ultrasons, le coût peu élevé des appareillages, la facilité des examens en font un outil de choix pour l'observation du corps humain. Les progrès rapides et continus des performances des systèmes échographiques assurent à cette technique un développement très important. Appareillage manuel, appareillage en temps réel et à balayage mécanique, réseaux de transducteurs sont apparus successivement sur le marché, et demain peut-être de nouveaux systèmes donnant des informations complémentaires sur les pathologies tissulaires verront le jour. Les travaux de recherches portent à la fois sur les transducteurs et sur le traitement du signal échographique.

Acta Electronica (revue d'électronique et de physique appliquée éditée par le LEP) présente en trois numéros (210 pages) un vaste panorama de ces recherches (volume 25, n° 4, et 26, n° 1 et 2).

Acta Electronica  
BP 15  
94450 Limeil-Brevannes

## Vidéotex : possibilités et applications

par J.-L. Van Impe  
et B. Schweiger  
Collection Micro-Eo dirigée  
par Brendan Flanagan

Les réseaux téléphoniques ne transportent plus seulement la parole humaine, mais du texte et du graphisme : c'est le Vidéotex.

De nombreux types de matériels sont compatibles avec les réseaux. Les logiciels, de plus en plus performants, offrent des applications bien spécifiques. L'utilisateur se pose donc de nombreuses questions :

- comment connecter un micro-ordinateur sur le réseau télématique ?
- quelles sont les applications du Vidéotex pouvant apporter un « plus » à l'entreprise ?

Cet ouvrage de lecture attrayante décrit, pour le lecteur non-informaticien, les conditions de réalisation d'applications Vidéotex. Il expose les notions fondamentales l'amenant à : se familiariser avec les principes du Vidéotex ; définir les besoins de son

Jean Luc Van Impe  
Bruno Schweiger

## VIDEOTEX possibilités et applications



les éditions  
d'organisation

COLLECTION  
MICRO EO

entreprise en matière de communication ; mettre en place les applications choisies en tenant compte du cadre législatif.

Les Editions d'Organisation  
5, rue Rousselet  
75007 Paris

## L'ALBUM 1984 d'ELECTRONIQUE APPLICATIONS

réunissant les 6 numéros  
de l'année 1984 (33 à 38)

VIENT DE PARAITRE  
90 F (+ 26 F de port)

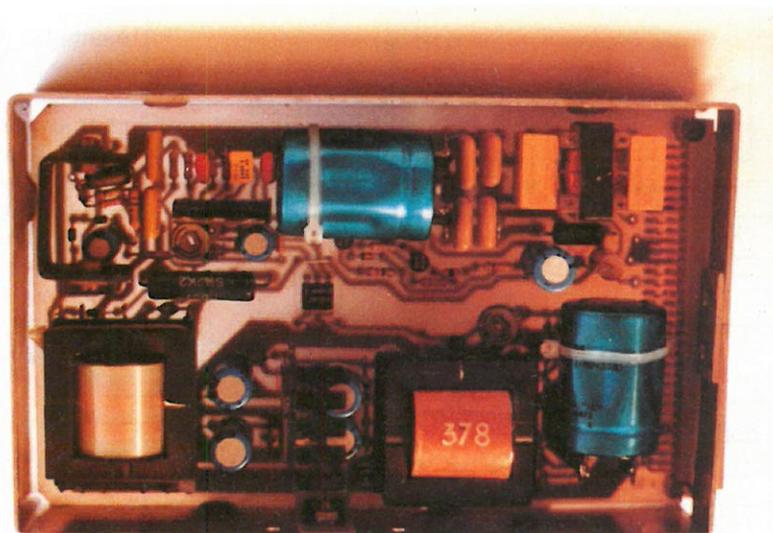
*Applications*

# Alimentation à découpage de 30 W pour micro-ordinateurs

Les alimentations à découpage sont maintenant bien connues grâce à leurs avantages tels que faible poids, faible volume, et surtout une nette amélioration du rendement qui peut atteindre 70 à 90 % selon la valeur de la tension de sortie et la puissance ; elles remplacent progressivement les alimentations classiques.

Cet article a pour but de décrire la conception d'une alimentation à découpage à transfert direct d'énergie « Forward » de 30 W délivrant trois tensions de sortie (5 V, 5 A ; + 12 V, 0,3 A ; - 12 V, 0,3 A) et destinée aux micro-ordinateurs.

Cette alimentation est conçue avec le nouveau circuit intégré TEA 1039. Le choix et l'utilisation des noyaux restent toujours la partie délicate de l'étude. Aussi, nous donnerons des méthodes pratiques pour le calcul et le bobinage du transformateur et de l'inductance de filtrage.



Une vue de la maquette de l'alimentation 30 W.

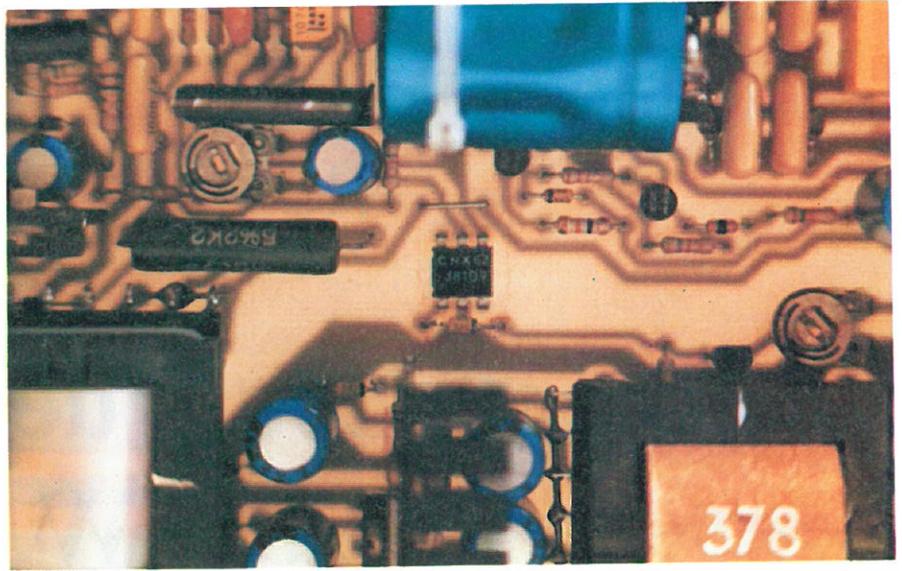
Principe

Nous donnons tout d'abord le rappel du principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage direct secteur. La figure 1 donne le bloc diagramme d'une alimentation à découpage.

Dans ce système, la tension du réseau est redressée puis filtrée ; la tension continue résultante est appliquée à un convertisseur continu qui travaille généralement dans une gamme de fréquence de 50 à 100 kHz. La tension continue découpée est appliquée au primaire d'un transformateur ; la tension secondaire est redressée puis filtrée pour fournir la tension de sortie désirée. Cette dernière doit être régulée en fonction des fluctuations du secteur et des variations de la charge. Pour cela, nous prélevons une partie de la tension de sortie pour l'appliquer au circuit de mesure qui ajuste le rapport cyclique du transistor de commutation de manière à réguler la tension de sortie.

Le convertisseur peut être conçu selon deux principes : symétrique ou asymétrique. Dans la famille des convertisseurs asymétriques, il existe deux circuits principaux :

- le convertisseur asymétrique à récupération d'énergie dénommé « fly-back » ;



L'alimentation utilise les nouveaux photocoupleurs haut isolement CNX 62.

- le convertisseur asymétrique à transfert direct d'énergie connue sous l'appellation « forward ». Ce dernier est le plus souvent utilisé et convient pour un grand nombre d'applications.

Nous rappelons son principe de fonctionnement. Le schéma simplifié de l'étage de puissance est représenté par la figure 2.

Le circuit de commande fournit à la base du transistor  $T_{R1}$  des impulsions

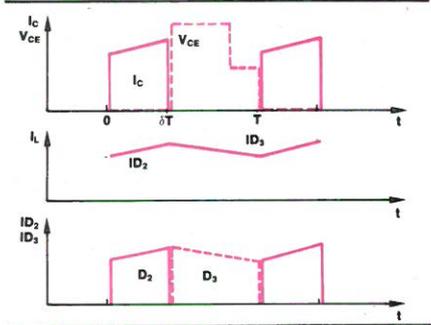


Fig. 3.

de fréquence fixe mais à rapport cyclique variable. Pendant la conduction du transistor  $T_{R1}$ , l'énergie est transférée dans l'inductance de filtrage et à la charge par les enroulements  $N_p$  et  $N_s$  du transformateur principal et par la diode  $D_2$  qui est conductrice. Au blocage de  $T_{R1}$ , la polarité des tensions aux bornes des enroulements  $N_p$ ,  $N_s$  s'inverse, la diode  $D_2$  se bloque et l'inductance de filtrage continue à fournir de l'énergie à la charge par la diode  $D_3$  qui devient conductrice. Au primaire l'inversion du sens de la tension aux bornes de  $N_R$  fait conduire la diode  $D_1$  qui restitue au condensateur  $C_1$  l'énergie magnétique emmagasinée dans le transformateur permettant ainsi de limiter la tension collecteur du transistor à deux fois la tension d'entrée (avec  $N_p = N_R$ ).

Dans ces conditions d'égalité entre les enroulements  $N_p$  et  $N_R$ , le rapport cyclique maximal des impulsions de commande doit être de 0,5. Sans cette précaution importante, la densité du flux atteindrait rapidement son

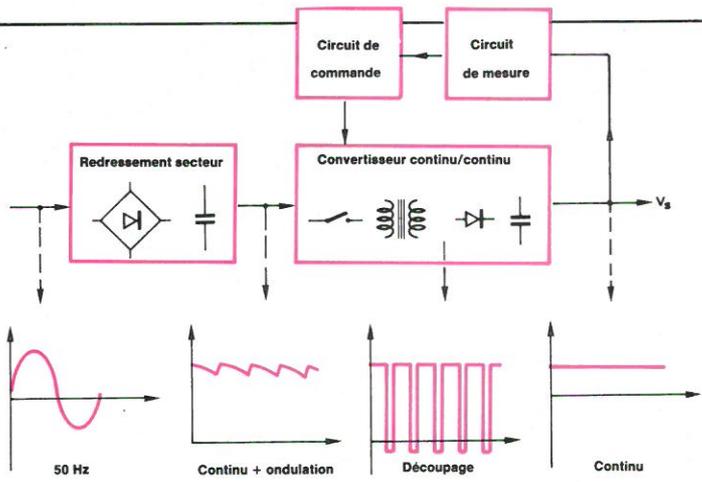


Fig. 1.

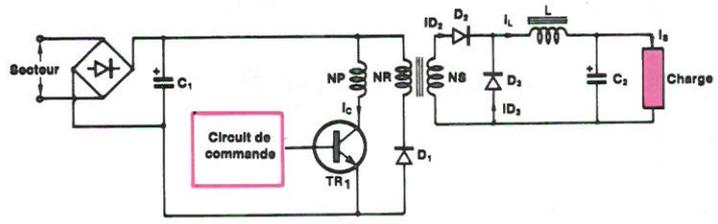
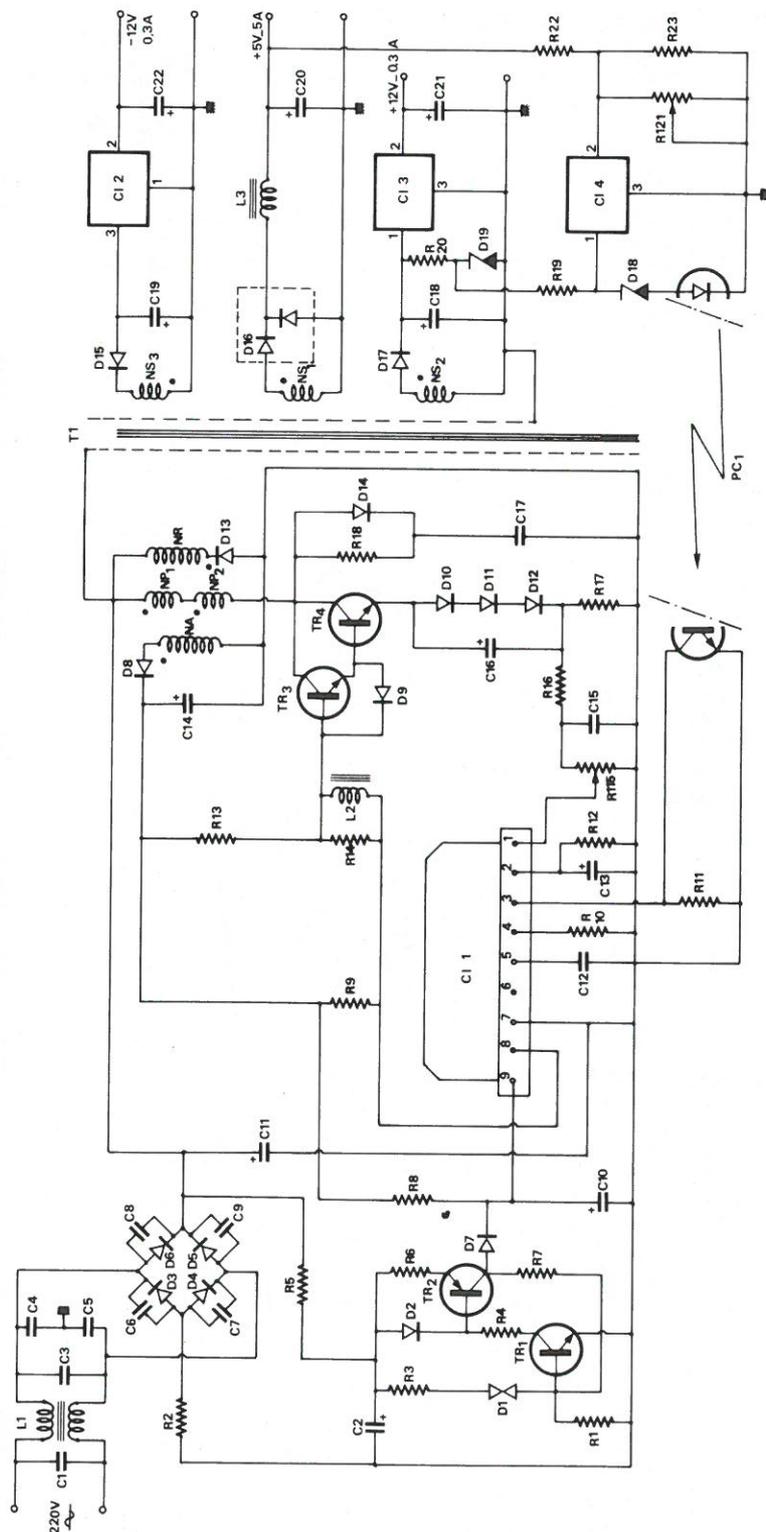


Fig. 2.



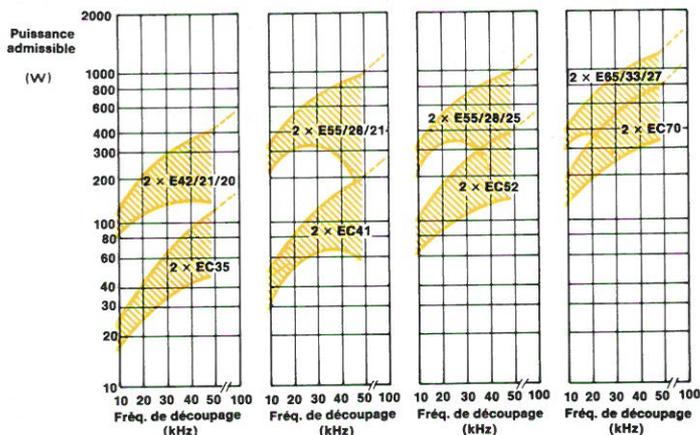


Fig. 5.

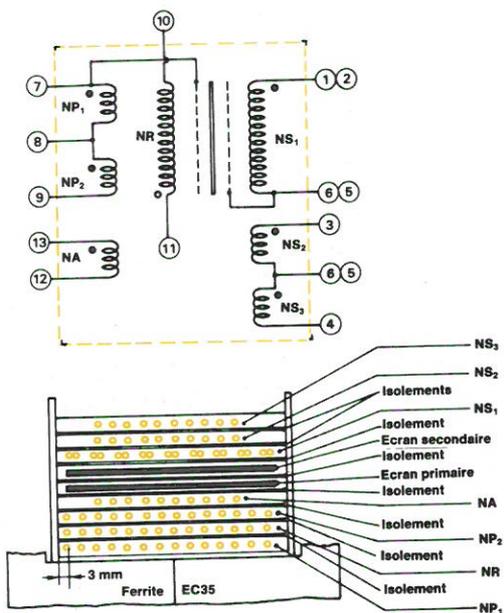


Fig. 6.

## Calcul des différents enroulements

### 1° Enroulement primaire

Pour un convertisseur asymétrique à transfert direct d'énergie, le nombre de spires de l'enroulement primaire est donné par la formule suivante :

$$N_p = \frac{V_{E \max.} \cdot \delta_{\max.} \cdot T}{B_{\max.} \cdot A_{cp \min.}}$$

avec

$V_{E \max.}$  = valeur maximale de la tension obtenue après le pont de redressement

$\delta_{\max.}$  = rapport cyclique maximal qui est fixé à 0,45

$T$  = période des impulsions

$B_{\max.}$  = valeur de l'induction maximale en teslas

$A_{cp \min.}$  = section minimale du noyau central en  $m^2$

Pour une alimentation à découpage multi-tensions, il est préférable de ne pas prendre de valeur maximale de l'induction (0,32 T). En effet, lorsque les deux enroulements  $N_{S2}$  et  $N_{S3}$  (+ 12 V et - 12 V) vont débiter du courant, la pente du courant magnétisant va augmenter ; une saturation du transformateur risque alors de se produire. Pour cela l'induction sera limitée à 0,28 T.

Les tensions continues relevées aux bornes du condensateur de filtrage d'entrée sont les suivantes :

- pour  $V_{E \max.}$  (240 V)  $V_{C11} = 330$  V
- pour  $V_{E \min.}$  (190 V)  $V_{C11} = 245$  V

La fréquence de commutation est de 50 kHz, ce qui donne une période de  $20 \cdot 10^{-6}$  s.

Le nombre de spires de l'enroulement primaire sera :

$$N_p = \frac{330 \times 0,45 \times 20 \cdot 10^{-6}}{0,28 \times 66,5 \cdot 10^{-6}} = 159,5$$

donc  $N_p = 160$  spires

### 2° Enroulement de récupération

Nous avons précisé que  $N_p = N_R$

donc  $N_R = 160$  spires

### 3° Enroulements secondaires

Pour calculer l'enroulement secondaire  $N_{S1}$ , il est nécessaire de déterminer le rapport de transformation qui est donné par la formule :

$$\eta = \frac{N_p}{N_{S1}} = \frac{V_{E \min.} \cdot \delta_{\max. \text{ eff.}}}{V_{S1} + V_{\text{pertes}}}$$

$V_{E \min.}$  est la valeur minimale de la tension obtenue après le pont de redressement.

$\delta_{\max. \text{ eff.}}$  est le rapport cyclique effectif au secondaire du transformateur qui est estimé à 0,42.

$V_{S1}$  est la tension de sortie de 5 V.

$V_{\text{pertes}}$  comprend la tension directe de la diode de redressement, les pertes dans l'inductance de filtrage et les connexions.

$$\eta = \frac{245 \times 0,42}{5 + 2} = 14,7$$

d'où

$$N_{S1} = \frac{N_p}{\eta} = \frac{160}{14,7} = 10,8$$

L'enroulement secondaire  $N_{S1}$  sera constitué de 10 spires. Pour les deux enroulements  $N_{S2}$  et  $N_{S3}$  la tension doit être de 15 V avant la régulation série.

Le rapport de transformation sera :

$$\eta = \frac{N_p}{N_{S2}} = \frac{V_{E \min.}}{V_{S2}}$$

$$\eta = \frac{245}{15} = 16,33$$

$N_{S2} = N_{S3} = 10$  spires

## Réalisation du transformateur

Le nombre de spires des différents enroulements étant calculé, comment devons-nous réaliser le transformateur ?

Pour la réalisation d'un transformateur d'alimentation à découpage, nous devons tenir compte de quatre critères fondamentaux :

- le couplage entre l'enroulement primaire et l'enroulement de récupération,

- le choix des conducteurs,
- l'isolement,
- le rayonnement.

Pour permettre à l'enroulement de récupération de limiter la tension collecteur du transistor et d'assurer la démagnétisation du transformateur à chaque cycle, nous devons obtenir un couplage serré entre l'enroulement primaire et l'enroulement de récupération. Les différents essais de bobinage ont abouti à la solution optimale qui consiste à diviser le nombre de spires de l'enroulement primaire par deux et d'imbriquer l'enroulement de récupération entre les deux demi-enroulements  $N_{p1}$  et  $N_{p2}$ .

Pour choisir le diamètre des conducteurs, il faut tenir compte de l'effet de peau qui intervient aux fréquences élevées.

Ainsi, pour un conducteur en cuivre, la profondeur de pénétration du courant à la température de 70 °C est donnée par :

$$D = \frac{74}{\sqrt{f}}$$

Pour une fréquence de 50 kHz nous avons  $\Delta$  : 0,331 mm. Il est donc fondamental de tenir compte de ce facteur pour choisir les conducteurs. Nous devons d'abord calculer la valeur efficace du courant de l'enroulement primaire et de l'enroulement secondaire.

### 1° Primaire

En négligeant le courant magnétisant, le courant primaire est :

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} \cdot I_s = \frac{10}{160} \cdot 5 = 0,31 \text{ A}$$

Lorsque l'alimentation est en limitation de courant, le courant de sortie peut augmenter de 25 % mais le rapport cyclique est alors de 0,25.

$$I_p \text{ (en limitation)} = 1,25 \cdot 0,31 = 0,387 \text{ A}$$

Les courants efficaces équivalents sont les suivants :

$$I_{p \text{ eff.}} = I_p \sqrt{\delta_{\max.}} = 0,31 \sqrt{0,45} = 0,207 \text{ A}$$

$$I_{p \text{ eff. (lim.)}} = I_{p \text{ (lim.)}} \sqrt{\delta_{\min.}} = 0,387 \sqrt{0,25} = 0,193 \text{ A}$$

Le courant efficace maximal qui traverse le primaire sera donc 0,207 A.

Pour la réalisation des transformateurs des alimentations à découpage,

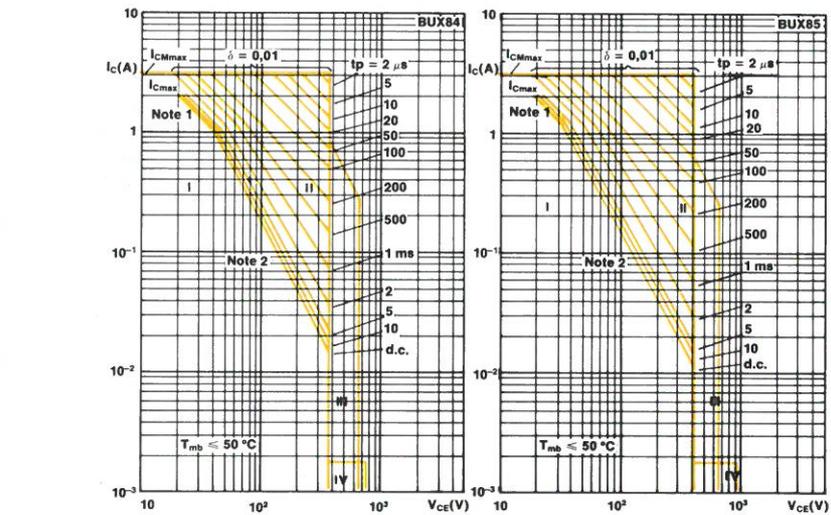


Fig. 7.

nous pouvons prendre une densité de courant élevée, soit 5 A/mm<sup>2</sup>. La section de l'enroulement primaire est calculée par :

$$S_p = \frac{I_{p \text{ eff.}}}{5} = \frac{0,207}{5} = 0,041 \text{ mm}^2$$

Lorsque la section calculée correspond à un diamètre inférieur à 1 mm, nous utilisons le conducteur correspondant à ce diamètre. Au-dessus d'une valeur de 1 mm nous préconisons d'utiliser le bobinage bifilaire. Pour les alimentations délivrant un courant de sortie supérieur à 10 A, nous conseillons d'utiliser de la bande de cuivre.

En appliquant cette méthode, un fil de 25/100<sup>e</sup> convient à l'intensité de l'enroulement primaire du transformateur principal.

Afin d'avoir un bon couplage entre les enroulements primaire et de récupération, le primaire sera divisé en deux semi-enroulements à l'intérieur desquels  $N_R$  sera imbriqué.

L'enroulement  $N_R$  doit recouvrir exactement l'enroulement  $N_p$ .

L'enroulement de récupération sera donc constitué de 160 spires d'un diamètre de 7/100<sup>e</sup> avec une seule couche.

### 2° Calcul de la self primaire et du courant magnétisant

La self primaire est calculée d'après la formule :

$$L_p = \frac{N_p^2 \cdot \mu_a \cdot \mu_o \cdot A_e}{\ell_e} = \frac{160^2 \cdot 1000 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,843 \times 10^{-4}}{77,4 \cdot 10^{-3}}$$

$$L_p = 35 \text{ mH}$$

Le courant magnétisant est donc :

$$I_{\text{magn.}} = \frac{\delta_{\max.} \cdot V_{E \text{ min.}}}{L_p \cdot F} = \frac{0,45 \cdot 245}{35 \times 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^3} = 0,063 \text{ A}$$

Pendant les transitoires le courant peut atteindre :

$$I_{\text{magn. max.}} = \frac{\delta_{\max.} \cdot V_{E \text{ max.}}}{L_p \cdot F} = \frac{0,45 \cdot 330}{35 \times 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^3} = 0,084 \text{ A}$$

Le courant crête du transistor sera donc :

$$I_C = I_p + I_{\text{m max.}} = 0,31 \text{ A} + 0,084 \text{ A} = 0,394 \text{ A}$$

### 3° Secondaire

Le courant efficace au secondaire du transformateur est :

$$I_{s \text{ eff.}} = I_s \sqrt{\delta_{\max.}} = 5 \sqrt{0,45} = 3,35 \text{ A}$$

En admettant une densité de courant de 5 A/mm<sup>2</sup>, la section du secondaire sera :

$$S = \frac{3,35}{5} = 0,67 \text{ mm}^2$$

Le diamètre correspondant étant supérieur à 1 mm, le secondaire sera constitué de 10 spires de 65/100 de diamètre en bifilaire, c'est-à-dire deux conducteurs en parallèle.

Le moyen de réduire le rayonnement du transformateur est d'ajouter un écran primaire réuni au plus de la tension continue et un écran second-

daire qui sera réuni à la borne négative de la tension de sortie de 5 V. La **figure 6** donne la désignation du transformateur principal et montre l'ordre de bobinage des différents enroulements.

## Etage de puissance

L'étage de puissance de cette alimentation est composé de deux transistors haute tension BUX 86 et BUX 84 montés en configuration Darlington.

L'étage de puissance ayant un gain élevé peut être commandé directement par le circuit intégré TEA 1039. Au blocage, un courant inverse de base de pente  $dI_B/dt$  calibré par l'inductance  $L_2$  contribue à éliminer les charges stockées dans  $TR_3$ .

Ce courant inverse est appliqué à la base de  $TR_4$  par la diode  $D_9$ . De plus, les diodes  $D_{10}$ ,  $D_{11}$ ,  $D_{12}$  provoquent un seuil sur l'émetteur de  $TR_4$ , ce qui augmente la tension inverse de base et permet d'améliorer le blocage du transistor.

### 1° Réseau d'aide à la commutation

Dans les alimentations à découpage, la majeure partie de l'énergie dissipée par l'élément commutant se situe au moment du passage de l'état saturé à l'état bloqué. Un réseau d'aide à la commutation constitué par

$R_{18}$ ,  $D_{14}$  et  $C_{17}$  permet de ne pas dépasser la SOAR (**fig. 7**) du transistor et de diminuer les pertes pendant la durée transitoire du blocage.

Ceci impose que le courant collecteur de  $TR_4$ , s'annule avant que sa tension collecteur-émetteur ait atteint la valeur  $V_{CEO}$  publiée, soit 400 V.

Le condensateur  $C_{17}$  se charge au blocage du transistor  $TR_4$ , ce qui permet de retarder la montée de la tension  $V_{CE}$  et par conséquent de réduire la puissance dissipée pendant le transitoire de blocage. Au moment de la conduction de  $TR_4$ , le condensateur  $C_{17}$  se décharge donc dans  $R_{18}$ .

Cette dernière doit être déterminée de façon que le condensateur soit complètement déchargé lorsque le transistor va se rebloquer.

### 2° Calcul des éléments du réseau

Les caractéristiques du transistor BUX 84 sont les suivantes :

$$V_{CESM} = 800 \text{ V}$$

$$T_F = 0,4 \mu\text{s}$$

La valeur du condensateur doit être :

$$C \geq \frac{I_{Cmax} \cdot T_F}{V_{CESM}}$$

$$C \geq \frac{0,394 \cdot 0,4 \cdot 10^{-6}}{800}$$

$$C \geq 197 \text{ pF}$$

Pour prendre une marge de sécurité nous prendrons :

$$C = 470 \text{ pF}$$

La résistance doit avoir pour valeur :

$$R < \frac{1}{20 C_F}$$

$$R < \frac{1}{20 \cdot 470 \cdot 10^{-12} \cdot 50 \cdot 10^3}$$

$$R < 2,1 \text{ k}\Omega$$

Nous choisirons comme valeur  $R_{18} = 2 \text{ k}\Omega$ .

Cette résistance doit dissiper l'énergie emmagasinée dans  $C_{17}$  soit :

$$P = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{CE}^2 \cdot F$$

$$P = \frac{1}{2} \cdot 470 \cdot 10^{-12} \cdot (660)^2 \cdot 50 \cdot 10^3$$

$$P = 5,1 \text{ W}$$

## Circuit de commande de l'étage de puissance

Le circuit de commande est constitué du nouveau circuit intégré TEA 1039 qui est un circuit monolithique destiné à la commande des alimentations à découpage par variation du rapport cyclique ou de la fréquence.

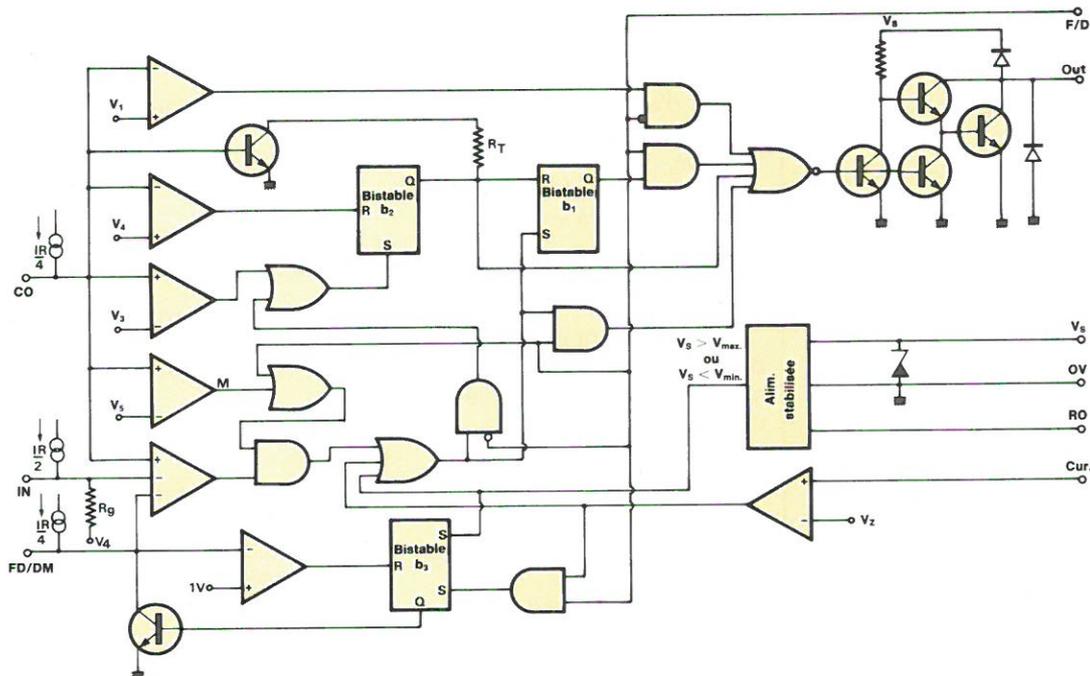


Fig. 8.



Celui-ci peut commander directement la diode électroluminescente d'un photocoupleur ce qui aura pour effet de faire varier le rapport cyclique du TEA 1039 et donc d'obtenir une régulation. Dans cette application, il est nécessaire de transmettre un signal commandant l'éclairage de 0 à 100 % de la diode électroluminescente par une faible variation de la tension de sortie.

Le circuit intégré  $\mu A$  78L02 absorbe un courant de E vers S lorsque la tension  $V_{SM}$  est inférieure à la tension de référence interne.

Lorsque  $V_{SM}$  devient supérieure à cette référence, le courant circulant de E vers S s'annule et il ne subsiste alors que le courant nécessaire à l'alimentation du régulateur (courant de repos). Le phototransistor est monté de sorte que sa conduction entraîne une diminution du rapport cyclique et donc de la tension de sortie. Si la tension  $V_{SM}$  augmente, le courant qui va circuler dans la diode  $D_2$  va s'accroître, ce qui impliquera une augmentation du courant collecteur du photocoupleur et donc une diminution de la tension sur la borne 3 du TEA 1039 jusqu'à ce que  $V_S$  diminue.

A cet instant, le courant traversant la diode du photocoupleur va diminuer, la tension de sortie va augmenter et nous obtenons ainsi une régulation de la tension de sortie de 5 V qui est réglée par le potentiomètre  $R_{121}$ .

Lors du démarrage de l'alimentation, le phototransistor est bloqué, la tension appliquée à la borne 3 est telle que le rapport cyclique est maximal. La diode Zener placée en série avec le photocoupleur est nécessaire pour que le circuit intégré  $\mu A$  78L02 puisse dériver le courant I.

Les tensions de sortie + 12 V et - 12 V sont régulées respectivement par les circuits intégrés linéaires  $Cl_3$  et  $Cl_2$ .

## Circuit secondaire

### Redressement secondaire

La tension maximale de l'enroulement secondaire du transformateur principal est :

$$V_S = \frac{N_S}{N_P} \cdot V_{E \max.}$$

$$V_S = \frac{10}{160} \cdot 330 = 20,6 \text{ V}$$

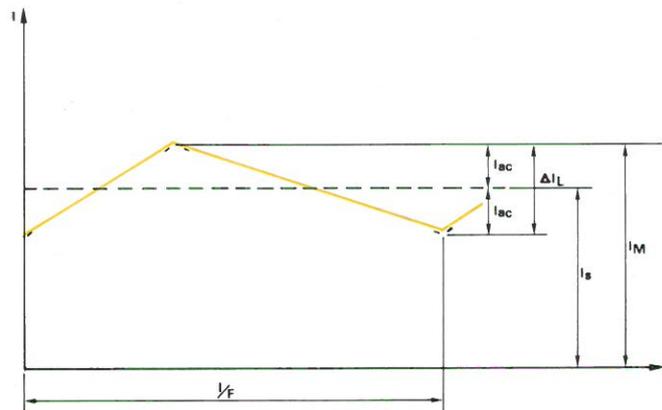


Fig. 11.

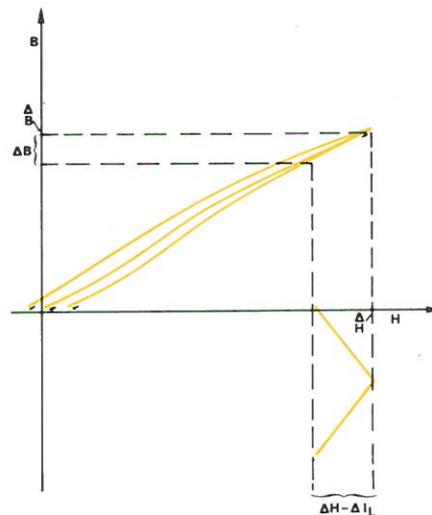


Fig. 12.

En considérant que les points de tension peuvent atteindre 25 % de la tension secondaire :

$$V_S = 1,25 \cdot 20,6 = 25,75 \text{ V}$$

Le redressement secondaire est assuré par la diode  $D_{16}$  qui regroupe les deux diodes dans le même boîtier du type BYV32/50 ayant pour caractéristiques :

- $V_{RRM} = 50 \text{ V}$
- $I_F (AV) = 2 \cdot 10 \text{ A}$
- $V_{F \max.} = 0,85 \text{ V}$
- $T_{RR} = 35 \text{ ns}$

### Inductance de filtrage

Nous avons précisé dans le principe de fonctionnement du convertisseur à transfert direct d'énergie, qu'une partie de l'énergie délivrée par le transformateur principal est emmagasinée dans l'inductance de filtrage. Au blo-

cage du transistor  $TR_4$  l'énergie est transférée à la charge par la diode  $D_{16}$ .

Le courant dans l'inductance de filtrage a une forme triangulaire représentée par la figure 11.

La valeur de l'inductance de filtrage détermine l'amplitude du courant pulsé ( $\Delta I_L$ ).

La valeur de l'inductance sera de préférence élevée pour obtenir une faible résiduelle en sortie et, en revanche, sera faible pour obtenir un temps de réponse rapide pour des variations brusques de la charge. Le choix de la valeur de l'inductance de filtrage doit être un compromis entre ces deux paramètres.

Nous avons déterminé expérimentalement que l'ondulation de courant ( $\Delta I_L$ ) dans l'inductance de filtrage d'une alimentation à découpage à transfert direct d'énergie peut repré-

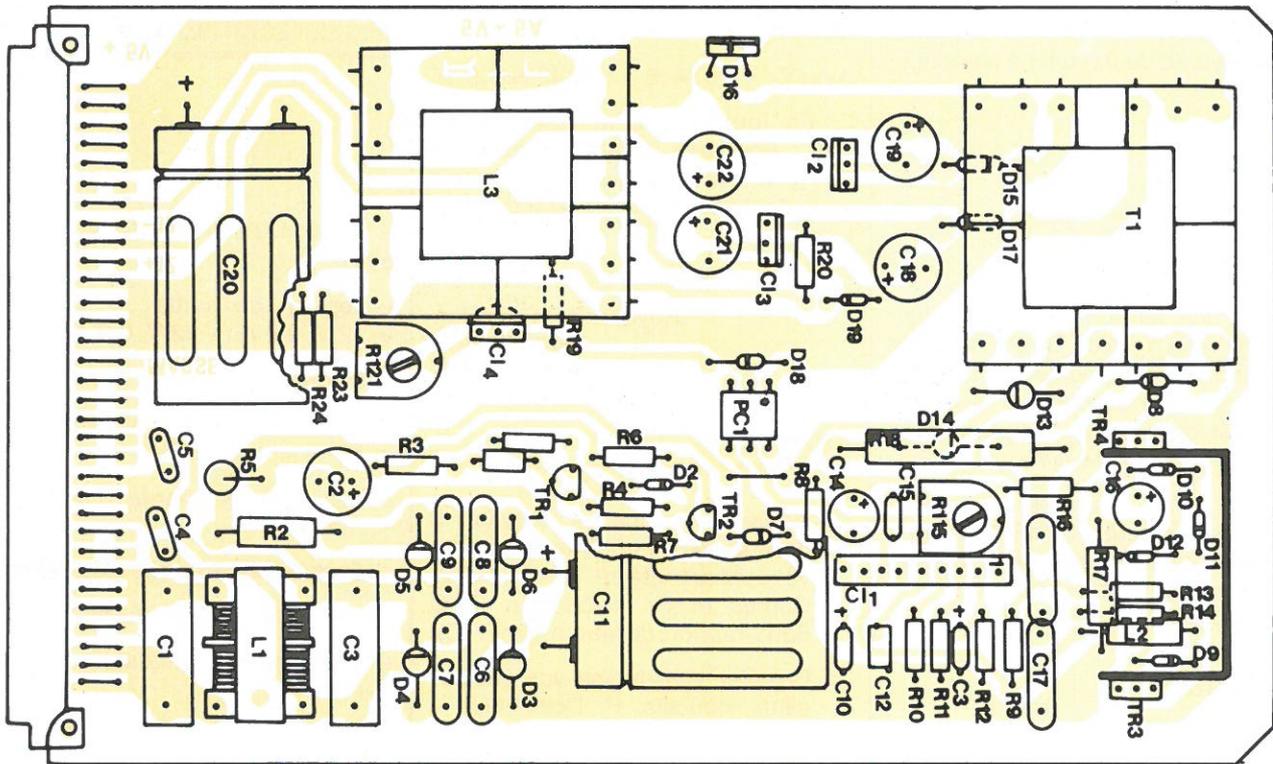


Fig. 13.

senter 10 à 20 % de la valeur du courant de sortie ( $I_s$ ) en pleine charge soit :

$$0,1 \cdot I_s < \Delta I_L < 0,2 \cdot I_s$$

La valeur minimale de l'inductance de filtrage peut être calculée à partir de la formule suivante :

$$L_{\min.} = \frac{V_S + V_{\text{pertes}}}{\Delta I_L} \cdot \frac{1 - \delta_{\min.}}{F}$$

$$\text{avec } \delta_{\min.} = \frac{V_{E \max.}}{V_{E \min.}} \cdot \delta_{\max.}$$

$$\delta_{\min.} = \frac{245}{330} \cdot 0,45 = 0,33$$

En prenant pour  $\Delta I_L$  la valeur de 15 % de  $I_s$ , la valeur de l'inductance de filtrage  $L_3$  sera :

$$L_3 = \frac{5 + 2,5}{0,15 \cdot 5} \cdot \frac{1 - 0,33}{50 \cdot 10^3} = 134 \mu\text{H}$$

#### Sélection du noyau et calcul du nombre de spires

Pour la sélection du noyau le choix optimal correspond à l'utilisation du même noyau que celui du transformateur principal.

Le nombre de spires de l'inductance de filtrage peut être calculé par la formule :

$$N = \frac{L \cdot I_M}{B \cdot A_e}$$

avec  $B$  = induction exprimée en teslas

$A_e$  = section effective du noyau en  $\text{m}^2$

La variation du flux d'induction  $\Delta B$  dans le noyau de l'inductance de filtrage est représentée par la figure 12.

La variation du flux d'induction  $\Delta B$  étant faible, nous pouvons prendre la valeur de 0,3 T.

La valeur maximale du courant dans l'inductance de filtrage est :

$$I_M = I_s + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Le nombre de spires de l'inductance de filtrage sera :

$$N = \frac{L_{\min.} \left( I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \right)}{B \cdot A_e}$$

$$N = \frac{134 \cdot 10^{-6} \cdot \left( 5 + \frac{0,75}{2} \right)}{0,3 \cdot 84,3 \times 10^{-6}}$$

$$= 28,4$$

Nous prenons  $N = 30$  spires.

Avec une densité de courant de  $5 \text{ A/mm}^2$ , la section du fil sera de

$1,07 \text{ mm}^2$ ; nous utilisons deux fils émaillés de 85/100° bifilaire et une ferrite ayant un entrefer de 1,4 mm pour ne pas saturer le circuit magnétique.

#### Condensateur de sortie

L'inductance de filtrage  $L_3$  et le condensateur de sortie  $C_{20}$  assurent le filtrage des impulsions résiduelles. La valeur choisie est de  $4700 \mu\text{F}$  modèle 051. Ce condensateur possède une faible valeur de résistance équivalente série, ainsi qu'une faible valeur de l'inductance équivalente série.

#### Réalisation de la maquette

L'alimentation est réalisée sur une carte de format simple européen ayant pour dimensions : longueur 160 mm et largeur 100 mm.

Le circuit imprimé est représenté, ainsi que l'implantation des différents composants, à la figure 13.

Les transistors  $TR_3$  et  $TR_4$  sont fixés sur un radiateur en forme de U ayant pour dimensions : hauteur : 2 cm ; largeur : 2,5 cm, en aluminium de 1 mm d'épaisseur.

La diode de redressement est fixée sur le support du boîtier de l'alimentation réalisé en aluminium de 1 mm d'épaisseur et de 3,5 cm de hauteur.

## Résultats de mesure

### Rendement

Pour une tension d'entrée secteur de 220 V, la tension aux bornes de C<sub>11</sub> est de 287,2 V continu et le courant à la sortie du pont de redressement est de 156 mA, soit une puissance d'entrée de 44,8 W.

A la sortie, les trois puissances cumulées s'élèvent à 32,18 W. Le rendement continu-continu de l'alimentation à pleine charge est donc de :

$$\eta = 32,18/44,8 = 71,8 \%$$

### Régulation

1° En fonction de la charge : pour une variation de charge de 0 à

100 %, la tension de sortie varie de 0,074 V, soit un taux de régulation de :

$$\Delta V_S / V_S = 0,074/5 = 0,0148 \approx 1,5 \%$$

2° En fonction de la tension secteur : pour une variation secteur de 185 V à 245 V, la tension de sortie varie de 0,007 V, soit un taux de régulation de :

$$\Delta V_S / V_S = 0,007/5 = 0,0014 \approx 0,15 \%$$

Raymond Dolbachian  
Gérard Cornec  
Laboratoire d'applications RTC

## Références

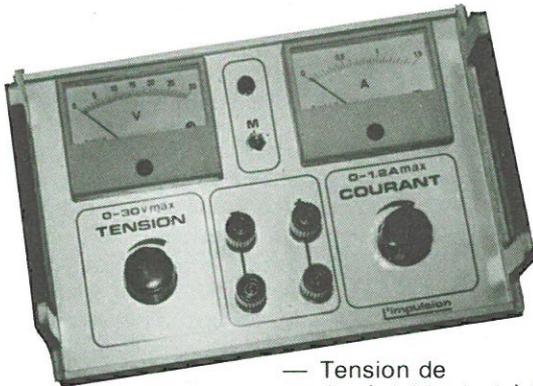
- [1] Réalisation d'une alimentation à découpage de 30 W avec le nouveau circuit intégré TEA 1039. G. Cornec et R. Dolbachian (FPO 8301-rapport de laboratoire RTC).
- [2] Calculez vous-même vos composants inductifs. R. Dolbachian - « Electronique de Puissance » n° 7.

## Résumé des caractéristiques

- Tension d'entrée : 185 V à 245 V / 50 Hz.
- Tension de sortie : + 5 V, 5 A ; + 12 V, 0,3 A ; - 12 V, 0,3 A.
- Fréquence de travail : 50 kHz.
- Régulation en ligne (V secteur - 15 + 10 %) : < 0,15 %.
- Régulation en charge (0 à 100 %) : < 1,5 %.
- Ondulation résiduelle : 40 mV c.à.c.
- Rendement (pleine charge) : 71,8 %.
- Température d'utilisation : - 10 °C à + 55 °C.
- Protection contre les courts-circuits et les surcharges.

## ALIMENTATION DE LABORATOIRE

idéale pour lycées techniques, collèges...



— Tension de sortie réglable de 0 à 30 V. Par potentiomètre 10 tours, et dispo. Sur double bornier D : 4 mm.

- Protection en courant réglable de 0,2 à 1,2 A par pot. 1 tour.
- Caractéristiques rectangulaires de limitation de courant en cas de courts-circuits.
- Taux de régulation : 0,5 % pour 30 V./1,2 A.
- Prise de terre disponible sur châssis arrière.
- Affichage du courant et de la tension par 2 galvanomètres magnéto électrique.

**Le Dépôt Electronique**  
Tél. : (90) 22.22.40 Télex : 431 614 F  
Tél. : (1) 746.18.05

SERVICE-LECTEURS N° 130

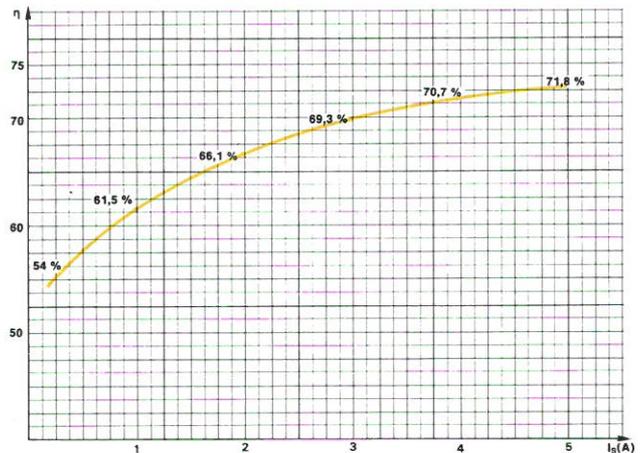


Fig. 15. - Variation du rendement en fonction du courant de charge.

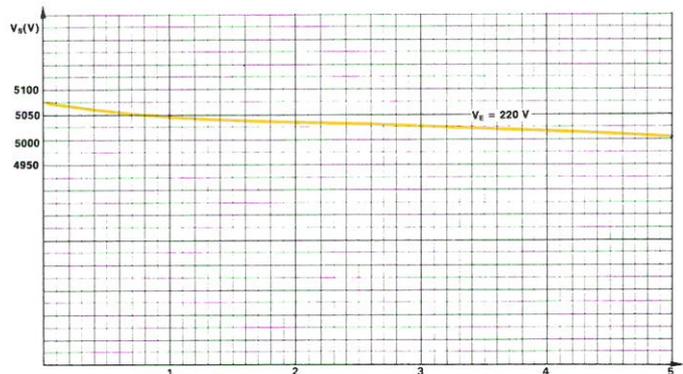


Fig. 16. - Régulation de la tension de sortie en fonction de la charge.

## Nomenclature

### Composants actifs

TR<sub>1</sub> : PH 2222A  
 TR<sub>2</sub> : PH 2907A  
 TR<sub>3</sub> : BUX 86  
 TR<sub>4</sub> : BUX 84  
 D<sub>1</sub> (diac) : BR 100/03  
 D<sub>2</sub> (stabistor) : BZV46/1V5  
 D<sub>3</sub> à D<sub>6</sub> : BYW 56  
 D<sub>7</sub> : BAW 62  
 D<sub>8</sub> à D<sub>12</sub> : BAX 12  
 D<sub>13</sub>, D<sub>14</sub> : BYV 26D  
 D<sub>15</sub>, D<sub>17</sub> : BAX 12  
 D<sub>16</sub> : BYV 32-50  
 D<sub>18</sub> (zener) : BZX 55 C5V6  
 D<sub>19</sub> (zener) : BZX 55 C9V1  
 PC1 (photocoupleur) : CNX 22  
 CI<sub>1</sub> : TEA 1039  
 Tous les composants ci-dessus sont de la marque RTC  
 CI<sub>2</sub> : MC 79 M12 (Motorola)  
 CI<sub>3</sub> : MC 78 M12 (Motorola)  
 CI<sub>4</sub> :  $\mu$ A 78 L02 ACLP (Texas)

### Condensateurs

C<sub>1</sub>, C<sub>3</sub> : 0,1  $\mu$ F/250 V  
 C<sub>2</sub> : 68  $\mu$ F/40 V  
 C<sub>4</sub>, C<sub>5</sub> : 2,2 nF/250 V  
 C<sub>6</sub> à C<sub>9</sub> : 2,2 nF/630 V  
 C<sub>10</sub> : 4,7  $\mu$ F/25 V  
 C<sub>11</sub> : 47  $\mu$ F/385 V  
 C<sub>12</sub> : 1 070 pF  
 C<sub>13</sub> : 15  $\mu$ F/10 V  
 C<sub>14</sub> : 47  $\mu$ F/50 V  
 C<sub>15</sub> : 2,2 nF/63 V  
 C<sub>16</sub> : 100  $\mu$ F/25 V  
 C<sub>17</sub> : 2 x 1 nF/630 V en série  
 C<sub>18</sub>, C<sub>19</sub>, C<sub>21</sub>, C<sub>22</sub> : 220  $\mu$ F/25 V  
 C<sub>20</sub> : 4 700  $\mu$ F/10 V  
 C<sub>23</sub> : 22 nF  
 C<sub>24</sub> : 0,1  $\mu$ F

### Bobinages

L<sub>1</sub> : inductance du filtre secteur réf. AT 4043/91 (RTC)  
 L<sub>2</sub> : 4,7  $\mu$ F (perle 5 x 1,5 x 10 en 3S1, RTC)  
 L<sub>3</sub> : self de lissage 134  $\mu$ H (noyaux EC 35 en 3C8, entrefer global 1,4 mm, RTC)  
 T<sub>1</sub> : noyaux EC35 en 3C8 sans entrefer (RTC) ; bobinages (voir texte)

### Résistances 1/4 W

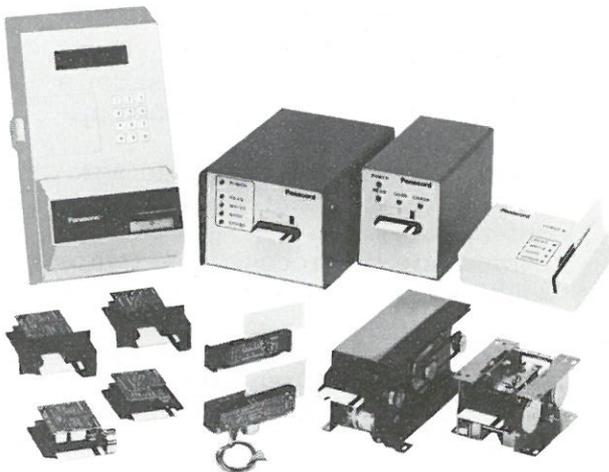
R<sub>1</sub> : 2,7 k $\Omega$   
 R<sub>3</sub> : 1 k $\Omega$   
 R<sub>4</sub> : 22 k $\Omega$   
 R<sub>6</sub> : 33  $\Omega$   
 R<sub>7</sub> : 22 k $\Omega$   
 R<sub>8</sub> : 1,5 k $\Omega$   
 R<sub>9</sub> : 4,7 k $\Omega$   
 R<sub>10</sub> : 6,8 k $\Omega$   
 R<sub>11</sub>, R<sub>12</sub> : 10 k $\Omega$   
 R<sub>13</sub> : 3,3 k $\Omega$   
 R<sub>14</sub> : 100  $\Omega$   
 R<sub>16</sub> : 150  $\Omega$   
 R<sub>19</sub> : 680  $\Omega$   
 R<sub>20</sub> : 1 k $\Omega$   
 R<sub>22</sub> : 56  $\Omega$   
 R<sub>23</sub> : 68  $\Omega$

### Autres résistances

R<sub>2</sub> : 4,7  $\Omega$ /4 W bobinée  
 R<sub>5</sub> : 150 k $\Omega$ /2 W  
 R<sub>17</sub> : 1  $\Omega$ /0,5 W  
 R<sub>18</sub> : 2,2 k $\Omega$ /6 W  
 R<sub>24</sub> : 15  $\Omega$ /0,5 W  
 R<sub>115</sub> : 1 k $\Omega$  (ajustable Cermet)  
 R<sub>121</sub> : 2,2 k $\Omega$  (ajustable Cermet).

# Fiabilité Panasonic®

des prix hautes performances,  
des composants haute fiabilité.



### Lecteurs de badges magnétiques.

Une gamme complète de lecteurs ou lecteurs/enregistreurs, compacts, faible consommation, particulièrement fiables grâce à l'intégration des circuits LSI PANASONIC.

- lecteurs manuels à défilement,
  - lecteurs manuels à insertion,
  - lecteurs automatiques avec éjection avant ou arrière.
- Tous modèles à 1 ou 2 pistes ISO 1, ISO 2, ISO 3.

### Lecteurs optiques de badges et de cartes.

Gamme complète de lecteurs statiques pour cartes perforées de 10 jusqu'à 20 colonnes.

- modèles verticaux ou horizontaux,
- 4 formats (carte de crédit ou IBM),
- avec ou sans éjecteur.

Des composants conçus pour durer sans défaillance : autant de cellules que de perforations à lire.

Résultat : un taux de panne inférieure à 1 par appareil par 3 ans, confirmé sur un parc de plusieurs dizaines de milliers d'unités installées en France depuis 10 ans.

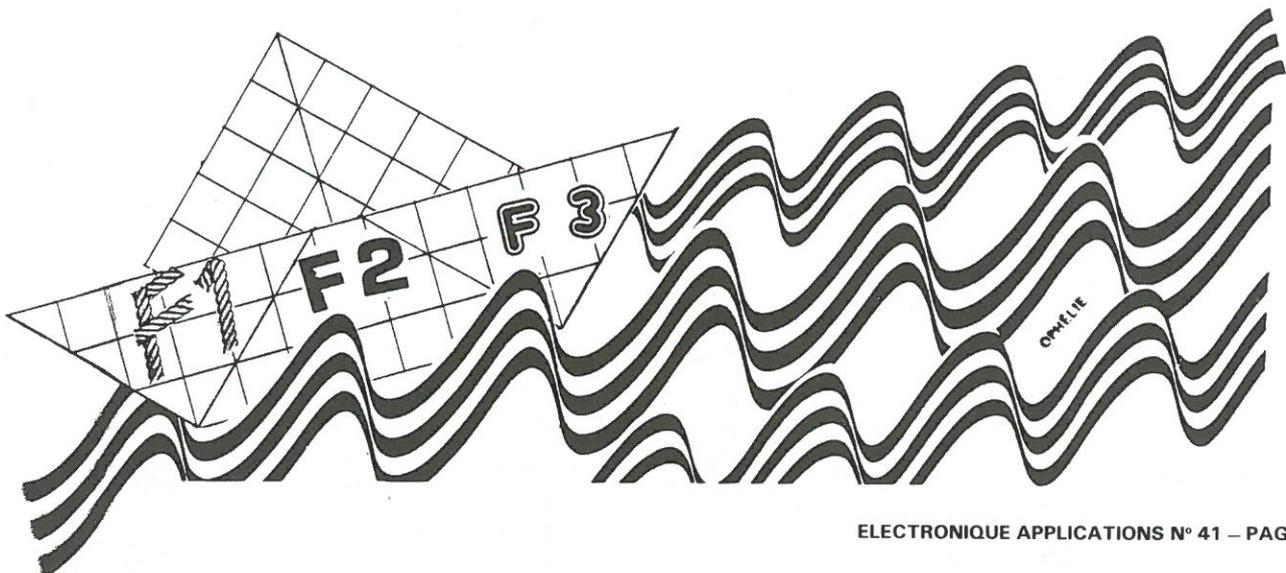
Applications

# Addition digitale de deux fréquences

Obtenir, à partir de deux fréquences,  $f_1$  et  $f_2$ , une somme  $f_3 = f_1 + f_2$ , c'est possible, en régime sinusoïdal, avec le procédé dit de conversion ou de multiplication analogique. Or, ce procédé produit aussi une fréquence  $f_4 = f_1 - f_2$ , de même amplitude que  $f_3$ , sauf filtrage ou mise en œuvre assez complexe d'une technique relevant de la modulation à bande latérale unique. Et en dehors de  $f_3$  et de  $f_4$  on trouve, en pratique, encore toutes sortes d'autres fréquences, et cela du fait que la perfection n'existe, dans ce bas monde, ni en matière de sinusoïdes, ni en matière de multiplicateurs analogiques.

Ces battements intermédiaires, on les retrouve, bien entendu, aussi dans le cas d'un procédé digital d'addition de fréquences. Néanmoins, il est alors possible d'obtenir une fréquence somme,  $f_3 = f_1 + f_2$ , dont l'amplitude est au moins quatre fois plus forte que toute autre raie du spectre, jusqu'à l'harmonique 3.

Sous certaines réserves, une soustraction de deux fréquences est également possible, par le procédé décrit. De plus, cette méthode peut être appliquée au traitement de signaux analogiques, du moins dans des cas particuliers.



## Additionner et soustraire en tournant en rond

Certains émetteurs de radiodiffusion, pilotés par horloge atomique, sont d'excellents étalons de fréquence. A partir d'un tel étalon, on peut synthétiser une fréquence en principe quelconque.

Ainsi, on peut, par exemple, fabriquer du 163 850 Hz à partir des 163 840 de la porteuse de France Inter. Pour cela, on prend un moteur dont on asservit la vitesse de 10 t/s à  $163\,840/2^{14} = 10$  Hz. L'axe du moteur étant dirigé vers le haut, on y monte une antenne de ferrite, avec une antenne auxiliaire, pour atténuer l'effet directif. Et quand cela tourne, on obtient 163 830 ou 163 850 Hz, suivant sens de rotation et/ou d'enroulement, et cela en vertu d'un vieux principe d'électrodynamique, très fondamental et élémentaire, donc profondément oublié.

Certes, le procédé du bâtonnet tournant n'est pas particulièrement élégant. Mais il ne donne qu'une seule fréquence, et non pas le  $f_1 \pm f_2$  des convertisseurs ou multiplicateurs analogiques. Digitaliser ce procédé, c'est évidemment cacher, sous une élégance séduisante, un nombre prodigieux de raies spectrales parasites. Néanmoins, si la raie utile domine nettement dans ce spectre, la chose est parfaitement utilisable, notamment en association avec une boucle de phase ou un circuit de filtrage.

## Diviseur par quatre, tétraphasé

L'une des principales vertus de la technique digitale étant la rusticité, on se contentera, du moins dans un premier temps, de retenir, du nombre infini des positions de phase du bâtonnet tournant, seulement quatre, correspondant aux angles de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ .

La figure 1 montre qu'on peut obtenir cela, d'une façon particulièrement simple et néanmoins synchrone, par une double bascule D. Les quatre sorties de ce circuit délivrent des signaux dont la fréquence est égale au quart de  $f_1$  et qui sont décalés en phase de  $\pi/2$ , les uns par rapport aux autres.

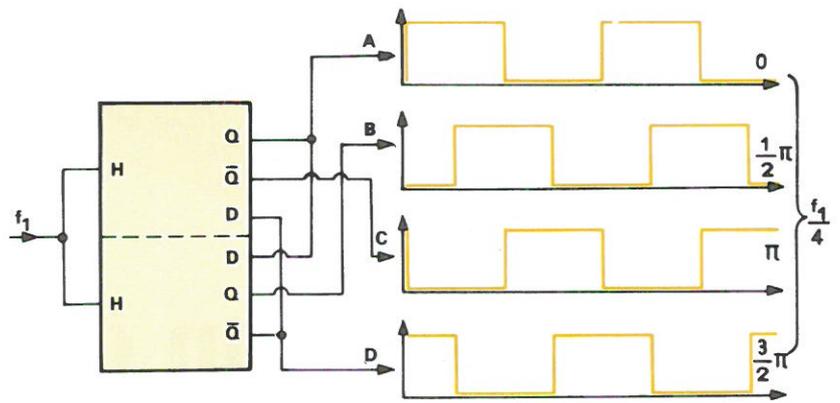


Fig. 1. — Cette double bascule D délivre quatre rectangulaires en quatre positions différentes de phase, leur fréquence étant égale à  $f_1/4$ .

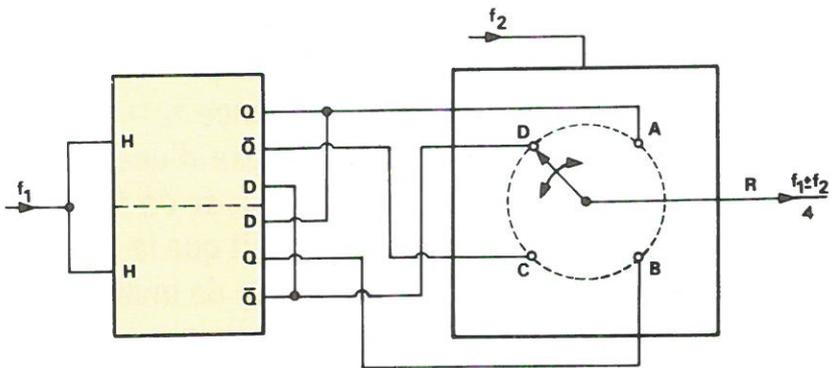


Fig. 2. — Le principe de l'addition digitale repose sur un commutateur rotatif qui tourne à la cadence de  $f_2$  et qui explore les quatre positions de phase qu'on obtient à partir de  $f_1$ .

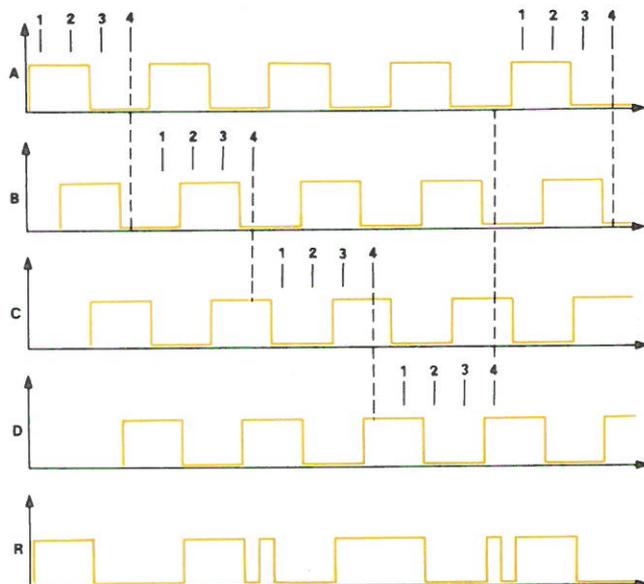


Fig. 3. — En principe, le procédé envisagé permet une soustraction de deux fréquences, mais le résultat de cette soustraction n'est exploitable qu'avec un traitement autre que digital.

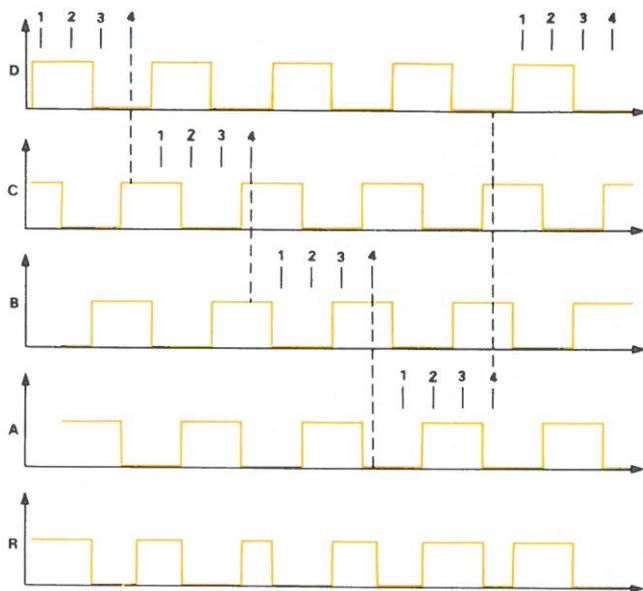


Fig. 4. – Lors d'une addition de deux fréquences par le rotateur tétraphasé, on obtient un train de rectangulaires dont la régularité peut être fortement améliorée par des divisions ultérieures de fréquence.

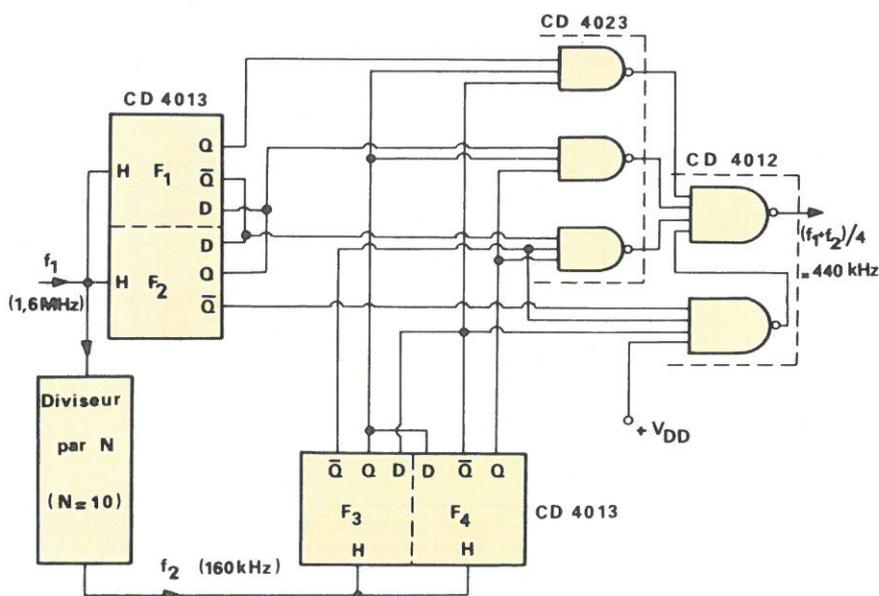


Fig. 5. – Mise en pratique du système par un commutateur à portes NAND.

Pour imiter l'antenne tournante, on peut appliquer ces quatre signaux à un contacteur rotatif (fig. 2) dont le curseur se déplace d'un cran à chaque période d'une fréquence  $f_2$ . En principe, on devra trouver, en sortie, une fréquence  $(f_1 + f_2)/4$  pour un sens de rotation du curseur, et  $(f_1 - f_2)/4$  pour l'autre.

Pour voir exactement ce qui se

passé, on supposera d'abord que le contacteur tourne dans le sens des aiguilles d'une montre. Dans la figure 3, on a repris les quatre trains de rectangulaires de la figure 1, dans l'ordre, et désignés par A, B, C, D. Supposant  $f_2 = f_1/4$ , le curseur va rester pendant les premières périodes de  $f_1$  sur A, puis aller sur B pendant les quatre périodes suivantes, etc. La résultante (R) est donnée sur la der-

nière ligne du diagramme. Elle ne correspond pas exactement à ce qu'on s'attend d'une soustraction. Si on connecte un fréquencemètre sur R, il indiquera  $f_1 + f_2$ . Par contre, avec un analyseur de spectre, on constatera que la raie dominante (à plus de 10 dB au-dessus des autres) correspond bien à  $(f_1 - f_2)/4$ .

Il existe, en soustraction, un cas particulier qui concilie fréquencemètre et analyseur de spectre. C'est celui d'un rapport  $f_1/f_2$  impair, avec synchronisation sur une position de phase bien définie. On peut s'en rendre compte, à l'aide de la figure 3, en partant du repère 2 de la ligne A, et en supposant une commutation toutes les cinq périodes de  $f_1$ .

En revanche, l'addition fonctionne toujours. On l'obtient soit en faisant tourner dans l'autre sens le commutateur de la figure 2, soit en intervertissant ses connexions, comme cela a été supposé dans la figure 4. La résultante qu'on y trouve, pour le cas de l'addition, est nettement moins cahoteuse que celle de la figure 3, et le fréquencemètre y trouvera son compte tout aussi bien que l'analyseur de spectre.

### Fonctionnement synchrone et commutateur à portes

La figure 5 montre un premier exemple de réalisation où  $f_2$  est dérivée de  $f_1$ , par division. Ainsi, il y a un synchronisme entre la rotation du commutateur et ce qu'on applique à ses plots. Ce commutateur est simulé par la validation successive de quatre portes AND dont les sorties attaquent une porte OR à quatre entrées. Pour que cela puisse être réalisé avec des portes très facilement disponibles, on utilise, en fait, une triple NAND à trois entrées et une double NAND à quatre entrées, et on invalide une entrée de l'une des deux portes à quatre entrées.

Les deux fréquences à traiter,  $f_1$  et  $f_2$ , parviennent à des circuits identiques, F1, F2 ainsi que F3, F4. Le premier est utilisé directement en diviseur tétraphasé, alors que l'autre est suivi d'un décodage du type « 1 parmi 4 ».

Avec  $f_1 = 1,6$  MHz et  $f_2 = 160$  kHz, l'analyse de la tension de sortie donne une raie principale à 440 kHz. Au rang suivant, quant à l'amplitude, on trouve, à - 15 dB environ, une raie à

600 kHz, puis - 20 dB à 760 kHz, - 25 dB à 520 kHz, - 30 dB à 480 kHz, pour l'essentiel. L'importance relative des raies secondaires peut être diminuée par une division ultérieure, comme on le verra plus loin.

En fonctionnement soustractif, on ne peut pas pratiquer de division ultérieure, mais une analyse spectrale est possible. Pour obtenir ce mode de fonctionnement, avec le circuit de la figure 5, il suffit d'amener D de F2 non plus sur  $\bar{Q}$ , mais sur Q de F1, et D de F1 non plus sur Q, mais sur  $\bar{Q}$  de F2. L'analyse de la sortie donne alors 360 kHz pour la raie principale, et 520 kHz à - 10 dB, 680 kHz à - 15 dB, 440 kHz à - 25 dB.

On notera que, dans les deux cas, la distance entre la raie principale et la plus haute raie parasite est égale à  $f_2$ . Pour observer, à l'oscilloscope, l'allure du signal de sortie (fig. 3 et 4, lignes R), il suffit de synchroniser sur une sortie de F3 ou de F4.

### Déphaseur tétraphasé

Une addition de deux fréquences n'est en fait possible, d'après ce qui précède, que si on dispose, au départ, du quadruple de ces fréquences. Bien entendu, on n'est pas toujours maître, à ce point là, des fréquences à traiter.

En pareil cas, on peut faire appel au principe indiqué dans la figure 6. On applique  $f_1$ , supposée de forme sinusoïdale, à un inverseur de phase de type différentiel, suivi de deux déphaseurs RC, pour 90°. Au besoin, on peut effectuer, ensuite, une mise en forme rectangulaire.

Les valeurs du montage dépendront largement de la fréquence de travail. Le fonctionnement ne pourra être correct que si  $R_D \gg R_C$ , condition qu'on ne pourra souvent respecter qu'en intercalant des étages collecteur-commun entre les résistances  $R_C$  et les déphaseurs.

### Commutateur analogique et division ultérieure

Les portes de commutation de la figure 5 constituent certes une solution bien classique. Mais la figure 7 montre qu'on arrive à un moindre nombre de boîtiers et surtout à un effort de câblage bien plus réduit, si

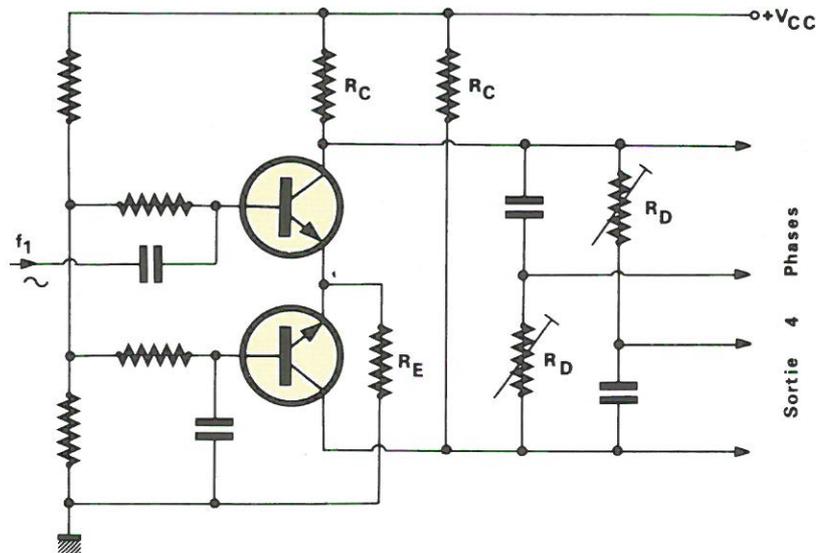


Fig. 6. - Un déphaseur analogique évite toute division de fréquence et permet, conjointement à un commutateur également analogique, le traitement de signaux modulés.

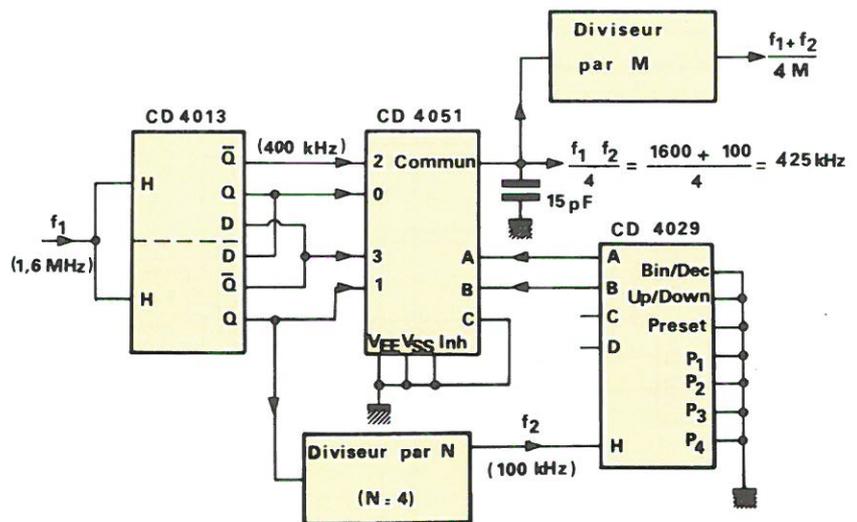


Fig. 7. - Utilisation d'un commutateur analogique, avec adressage par un compteur-décompteur, lequel permet d'obtenir addition et soustraction par simple inversion du sens de comptage.

on adopte la solution du commutateur analogique, ou démultiplexeur.

Un tel commutateur est plus lent qu'une porte. Il risque donc de ne plus être utilisable pour des valeurs de  $f_1$  supérieures à 5 ou 10 MHz. Mais en dessous, son attitude relativement calme fait qu'il ne s'affole nullement d'une bascule d'adressage qui ne bascule pas tout à fait en même temps qu'une bascule de comptage, surtout si on lui met 15 pF sur la sortie.

Dans ces conditions, on peut par-

faitement procéder à une division complémentaire (diviseur par M, fig. 7). On constate alors que les raies parasites restent à la même distance qu'auparavant, et que leur amplitude se trouve divisée par M. Dans le cas de l'exemple de la figure 7, et  $M = 2$ , on obtiendrait donc une fréquence nominale de sortie de  $425/2 = 212,5$  kHz; la plus haute raie parasite sera toujours distante de  $f_2$ ; elle se trouvera donc à 212,5 kHz, avec une différence d'amplitude de l'ordre de - 20 dB.

## Fonctionnement asynchrone et néanmoins asservi

Dans les exemples précédents, les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  avaient été obtenues, par division, à partir d'un même oscillateur. Quand cela n'est plus le cas, l'avance du commutateur risque de se faire, parfois, juste au moment où les tensions sur les plots correspondants de ce commutateur sont changées. Cela ne se voit guère en analyse spectrale, et c'est presque sans importance quand le traitement ultérieur se fait par boucle de phase ou autre filtre. Mais quand c'est un diviseur de fréquence qui suit, ou un compteur, il risque d'enregistrer des impulsions supplémentaires qui rendent le système impraticable.

Le remède est indiqué dans la figure 8, sous forme d'un dessin un peu moins abstrait que les précédents schémas. Ce remède consiste à faire transiter  $f_2$  par une bascule D. Ainsi, l'état logique de  $f_2$  n'est pris en compte qu'au moment où  $f_1$  change

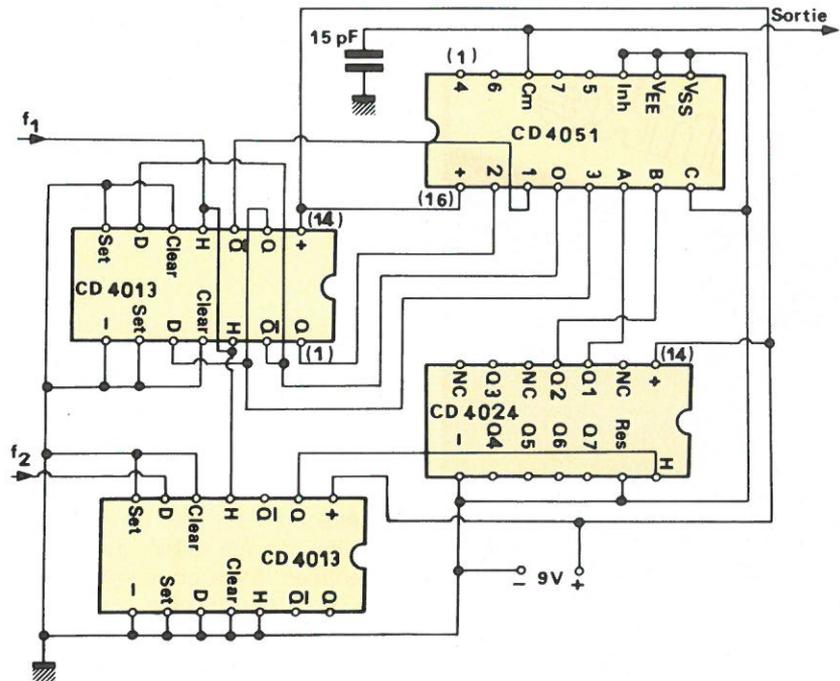


Fig. 8. — S'il n'y a aucune relation de phase entre les deux fréquences à additionner, on doit effectuer un asservissement par une bascule D supplémentaire.

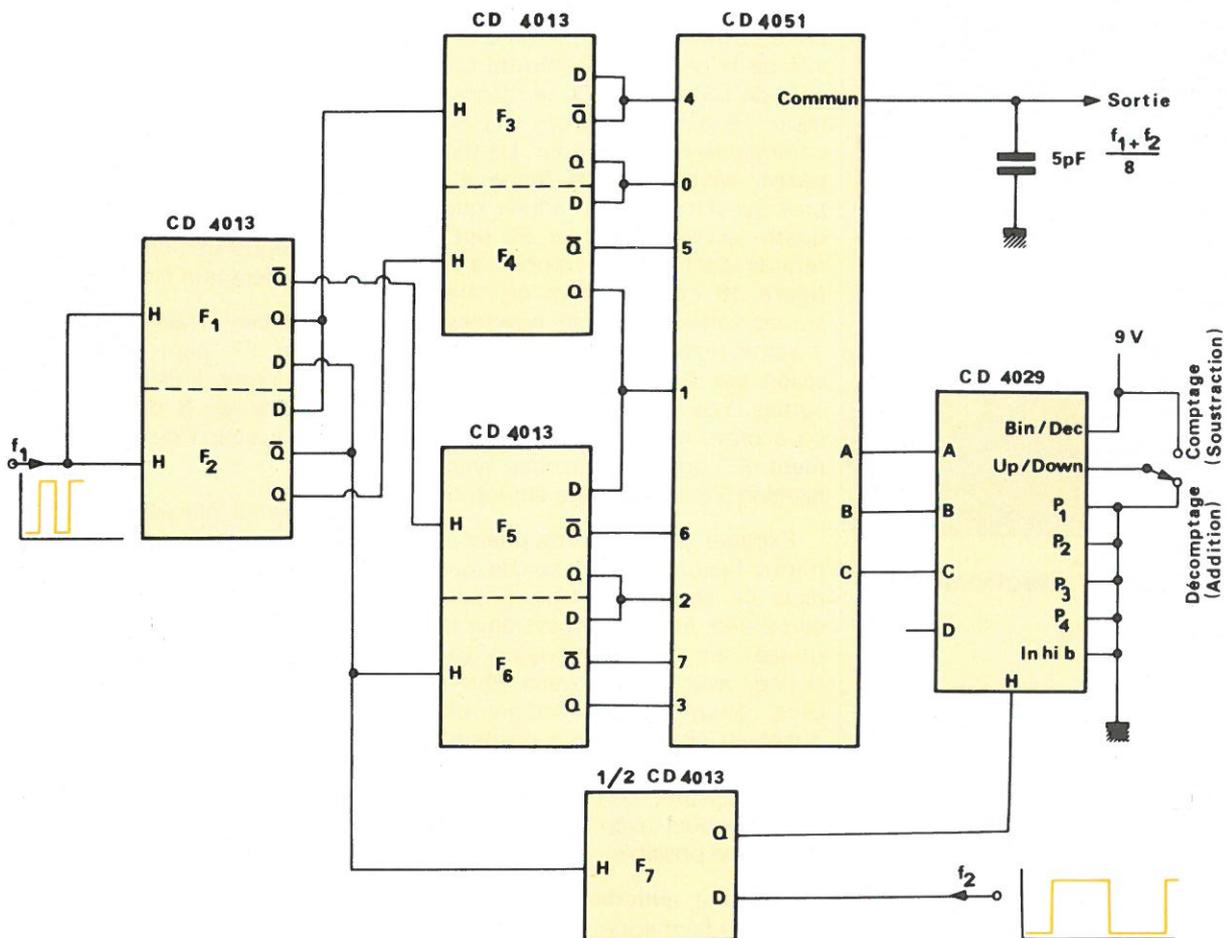


Fig. 9. — Un système à huit phases ne présente un avantage qu'en régime de soustraction et quand le traitement ultérieur est autre que digital.

# Automates programmables Kuhnke

Comparez nos prix

## KUAX 654 MINI

32 E/S  
4 temporisations  
1 K EPROM  
768 variables internes  
Dim. 220 x 155 x 45 mm.

2995 F HT

## KUAX 654 COMPACT

80 E/S  
8 temporisations  
jusqu'à 4 K EPROM ou  
4 K RAM  
1024 variables internes  
Dim. 220 x 365 x 60 mm.

5980 F HT

## KUAX 653

Un automate modulaire jusqu'à  
256 entrées et 256 sorties

## AUTOMATION 85

du 16 au 19 avril  
Palais des Congrès  
Stand P-11

Prix au 1/03/1985

**BALLUFF** Electronique

3 av. Charles de Gaulle  
94470 Boissy St. Léger

Tél. (1) 569.23.32 Téléx : F 250 902

Mr \_\_\_\_\_  
Sté \_\_\_\_\_  
Adresse \_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_

Souhaite :

- Recevoir une documentation  
 La visite d'un ingénieur

SERVICE-LECTEURS N° 128

PAGE 34 - ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 41

## Applications

d'état. Du fait des retards qui sont occasionnés par le compteur d'adressage CD 4024 et le décodage dans le CD 4051, on est ainsi sûr que l'avance du commutateur n'a lieu qu'à un moment où toutes les autres bascules ont bien fini de basculer. Bien entendu, la chose n'est possible que si  $f_1 > f_2$ .

### Le régime octophasé n'est pas nécessairement meilleur

Précédemment, le démultiplexeur CD 4051 n'a été utilisé que sur 4 de ses entrées. Mais comme il en comporte 8, il paraît bien séduisant de l'employer dans un système à 8 positions de phase.

La figure 9 montre qu'on y parvient par une division de fréquence par 8, faisant appel au diviseur tétraphasé précédemment mentionné (F1, F2) et quatre autres bascules D. L'une d'elles, F3, sert de diviseur de fréquence, et elle est aussi le maître de F4, car cette bascule ne peut passer à  $Q = 1$ , lors de la période suivante de  $f_1$ , que si Q de F3 est à 1. De la même manière, F5 est commandée par F4, et commande F6 à son tour. Le tout se passe, néanmoins, de façon à peu près synchrone, si on admet que les quatre sorties de F1 et F2 ont des retards identiques par rapport à  $f_1$ . La figure 10 montre ce qu'on observe sur les sorties Q des six bascules, les 4 autres positions de phase, après division par 8, étant données par les sorties  $\bar{Q}$  de F3 à F6. Accessoirement, on a prévu une bascule d'asservissement (F7) qui fait qu'aucune synchronisation n'est nécessaire entre  $f_1$  et  $f_2$ .

Explorer 8 positions de phase, cela paraît beaucoup plus souple que 4, mais en régime d'addition, cela ne sert à rien. En effet, un système tétraphasé suivi d'une division par 2 donne, avec des moyens plus simples, strictement la même chose quant au niveau et à la position des raies parasites du spectre. Ce qui montre encore qu'en régime digital, on a toujours avantage à être aussi rustre que possible.

Il en est autrement quand on ne peut plus faire appel au régime digital, c'est-à-dire quand on travaille en soustraction, car une division ultérieure n'est plus possible dans ce cas,

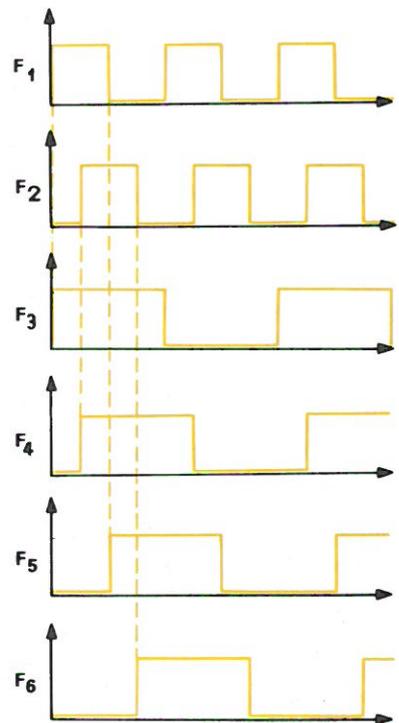


Fig. 10. - Formes d'onde relatives au montage de la figure 9.

comme on l'avait vu à propos de la figure 4. La pureté du spectre qu'on observe avec le montage de la figure 9 est alors aussi bonne que si une division complémentaire par 2 avait été possible, les raies parasites étant faibles et relativement distantes de la fréquence nominale. Cela facilite évidemment tout filtrage ultérieur.

Dans ces conditions d'utilisation, la bascule F7 peut être omise sans grande perte. Il devient alors possible d'élaborer les 8 positions de phase par un système de bascules en décalage.

Le démultiplexeur CD 4051 est parfaitement capable de véhiculer des signaux analogiques, éventuellement modulés en amplitude ou en fréquence. Avec un déphaseur analogique, comme celui de la figure 6, éventuellement en version octophasée, on pourrait ainsi établir un changement de fréquence digital. Il devrait présenter, du moins en théorie, certains avantages sur ce qui se fait habituellement en matière de radioreception.

H. Schreiber

## Applications

# Le « multiplicateur de taux » et ses applications

Le traitement digital consiste souvent à rompre l'« uniformité ennuyeuse » d'un train d'impulsions, soit pour faire un calcul, soit pour synthétiser une fréquence, soit pour effectuer une conversion entre digital et analogique.

Il existe, certes, des composants spécifiques pour ce genre d'applications. Mais il arrive que ces composants soient trop performants, donc trop chers, voire trop rigide-ment spécifiques, pour une utilisation donnée.

On peut, souvent, faire appel, en pareil cas, à un « rate multiplier », ou « multiplicateur de taux », dont il sera question ci-après et dont les multiples possibilités surpren- dront autant que la banalité du principe mis en œuvre.

### Vivisection d'un train d'impulsions

Quand on applique un train d'im- pulsions à l'entrée d'un « rate multi- plier », on retrouve, à la sortie, ce même train à ceci près que certaines impulsions ont été effacées, suivant un déroulement cyclique, lequel obéit à un programme. Pour cela, le circuit comporte un compteur dont l'état de comptage est, à tout instant, comparé à un programme, lequel décide si une impulsion horloge, qui arrive à un mo- ment donné, doit parvenir sans modi- fication à la sortie ou si elle doit être supprimée.

La capacité de ce compteur est, dans le cas des circuits CMOS de type courant, soit de 16 (CD 4089), soit de 10 (CD 4527). Comme aucun autre détail ne distingue les deux cir- cuits, c'est du CD 4527 qu'il sera es- sentiellement question ci-après.

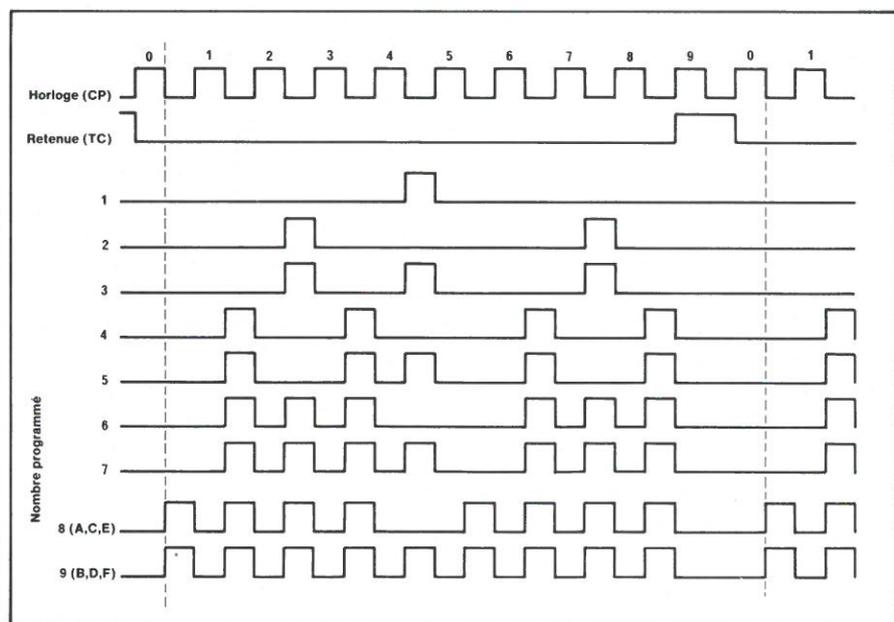


Fig. 1. — Dans chaque train de dix impulsions d'horloge, le multiplicateur de taux choisit, suivant le programme qu'on lui applique, 1 à 9 impulsions qu'il va restituer à sa sortie, en escamotant les autres.

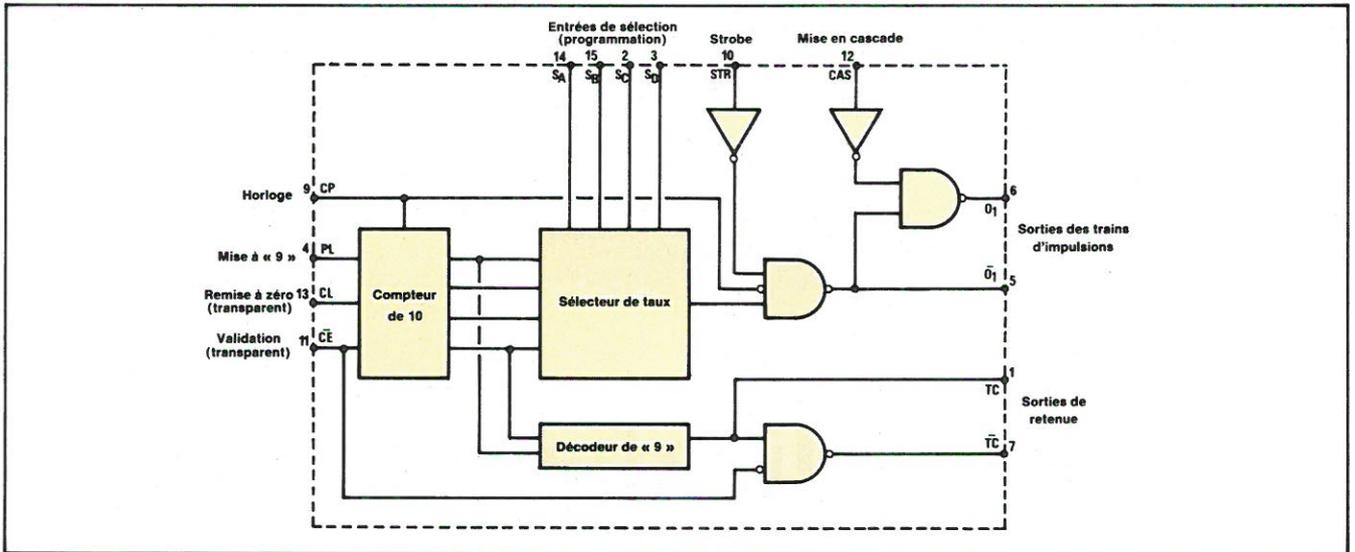


Fig. 2. – Principe de fonctionnement d'un multiplicateur de taux. Une entrée de mise en cascade est prévue conjointement à une sortie de retenue.

Vivant dans le monde décimal, le CD 4527 prend en compte des trains ou cycles de 10 impulsions, et, suivant le programme de sélection qu'on lui applique à un moment donné, il n'en transmet que 1 à 9 à sa sortie ; de même les possibilités « 0 » (sortie bloquée) et « toutes les dix » (circuit transparent) existent, comme on le verra plus loin.

La figure 1 montre la configuration des trains d'impulsions qu'on obtient à la sortie du circuit, en fonction du nombre programmé, lequel est, en fait, un nombre binaire qu'on exprime par les états qu'on applique aux qua-

tre entrées de programmation (ou de sélection) du circuit. Comme cela permet, en fait, 16 combinaisons, il convient de signaler qu'une programmation sur zéro bloque tout, alors que 10, 12 et 14 (A, C et E en hexadécimal) donnent la même chose que 8. La programmation d'un nombre : 11, 13 ou 15 (B, D, F) est équivalente à celle d'un 9.

Les trains d'impulsions de la figure 1 montrent que le circuit fonctionne quelque peu comme un moteur qui présente des ratés, souvent même de multiples ratés. Si cette comparaison vous incite à traduire « rate multi-

plier » par « multiplicateur de ratés », sachez que c'est inexact, ne serait-ce que du fait que le nombre qu'on programme, sur les entrées de sélection, n'est pas celui des impulsions « ratées », mais celui des impulsions qui sont conservées.

## Fonctionnement d'un multiplicateur de taux

A la sortie du circuit, on ne dispose pas seulement des impulsions « manipulées », mais aussi, comme la figure 2 le montre, des impulsions dites

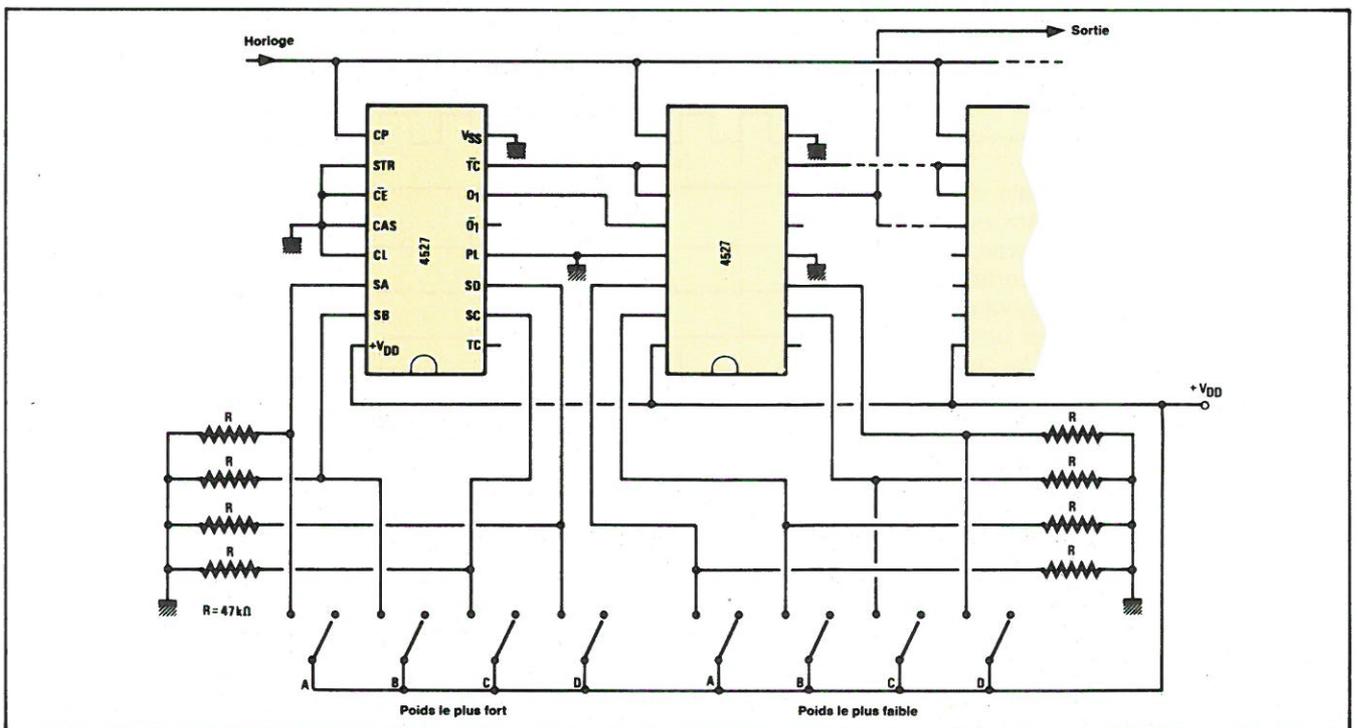


Fig. 3. – Avec une mise en cascade additive, on peut, en principe, opérer une multiplication par tout nombre décimal.

« de retenue ». Le diagramme de la **figure 1** précise que ces impulsions, dont la durée est égale à une période d'horloge, sont produites au moment du « raté obligatoire », correspondant à la position 9 du compteur. En d'autres termes, l'impulsion de retenue signale le moment où il ne peut y avoir d'impulsion de sortie, quel que soit le nombre programmé.

Ainsi, la retenue est, en quelque sorte, équivalente à une porte (logique) ouverte sur l'avenir. En effet, elle signale ce « petit creux » dans le train d'impulsions, dans lequel un circuit ultérieur d'une mise en cascade pourra encore loger, de temps en temps, une impulsion complémentaire. Cela permettra de programmer jusqu'à 99 impulsions dans un train de 100, jusqu'à 999 dans un train de 1 000, etc.

Avant d'aborder les détails d'une telle mise en cascade, il convient de signaler que la **figure 2** montre, à côté de l'entrée horloge, des entrées permettant de mettre le compteur interne soit à 9, soit à 0, à des fins de synchronisation. Ces deux commandes se distinguent néanmoins du fait que la première bloque entièrement la sortie des trains d'impulsions, alors que la seconde rend le circuit transparent, ce qui signifie que les impulsions de sortie sont à une inversion de phase près, identiques aux impulsions d'horloge. Il en est de même pour l'entrée de validation, laquelle arrête le fonctionnement du compteur sans en modifier la position.

A noter aussi que les trains d'impulsions ainsi que les retenues sont disponibles sous une forme complémentaire qui n'en est pas vraiment une, puisqu'elle dépend de ce qui se passe sur les entrées de mise en cascade et de validation.

Indépendamment du taux de sélection qu'on aura programmé, la sortie de retenue fournit toujours une fréquence égale à  $1/10^e$  de la fréquence d'horloge (ou  $1/16^e$  dans le cas du

CD 4089). Ainsi, le « rate multiplier » peut être utilisé, accessoirement, dans une chaîne de division directe.

Pour la fréquence limite d'utilisation, on trouve, pour le CD 4527 B (RCA), une valeur minimale, soit 1,2, 2,5 et 3,5 MHz pour  $V_{DD} = 5, 10$  et 15 V, ainsi qu'une valeur typique, de 2,4, 5 et 7 MHz respectivement. RTC donne, pour son HEF 4527 B, les valeurs typiques respectives de 4, 7 et 10 MHz.

## Ratés en cascade

Comme cela a été signalé plus haut, le train d'impulsions produit par un premier circuit comporte, dans tous les cas, une lacune correspondant à la position 9. Un second circuit, lequel ne prend en compte que ces lacunes du fait qu'on le bloque par ailleurs, peut y placer de nouvelles impulsions, soit 0 à 9 impulsions dans un cycle de 10 lacunes consécutives.

Le schéma correspondant est donné dans la **figure 3**. Si le premier circuit se trouve programmé sur 6, et le second sur 7, on obtient un taux de multiplication de  $(6/10) + (7/100)$ , soit 67 impulsions à la sortie pour 100 impulsions à l'entrée. Dans le cas de trois circuits, programmés respectivement sur 6, 7 et 8, on a un taux de  $(6/10) + (7/100) + (8/1 000)$ , soit 678 impulsions de sortie pour un train de 1 000 impulsions à l'entrée. En sacrifiant quelque peu la rigueur mathématique, on peut dire, plus simplement, qu'on multiplie par 0,67 dans le premier cas, et par 0,678 dans le second.

Un taux dont le dernier chiffre est un 5, tel que 0,85, peut être obtenu avec une bascule D à la place du dernier « rate multiplier ». La **figure 4** montre que cette bascule est utilisée par une division par deux des impulsions de retenue. Ainsi, elle change le programme du circuit, toutes les 10

impulsions d'horloge, en le faisant passer de 8 à 9, ce qui correspond bien à un taux moyen de 0,85.

De la même façon on peut, comme le montre la **figure 5**, obtenir un taux moyen de 0,75. D'autres combinaisons de ce genre sont évidemment possibles, et on peut parfaitement effectuer un changement de programme un cycle sur trois, trois cycles sur sept, etc.

La mise en cascade de la **figure 3** est additive, car chaque circuit suiveur ajoute des impulsions dans le train que le précédent lui fait parvenir.

La **figure 6** montre qu'une mise en cascade multiplicative est également possible. Dans ce cas, chaque circuit suiveur applique son programme aux impulsions qu'il reçoit du précédent. Avec deux circuits programmés sur 5 et sur 6, on obtient ainsi un taux de  $(5/10) \times (6/10) = 30/100$ , soit 30 impulsions en sortie pour 100 à l'entrée. Avec trois circuits, programmés sur 5, 6 et 7, le taux sera donc de  $5 \times 6 \times 7 = 210/1 000$ .

En pratique, la version additive de la cascade semble plus intéressante que la version multiplicative. Ne serait-ce que du fait qu'elle permet une multiplication par un nombre premier, nombre qu'on peut toujours obtenir en additionnant des chiffres, mais jamais (faut-il le préciser ?) par une multiplication.

## « Il n'y a pas d'impulsion après la virgule »

L'utilisation d'un CD 4527 pour une multiplication mathématique peut être avantageuse, quand l'un des facteurs est, de toute façon, disponible sous forme d'un train de  $n$  impulsions. Exemple : compter des objets ou des tours de disque d'un compteur analo-

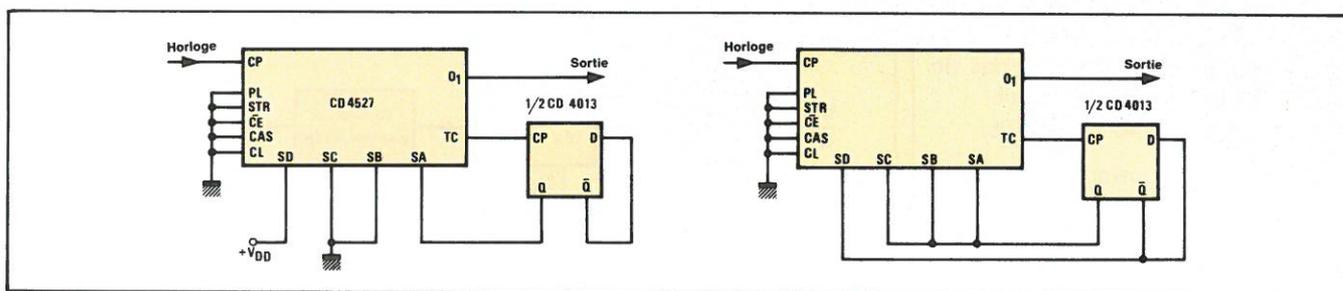


Fig. 4 (à gauche). – Multiplication par 0,85, moyennant une bascule D qui effectue un changement périodique de programme. Fig 5 (à droite). – Dans cet exemple, le multiplicateur de taux restitue 7 impulsions d'un premier train de 10 et 8 d'un second, alternativement.

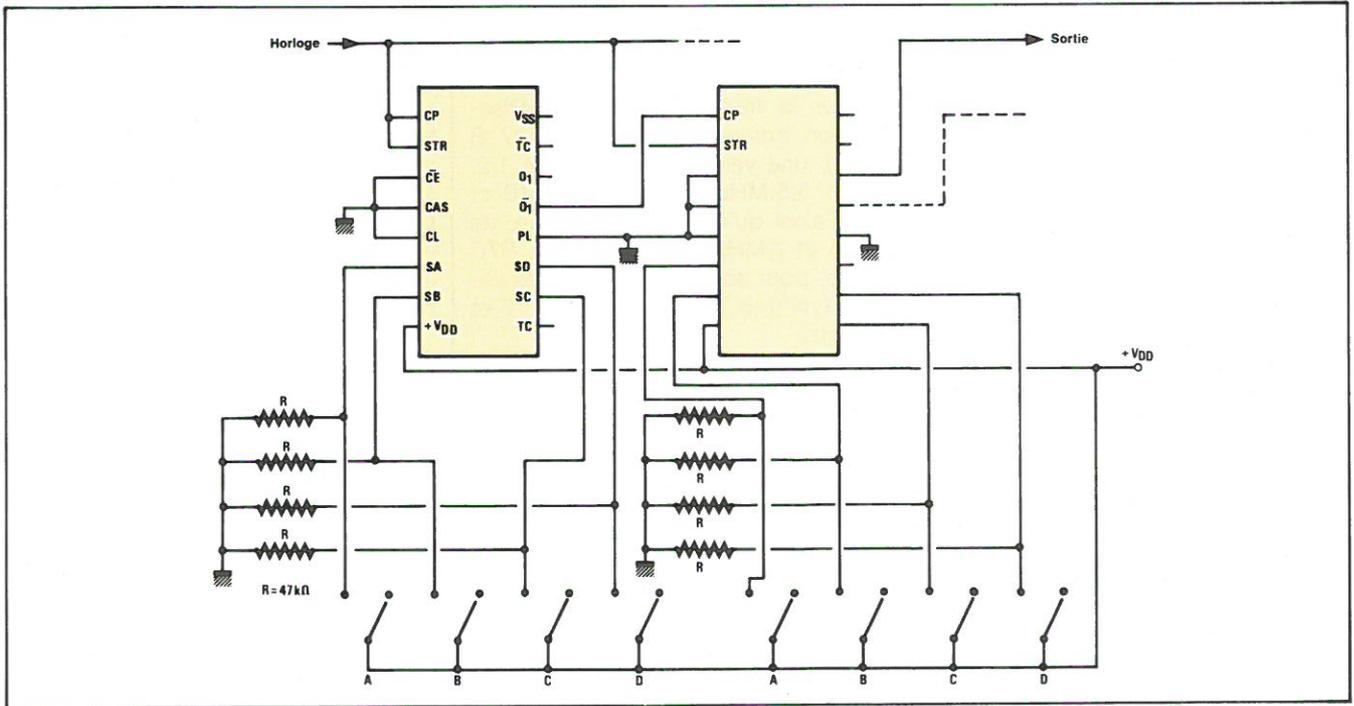


Fig. 6. – Si, dans ce type de mise en cascade, le premier circuit multiplie par 0,8 et le second par 0,6 (ou inversement), le résultat est une multiplication par  $(0,8 \times 0,6) = 0,48$ .

gique (compteur de liquides), puis multiplier le résultat par un nombre exprimant le prix.

A priori, c'est très simple, il suffit de compter le nombre d'impulsions qui sortent d'un multiplicateur de taux qu'on aura programmé sur un nombre représentant le prix, à une puissance de 10 près. Mais compter 561 objets par 561 impulsions pour multiplier par 0,346, ce n'est possible que si on se contente d'un résultat assez grossier. En effet, les impulsions sont des entiers, on peut en compter 194, par exemple, mais pas 194,106. De plus, le graphique de la figure 1 montre que l'espacement des impulsions est parfois bien irrégulier (pour le 6, notamment, on multiplie, en fait, par 1 tant qu'on n'a pas dépassé la troisième impulsion d'un train).

Pour que la multiplication décrite soit exacte, il faut, si  $n$  est le nombre d'étages d'un multiplicateur de taux, y entrer  $10^n$  impulsions pour chaque objet compté ou pour chaque tour de compteur de liquide. Dans le cas de l'exemple précité, cela donnerait :  $561 \times 1\,000 \times 0,346 = 194\,106$ .

Un tel procédé serait parfaitement applicable à une pompe à essence, par exemple. Avec, d'ailleurs la possibilité de remplacer les brusques augmentations de prix par la programmation d'une « pente inflationniste ». Pour cela, le taux de multiplication du calculateur de prix se trouve com-

mandé par un compteur qu'on incrémente une fois par heure, par exemple, pour programmer une pente inflationniste de 0,001 centime/heure.

D'autres opérations mathématiques sont possibles, du moins en théorie. A titre d'exemple, la figure 7 montre qu'on peut obtenir une division (par le nombre programmé) en comptant le nombre d'impulsions nécessaire pour obtenir un produit donné. Les valeurs indiquées correspondent à  $361\,000 : 0,687 = 416\,378$  – à quelques unités près, pour les raisons mentionnées plus haut.

### Un convertisseur digital/analogique qui accepte le régime BCD

Pour convertir un nombre BCD, codé sur 4 bits, en une grandeur ana-

logique, il suffit d'appliquer ce nombre sur les entrées de programmation d'un multiplicateur de taux dont on applique la sortie à un filtre RC dont la constante de temps est très grande devant la période de fréquence d'horloge.

Comme le rapport cyclique du signal horloge se conserve lors du traitement, on peut jouer sur ce rapport pour obtenir une valeur de référence différente (mais non indépendante) de la tension d'alimentation. En alimentant sous 9 V, par exemple, on peut ainsi s'arranger de façon à obtenir 5 V après le filtre de sortie, quand aucune impulsion n'est éliminée. Ainsi, on obtiendra 4,5 V pour un taux de 0,9, puis 4 V pour un taux de 0,8, etc.

Bien entendu, une conversion de deux digits BCD en une grandeur analogique à 100 niveaux est possible avec une cascade additive composée de deux multiplicateurs de taux, de

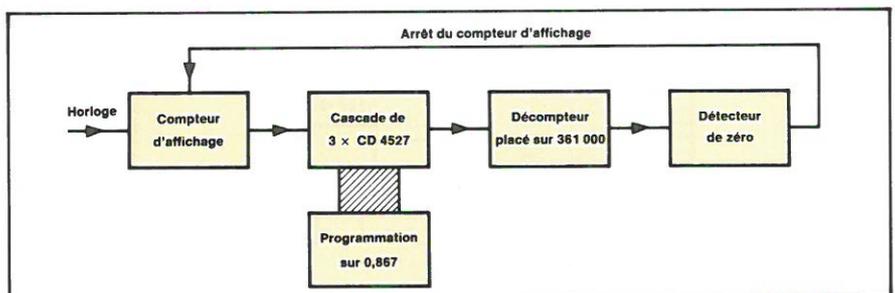


Fig. 7. – Diviser avec des multiplicateurs de taux, c'est beaucoup moins élégant qu'avec un micro processeur, mais le programme est beaucoup plus vite fait.

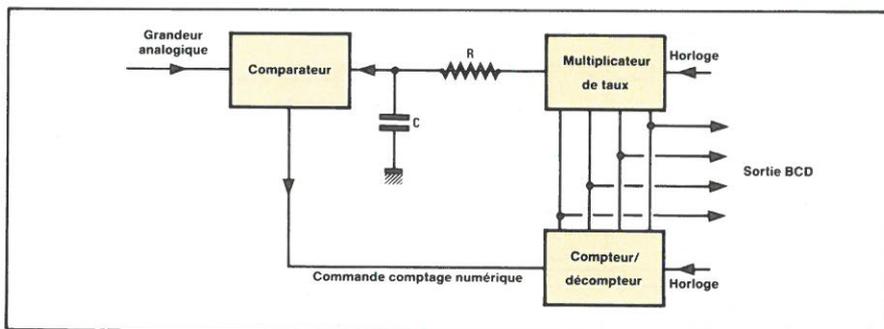


Fig. 8. – Utiliser un multiplicateur de taux pour une conversion A/D, cela peut être avantageux quand cette conversion peut être grossière et quand elle doit obéir au code BCD.

même qu'on peut obtenir 1 000 niveaux avec trois circuits, avec cependant, une précision et surtout une rapidité moindres que celles d'un vrai convertisseur. Mais quand on peut se contenter, en la matière, de performances moyennes, l'utilisation d'un CD 4527 peut être rationnelle pour une conversion BCD-analogique, ou celle d'un CD 4089 pour une conversion binaire-analogique.

Moyennant quelques complications l'opération inverse est également possible. La figure 8 montre qu'on compare, pour cela, la grandeur analogique d'entrée, à la tension issue d'un convertisseur digital-analogique, réalisée avec un multiplicateur de taux, lequel se trouve commandé par un compteur-décompteur. Suivant le signe de la différence entre les deux tensions continues, le compteur va se diriger dans le sens de l'équilibre. Si on lui laisse le temps, il finira donc sur une position qui correspond à une expression digitale de la grandeur logique d'entrée. Ici encore, on peut étalonner en jouant sur le rapport cyclique du signal d'horloge.

### Application à la synthèse de fréquence

Partant d'un oscillateur à quartz de 4 MHz, et d'un multiplicateur de taux programmé sur 0,9, on obtient un signal de sortie dont tout fréquencemètre honnête dira que sa fréquence est

de 3 600 kHz. Pourtant, ce n'est qu'une apparence. Cependant, si on procède à une division complémentaire par 400, on peut espérer que les irrégularités s'estompent à un point tel qu'on obtient du 9 kHz pratiquement pur.

Mais si on veut utiliser cela pour une application audio ou radio, telle qu'une synthèse, par canaux de 9 kHz, de l'oscillation locale d'un récepteur, on récolte un léger sifflement de 1 kHz, à moins de précautions de filtrage assez onéreuses.

En effet, la figure 9 montre, sans recourir au théorème de Fourier, que la multiplication par 0,9 du CD 4527 n'est rien d'autre que l'addition d'une rectangulaire de fréquence  $f$ , avec un train d'impulsions de fréquence  $0,1 f$ . Dans le cas de l'exemple, on dispose, donc, à la sortie du multiplicateur de taux, non seulement des 3 600 kHz indiqués par le fréquencemètre, mais aussi d'un peu de 4 000 kHz, et d'un peu de 40 kHz. Après division par 400, il reste ainsi des traces de 10 et de 1 kHz, et c'est évidemment la fréquence la plus basse qui traverse le plus facilement le passe-bas de la boucle de phase, pour provoquer une modulation de phase à la sortie. Un filtrage est certainement possible, mais il sera généralement plus simple de choisir une fréquence de quartz qui permet une division directe.

La figure 10 montre qu'une cascade de deux CD 4527 fournit, en fait, 5 fréquences différentes. Les deux

sorties ( $0_1$ ) du second étage ne délivrent pas des fréquences identiques, car elles ne sont pas exactement complémentaires, comme on avait pu le voir dans la figure 2. Les fréquences obtenues par les sorties TC sont issues d'une division directe, alors que les trois autres relèvent de l'artifice et présentent ainsi un spectre irrégulier.

### Bande étroite et signaux horaires

Les raies parasites d'une synthèse artificielle de fréquence ne sont guère gênantes quand il s'agit d'une application à bande très étroite. Pour un récepteur de signaux horaires, par exemple, on n'a besoin que d'une bande passante d'une dizaine ou d'une vingtaine de Hz.

Pour recevoir l'émetteur de signaux horaires DCF (77,5 kHz), en démodulation synchrone directe, on peut ainsi partir d'un quartz de 4 MHz dont on multiplie, à l'aide de deux CD 4527, la fréquence par 0,62, ce qui donne 2,48 MHz. Puis, on divise par 32, pour obtenir 77,5 kHz.

France Inter émet aussi des signaux horaires, en permanence, et ces signaux ne perturbent pas l'audition radiophonique du fait qu'ils sont en modulation de phase. Mais ils ont l'inconvénient d'être provisoires. Cela s'explique par le fait suivant : France Inter a été, grâce à A. Gabry, du CNET, le premier à assurer un service régulier de données digitales. Il a été suivi par d'autres, le dernier en date semble être un est-allemand, sur 179 kHz, et qui travaille avec un flux de données plusieurs dizaines de fois plus grand que celui de France Inter. Il est donc facile à comprendre que France Inter utilise très mal ses possibilités digitales avec un flux de 1 bit par seconde, et qu'une modification est probable.

Cela signifie que les récepteurs France-Inter-PM que nous avons décrits dans le n° 22 d'*Electronique Applications*, pourraient avoir une utilis-

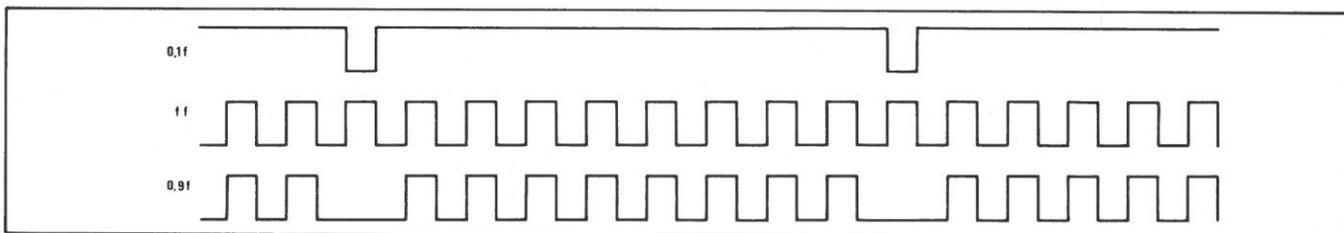


Fig. 9. – Pour multiplier par 0,9, le multiplicateur de taux effectue, en fait, une soustraction :  $10 - 1$ .

tion étendue à autre chose que des signaux horaires.

L'un de ces récepteurs avait été conçu pour deux fréquences de réception, 163,84 kHz, la fréquence actuelle de France Inter, et 162 kHz, fréquence que cet émetteur devra occuper dès février 1986. Pour éviter toute commutation, ce récepteur utilisait un oscillateur local de 162,92 kHz et une fréquence intermédiaire de 920 Hz, de façon que l'une des fréquences de réception soit l'image de l'autre.

Pour que les fréquences d'oscillation et intermédiaire puissent être obtenues par division directe, il fallait, avec les valeurs citées, un quartz de 7494,32 kHz, non seulement introuvable dans le commerce, mais aussi très peu commode pour une utilisation « fréquence étalon ». En effet, France Inter est un excellent étalon de fréquence, car sa porteuse est obtenue par une horloge atomique. Cependant, c'est plutôt d'une fréquence de valeur ronde dont on voudrait disposer en pareil cas.

La chose est parfaitement possible avec le principe évoqué dans la figure 11 et qui fait appel à deux multiplicateurs de taux, de quatre et de deux étages, respectivement. Cela mène à un nombre de boîtiers qui dépasse légèrement celui de la solu-

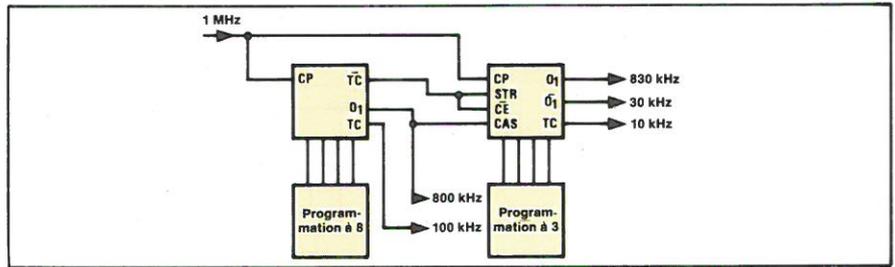


Fig. 10. - Avec une cascade de deux circuits, on obtient cinq nouvelles fréquences dont trois sont suffisamment « synthétiques » pour nécessiter souvent un filtrage complémentaire.

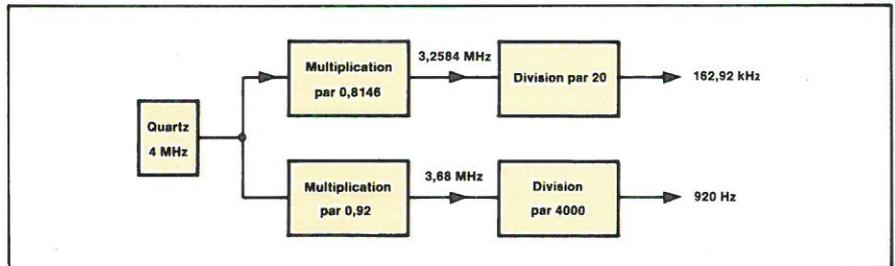


Fig. 11. - Pour obtenir deux fréquences assez particulières (récepteur signaux horaires France Inter) à partir d'un quartz standard, il n'y a qu'à... « ratemultiplier ».

tion originale, laquelle avait aussi l'avantage d'une plus grande pureté spectrale.

Bien que ce dernier point ne soit guère important, pour l'application envisagée, le multiplicateur de taux a pu vous paraître, dans ce qui précède, un peu comme le synthétiseur de fréquence du pauvre. Tout comme

vous avez peut-être tendance à le qualifier de multiplicateur du pauvre, ou de convertisseur D/A du pauvre.

Mais c'est cela, justement, son avantage ! Car hélas, tout le monde n'est pas riche.

H. Schreiber

### Annexe : « anatomie » du HEF 4527B (RTC)

Le circuit intégré HEF 4527B est un multiplicateur (taux BCD) avec deux sorties bufférisées ( $O_1$  et  $\bar{O}_1$ ), deux sorties de retenue bufférisées (TC et  $\bar{TC}$ ), quatre entrées de sélection de taux BCD ( $S_A, S_B, S_C, S_D$ ), une entrée d'horloge commune (CP), une entrée de prépositionnement (PL), une entrée asynchrone de remise à zéro prioritaire (CL), une entrée de « strobe » (STR), une entrée de mise en cascade (CAS) et une entrée de validation de comptage, active à l'état BAS (CE).

Le multiplicateur (taux BCD) fournit en sortie un nombre d'impulsions basé sur le nombre BCD programmé en entrée. En supposant que le nombre BCD soit 6, on obtient six impulsions de sortie pour dix impulsions d'horloge en entrée. La sortie est active sur le front descendant de l'horloge.

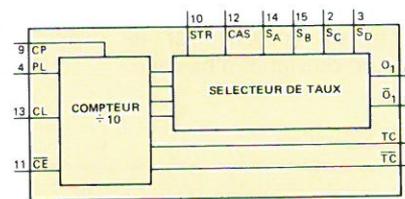
Lorsque  $\bar{CE}$ , STR, CAS, CL et PL sont à l'état BAS, les impulsions programmées sont présentes aux sorties  $O_1$  et  $\bar{O}_1$ , celles des retenues aux sorties TC et  $\bar{TC}$ .

Un niveau HAUT sur CL remet le compteur à zéro quel que soit l'état de toutes les autres entrées, et un train de dix impulsions est disponible en  $O_1$  et  $\bar{O}_1$  si SD est à l'état HAUT. Lorsque  $\bar{CE}$  est à l'état HAUT, le compteur est invalidé, l'état des sorties ( $O_1, \bar{O}_1$ ) dépend du contenu du compteur.

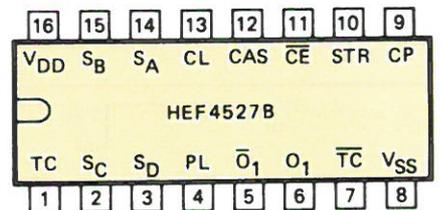
Un niveau HAUT sur PL met le compteur à l'état « 9 » et TC passe à l'état HAUT.

Un niveau HAUT sur STR inhibe les sorties  $O_1$  et  $\bar{O}_1$ . Un niveau HAUT sur CAS force la sortie  $O_1$  à l'état HAUT, tandis que l'état de  $\bar{O}_1$  dépend des entrées  $S_A$  et  $S_D$ .

L'action du trigger de Schmitt de l'entrée d'horloge confère au circuit une tolérance exceptionnelle pour des temps de montée et de descente plus lents.



### Synoptique du HEF 4527B



### Brochage

Etude

# Les convertisseurs tension-fréquence et leurs applications

Lorsque le temps de conversion n'est pas un critère fondamental, les convertisseurs tension-fréquence s'avèrent nettement compétitifs par rapport aux techniques de conversions conventionnelles, notamment les convertisseurs par approximations successives ou à double rampe.

Cet état de fait s'explique par les excellentes performances inhérentes aux convertisseurs V-F actuels, particulièrement en ce qui concerne la résolution et la non-linéarité. De plus, leur mode de sortie série en fait le dispositif idéal pour la transmission de données analogiques.

## Principe de fonctionnement

Un convertisseur tension-fréquence ou courant-fréquence est un dispositif qui convertit une tension ou un courant analogique d'entrée en un train d'impulsions de durée et d'amplitude constantes dont la cadence est directement proportionnelle à l'amplitude de la tension ou du courant d'entrée.

Pour une tension d'entrée arbitraire  $V_i$  comprise entre 0 et  $+V_{\max}$  et une fréquence maximale  $f_{\max}$  correspondant à la valeur de fond d'échelle, la fréquence du train d'impulsions à la sortie d'exprime par :

$$f = f_{\max} \cdot \frac{V_i}{V_{\max}}$$

dans laquelle  $V_{\max}$  est généralement égal à  $+10$  V et  $f_{\max} = 10$  ou  $100$  kHz.

Il existe de très nombreuses méthodes pour réaliser une conversion V-F, aussi nous nous limiterons à la des-

cription des techniques de base les plus représentatives.

Le schéma de principe d'un convertisseur tension-fréquence des plus usuels est représenté à la figure 1. Il se compose essentiellement d'un intégrateur (A1), d'une source de courant commutable (I), d'un comparateur (A2) et d'un monostable de précision (MN).

Pour étudier le fonctionnement de ce circuit, on suppose que la sortie du monostable est à l'état « 0 », de sorte que le commutateur analogique S aiguille la source de courant I vers la sortie de l'intégrateur A1.

Pendant la période d'intégration, la tension d'entrée positive développe un courant  $I_i = \frac{V_i}{R_i}$ .

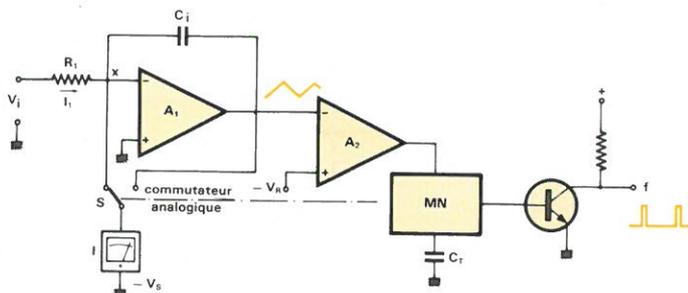


Fig. 1.

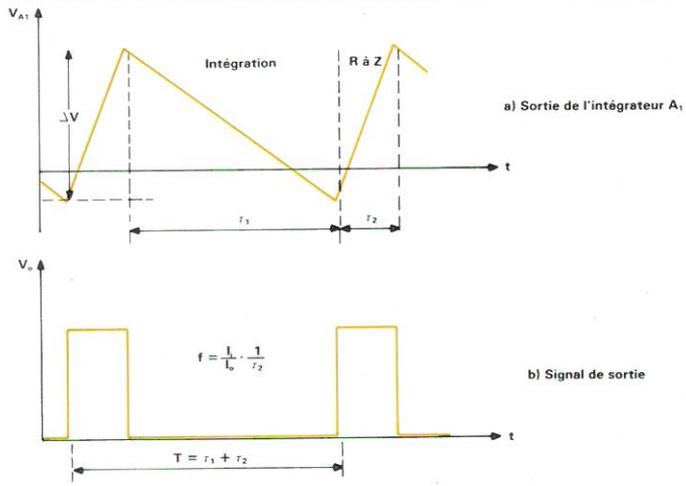


Fig. 2.

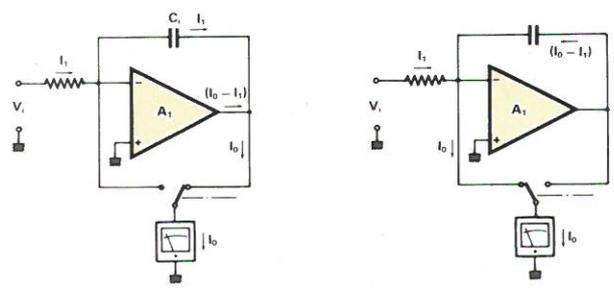


Fig. 3.

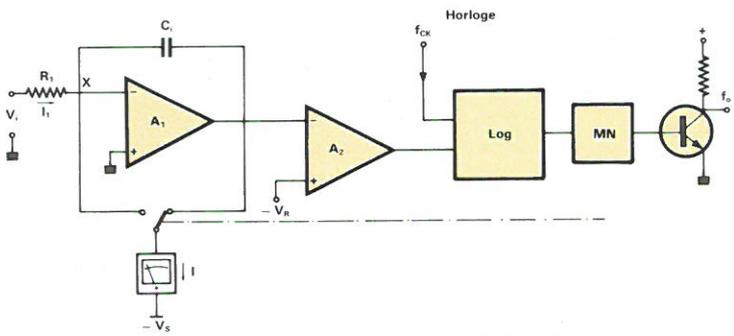


Fig. 4.

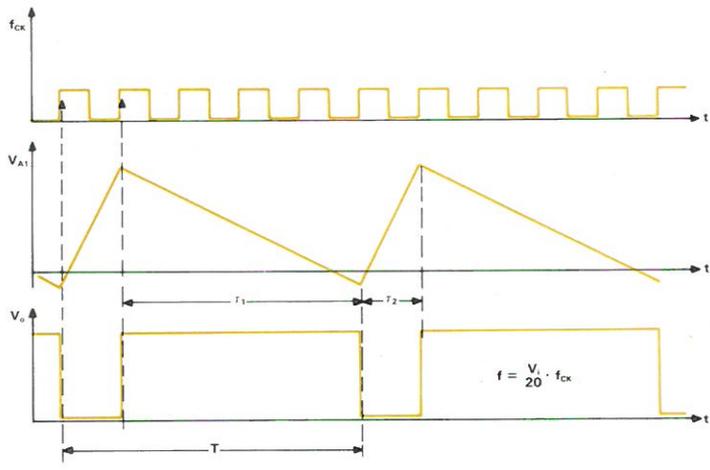


Fig. 5.

qui charge la capacité d'intégration  $C_i$ , de sorte qu'une rampe négative apparaît à la sortie de A1 (fig. 2).

Lorsque la rampe atteint la valeur de seuil du comparateur A2, celui-ci bascule et déclenche le monostable, dont la durée de basculement  $t_2$  est fixée par la capacité  $C_T$ .

Lorsque la sortie du monostable égale « 1 », le commutateur S aiguille la source de courant vers le nœud de sommation X. Le condensateur  $C_i$  se décharge pendant la période  $t_2$  avec une pente égale à :

$$\frac{(I_o - I_i)}{C_i}$$

A la fin de la période  $t_2$ , la source de courant est de nouveau commutée et  $C_i$  est une fois de plus rechargé par  $I_i$ .

Durant ces deux périodes, le courant de sortie de l'amplificateur est identique, comme le montrent les circuits équivalents de la figure 3.

Si  $I_i$  est constant, la quantité d'électricité

$$\frac{I_i \cdot t_1}{C_i}$$

acquise durant la charge est égale à celle restituée durant la décharge :

$$\frac{(I_o - I_i)}{C_i} \cdot t_2$$

Par conséquent, on peut écrire :

$$I_i \cdot t_1 = (I_o - I_i) t_2$$

$$d'où : t_1 = t_2 \left( \frac{I_o}{I_i} - 1 \right)$$

La fréquence de sortie qui est égale à l'inverse de  $t_1 + t_2$  peut donc s'exprimer par :

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{I_i}{I_o} \cdot \frac{1}{t_2}$$

$$\text{dans laquelle : } I_i = \frac{V_i}{R_i}$$

Le rapport cyclique du convertisseur V-F est déterminé par la relation entre la durée de l'impulsion  $t_2$  issue du monostable et la période  $t_1 + t_2$ .

$$\delta = \frac{t_2}{t_1 + t_2}$$

$$\text{or } \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{I_i}{I_o} \cdot \frac{1}{t_2}$$

$$\text{par conséquent : } \delta = \frac{I_i}{I_o}$$

Un rapport cyclique inférieur à 50 % est recommandé, afin d'obtenir une meilleure linéarité.

Les valeurs usuelles sont 0,5 mA max pour  $I_i$ , ce qui équivaut à 10 V dans 20 k $\Omega$  et 100  $\mu$ s pour  $t_2$  avec  $f_{max} = 10$  kHz.

Dans ce type de circuit, la valeur de la capacité d'intégration n'influe pas sur la fréquence de sortie. De ce fait, une grande marge de tolérance peut être admise pour la valeur de  $C_i$ . Cependant, ce condensateur nécessite un bon coefficient d'absorption diélectrique et doit être du type polycarbonate, polystyrène ou téflon.

Par contre, la période  $t_2$  du monostable est critique et  $C_T$  sera choisi avec une tolérance étroite, ainsi qu'un faible coefficient de température, afin de minimiser les erreurs de gain et de dérive. Un condensateur au niveau de tolérance  $\leq \pm 1\%$  convient parfaitement.

Une autre méthode consiste à utiliser un convertisseur V-F de type synchrone, dont les performances ne sont pas tributaires des critères de stabilité inhérents au montage précédent.

Le schéma ne se différencie que par l'adjonction d'une logique insérée entre le comparateur et le monostable (fig. 4).

Le fonctionnement de ce circuit peut se résumer comme suit : la tension d'entrée  $V_i$  génère dans la résistance  $R_i$  un courant  $I_i$  qui charge la capacité d'intégration  $C_i$ . L'intégrateur A1 génère ainsi une rampe négative qui, lorsqu'elle atteint la valeur de seuil du comparateur, fait basculer ce dernier.

De ce fait, la transition négative de l'horloge externe rend active la logique de contrôle, de sorte que la transition positive permet à la fois d'activer le circuit de sortie et de basculer la source de commande en sens inverse, ce qui a pour effet d'inverser le sens de la rampe.

En effet, étant donné que le courant d'entrée  $I_i$  de fond d'échelle est de 0,5 mA et que la source de courant égale 1 mA, la résultante des courants au point X est toujours telle que le sens de la rampe s'inverse.

La transition positive suivante de l'horloge met fin à la période de remise à zéro et fait basculer la sortie dans son état initial.

Comme on peut le remarquer sur le diagramme de la figure 5, la durée de la remise à zéro, de même que la

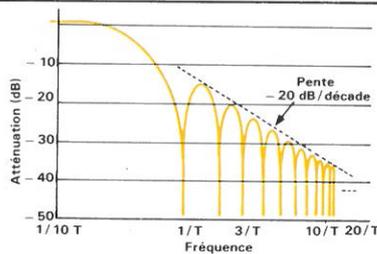


Fig. 6.

durée de l'impulsion de sortie, égalent la période du signal horloge.

Dans ce mode de fonctionnement, lorsque  $I_i = I_{max}$ , le courant de charge de la capacité d'intégration  $I_i$  est égal au courant de décharge  $I_o - I_i$  mais en sens opposé ; il en résulte que la rampe positive et la rampe négative sont toutes deux égales à une période de l'horloge, de sorte que la fréquence maximale du signal de sortie sera égale à la moitié de la fréquence horloge  $f_{ck}$ .

De ce fait, si l'on postule un signal d'entrée de 0 à + 10 V, la fonction de transfert de ce type de convertisseur peut être exprimée par :

$$f_o = \frac{V_i}{20} \cdot f_{ck}$$

Dans cette configuration, étant donné que la durée de remise à zéro de l'intégrateur est fixée par l'horloge externe, la précision de la conversion n'est plus affectée par les variations de la capacité  $C_T$  inhérentes au montage de la figure 1.

De plus, étant donné que l'impulsion de sortie n'apparaît que sur les transitions positives de l'horloge, il est clair que la fréquence du signal de sortie ne peut qu'être un sous-multiple de la fréquence horloge.

La tension d'entrée  $V_i$  est donc liée au rapport existant entre le nombre d'impulsions à la sortie (N) et le nom-

bre d'impulsions d'horloge (M) pour une même unité de temps.

Ainsi,  $V_i$  peut s'exprimer par la relation :

$$V_i = 20 \cdot \frac{N}{M}$$

La conversion de la valeur analogique en valeur numérique consiste à compter le nombre d'impulsions à la sortie pendant une certaine unité de temps.

Une solution simple consiste à fixer la période de comptage par un multiple de la fréquence horloge, cette période déterminant la résolution du système.

Par exemple, si l'on désire une résolution de 1/1000, la période de comptage comprendra 2 000 impulsions d'horloge nonobstant que la période minimale est égale à 1/2  $f_{ck}$ .

Etant donné que ce système n'est pas affecté par les variations de paramètres de composants extérieurs, ces performances sont donc essentiellement tributaires des composants internes.

De plus, la stabilité de l'horloge externe n'est pas critique ; en effet, de petites variations de  $f_{ck}$  n'affectent pas le rapport N/M. De ce fait, un simple oscillateur R-C peut être utilisé pour piloter un tel convertisseur.

Une horloge stable n'est cependant pas dénuée d'intérêt dans ce système, la période de comptage correspondant à la période d'intégration du signal d'entrée ; si ce dernier est entaché de bruit, il est recommandé de choisir une période d'intégration égale au multiple de la période du signal à éliminer.

Comme le montre le graphique de la figure 6, l'atténuation d'une fréquence donnée est maximale lorsque

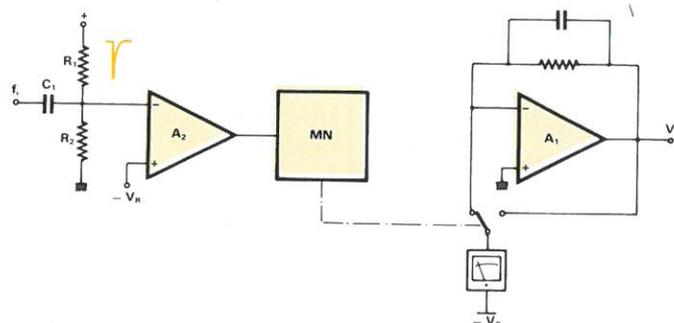


Fig. 7.

le temps de conversion est égal à la période du signal ou un multiple de celle-ci.

Par exemple, pour un signal d'entrée perturbé par le 50 Hz du réseau, il est souhaitable de choisir un temps de conversion de  $n \cdot 1/50^e$  s.

## Conversion fréquence-tension

En modifiant légèrement le schéma de la figure 1, il est possible de réaliser une conversion fréquence-tension (F-V) comme le montre la figure 7.

Le principe de fonctionnement précédemment décrit pour la conversion V-F reste valable.

Toutefois, dans cette configuration, pour une fréquence d'entrée constante, il subsiste à la sortie de l'intégrateur A1 une légère ondulation résiduelle, de même fréquence que le signal d'entrée, qui ne peut être éliminée totalement étant donné qu'elle est inhérente au principe même de la conversion.

Afin de pallier ce défaut, il peut être fait usage d'une filtre passe-bas associé à l'intégrateur de sortie (fig. 8).

S'il est fait usage d'un convertisseur F-V à horloge externe, la valeur moyenne du signal de sortie est fixée par  $C_1$  et le signal de sortie peut être exprimé par la relation :

$$V_o = 20 \cdot \frac{f_i}{f_{ck}}$$

## Performances des convertisseurs V-F

### a) Plage de fréquences

Les convertisseurs les plus usuels ont une plage de fréquences variant de 0 à 10 kHz, 0 – 100 kHz et 0 – 1 MHz pour une tension d'entrée comprise entre 0 et + 10 V.

Au-delà de cette limite fixée par le constructeur, le bon fonctionnement du système n'est plus assuré ; toutefois, il faut souligner que pour les convertisseurs à horloge externe,

$$f_{max} = \frac{f_{ck}}{2}$$

pour  $V_i \geq V_{max}$

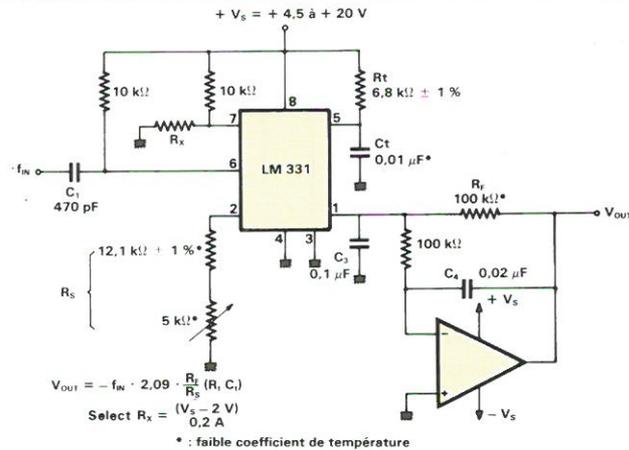


Fig. 8.

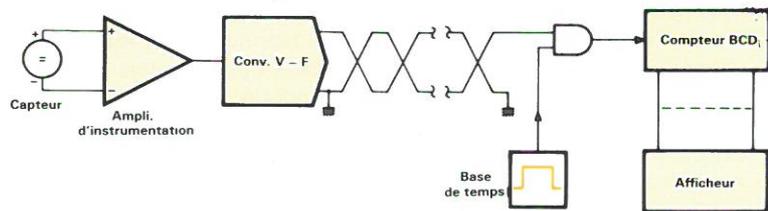


Fig. 9.

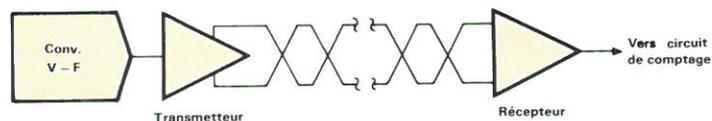


Fig. 10.

### b) Non-linéarité

La non-linéarité est définie comme étant la déviation maximale de la fonction de transfert par rapport à une droite théorique tracée entre 0 et  $f_{max}$ .

Elle s'exprime en % de  $f_{max}$  et est de l'ordre de 0,005 % pour un convertisseur V-F de 0 – 10 kHz et 0,05 % pour un convertisseur 0 – 100 kHz.

### c) Décalage (offset)

Les tensions et courants d'entrée de l'intégrateur introduisent un décalage en sortie.

Cet effet peut être minimisé par l'adjonction d'un réglage d'offset extérieur, permettant d'obtenir une fréquence nulle en sortie, lorsque le signal d'entrée vaut 0.

### d) Calibration

L'erreur de calibration est définie

comme étant l'écart entre la fonction de transfert réelle par rapport à la droite théorique tracée entre 0 et  $f_{max}$ .

Cette erreur, généralement comprise entre 1 à 10 % de pleine d'échelle, peut être compensée par ajustement d'un composant extérieur.

### e) Température

De même que pour les autres circuits intégrés, il existe trois plages de température pour les convertisseurs V-F suivant leur domaine d'application :

- Grand public : 0 à + 70 °C
- Industriel : - 25 à + 85 °C
- Militaire : - 55 à + 55 °C

Dans la plupart des modèles, la stabilité de calibration est inférieure à 100 pp.m/°C et la stabilité de l'offset inférieure à 100 µV/°C.

## Limitations des convertisseurs V-F

Si les convertisseurs V-F ont de multiples avantages, il faut toutefois tenir compte de certaines restrictions inhérentes à leur principe, particulièrement lorsqu'ils sont utilisés pour la transmission de données :

a) La vitesse de conversion est lente pour les signaux de faible amplitude, en fait elle est déterminée par la  $f_{max}$  de pleine échelle et l'amplitude du signal à mesurer.

$$T_{conv.} = \frac{V_{fe}}{V_i} \cdot \frac{R_{es}}{f_{max}}$$

Ainsi, pour un convertisseur V-F de 10 kHz à fond d'échelle, utilisé pour mesurer une tension d'entrée de 0 à + 2,5 V avec une résolution de 1/1000, le temps de conversion est :

$$\frac{10}{2,5} \cdot \frac{10^3}{10^4} = 0,4 \text{ seconde}$$

Pour augmenter la vitesse de conversion dans l'exemple précité, deux solutions sont envisageables :

- utiliser un convertisseur V-F plus rapide, par exemple un 100 kHz, permettant de diminuer le temps de conversion par un facteur 10 ;
- se connecter à l'entrée courant du convertisseur au moyen d'une résistance appropriée afin de convertir  $V_i$  (2,5 V en l'occurrence) en  $I_i$  max (0,5 mA dans notre cas), ce qui réduit le temps de conversion par un facteur de 4.

b) Ils nécessitent un compteur associé à une base de temps pour l'interprétation de la sortie sous forme numérique, la capacité de ce compteur étant une fonction directe de la résolution souhaitée.

Dans notre exemple, le compteur sera donc constitué de trois décades.

## Applications des convertisseurs V-F

Le domaine d'utilisation des convertisseurs V-F est extrêmement large et diversifié. Toutefois, l'un de ses principaux attraits réside dans sa facilité de conversion analogique-numérique sous forme de transmission série.

Ainsi, lorsqu'un capteur à bas ni-

veau se trouve éloigné de l'unité centrale réalisant le traitement de données, les problèmes d'immunité au bruit ainsi que la réjection du mode commun se présentent dans toute leur acuité.

Une solution élégante consiste à utiliser un convertisseur V-F à proximité du capteur et transférer le train d'impulsions sous forme série dans un compteur dont le contenu sera pris en charge par l'unité de traitement (fig. 9).

Si la distance entre le capteur et le centre de traitement est relativement grande, il est préférable d'utiliser une transmission en mode différentiel sur paire torsadée comme représenté à la figure 10.

Lorsque l'isolation galvanique est un critère prépondérant (milieux industriels, parasites, mode commun élevé, etc.), il peut être fait usage d'un

coupleur opto-électronique pour réaliser l'interface avec l'unité centrale, figure 11.

## Conversion analogique/numérique avec CV-F

Le schéma de principe d'une conversion A-N faisant usage d'un convertisseur V-F, synchrone, est représenté à la figure 12. Ce système comporte une horloge, un diviseur par M, le convertisseur V-F proprement dit, un compteur N et une logique de commande.

Sous cette forme, la valeur numérique affichée par le compteur est déterminée par la relation :

$$f_{max} = f_{ck} \cdot \frac{N}{M}$$

Si M est constitué par un diviseur par 4000, N devra disposer d'une résolution de 2000 points.

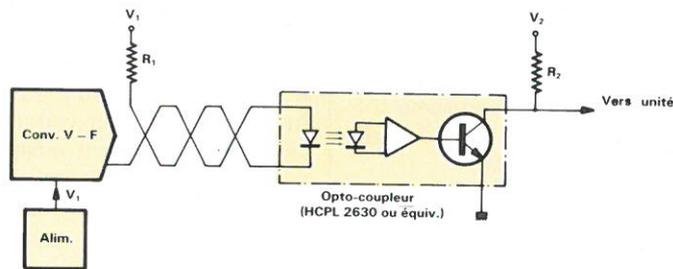


Fig. 11.

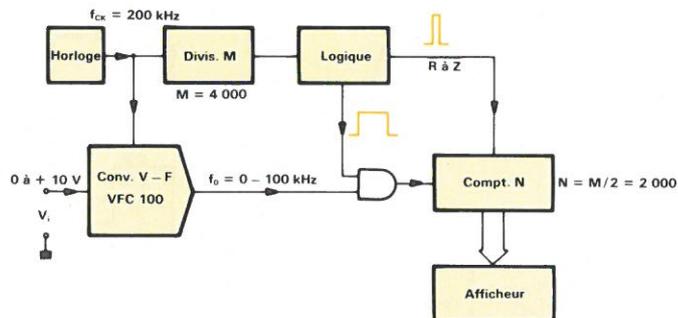


Fig. 12.

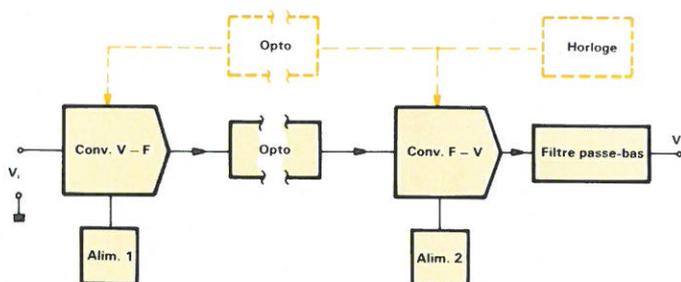


Fig. 13.

## Transmission de données analogiques avec isolation galvanique

Etant donné que ce type de convertisseur peut être utilisé dans les deux configurations V-F et F-V, cette particularité peut être utilisée pour réaliser l'isolation galvanique d'un signal analogique, tout en maintenant une précision de conversion élevée.

Cette technique est particulièrement intéressante non seulement pour assurer la sécurité lorsque le signal à mesurer se trouve dans un environnement à haute tension, mais également afin d'améliorer la réjection de bruit dans un milieu hautement perturbé.

Le schéma de principe d'un tel système est représenté à la figure 13. Lorsqu'il est fait usage de convertisseur synchrone à horloge externe, cette dernière pilote à la fois le convertisseur V-F par l'intermédiaire d'un opto-coupleur et le convertisseur F-V, ce afin de minimiser les erreurs de conversion.

La liaison entre le convertisseur V-F et le F-V s'effectue elle aussi à partir d'un opto-coupleur rapide.

La tension résiduelle de conversion issue du convertisseur F-V est largement atténuée par un filtre passe-bas adéquat.

## Acquisition de données par microprocesseurs

Un microprocesseur peut être utilisé pour le traitement de données émanant de capteurs multiples, comme représenté à la figure 14.

Dans ce système, les signaux émis par les différents convertisseurs V-F sont transmis par l'intermédiaire d'une interface (récepteur différentiel, opto-coupleur, fibre optique, etc.) aux entrées d'un démultiplexeur qui sélectionne le point à convertir à partir du bus d'adresse périphérique, soit un maximum de 256 entrées pour un octet.

Le fonctionnement est le suivant. Le processeur transmet au périphérique de conversion l'adresse du point à convertir, cette adresse est décodée et mémorisée autorisant ainsi le transfert des impulsions issues du point sélectionné vers le compteur ; lorsque le compteur est rempli, la logique envoie vers l'unité centrale une requête qui, si elle est acceptée, génère un ordre de lecture ayant pour effet de transférer le contenu du compteur soit vers l'unité centrale, soit vers la mémoire, suivant le traitement envisagé. Si on se limite à une résolution de 1/256, la vitesse de scrutation maximale peut être de 2,5 ms pour un convertisseur V-F 10 kHz et 250  $\mu$ s pour un 100 kHz.

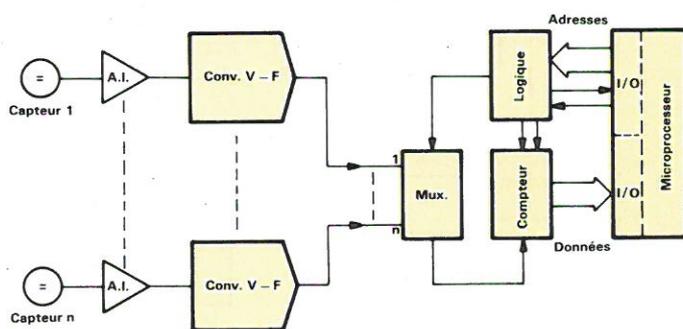


Fig. 14.

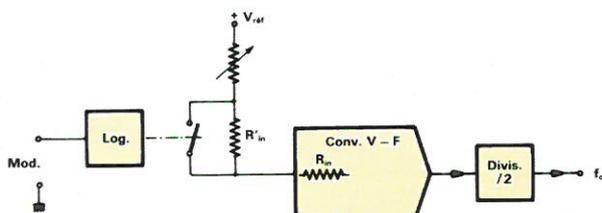


Fig. 15.

## Modulateur FSK

Un modulateur FSK (Frequency Shift Keying) peut être réalisé aisément à partir du schéma de la figure 15.

Dans ce circuit, la fréquence de sortie est commutée par le commutateur analogique S, piloté par le signal du modulateur.

Ainsi, pour un signal « 1 » à l'entrée, S est fermé, la résistance R' est court-circuitée et la fréquence de sortie égale  $f_s$  ; tandis que pour un état « 0 » à l'entrée, la fréquence de sortie égale  $f_i$ . Le diviseur par 2 a pour fonction de délivrer un signal carré à la sortie. La fréquence utile est donc égale à la moitié de la fréquence du convertisseur V-F. Si un signal sinusoïdal est souhaité, il suffit d'ajouter un filtre passe-bas d'ordre approprié.

## Mesure du rapport entre deux tensions

Une des principales difficultés dans le traitement des signaux analogiques consiste en la mesure du rapport entre deux tensions.

Cette difficulté peut être contournée en utilisant deux convertisseurs V-F comme représenté à la figure 16.

Dans cette configuration, le signal V1 est converti en un train d'impulsions qui est emmagasiné dans le compteur, tandis que le signal V2 est utilisé après traitement numérique, comme base de temps du système.

La grandeur numérique à la sortie est exprimée par la relation :

$$X = 2 N \cdot \frac{V1}{V2}$$

dans laquelle N représente le rapport de division du diviseur associé à V2.

Si l'on utilise des convertisseurs V-F de 0 - 10 kHz et un diviseur par 500, la valeur numérique peut avoir un rapport dynamique de 1 à 1000.

## Intégrateur à long terme

Un convertisseur V-F peut, lorsqu'il est associé à un compteur, constituer un intégrateur à long terme de haute précision.

Pour réaliser une intégration avec un convertisseur V-F, il suffit de lui

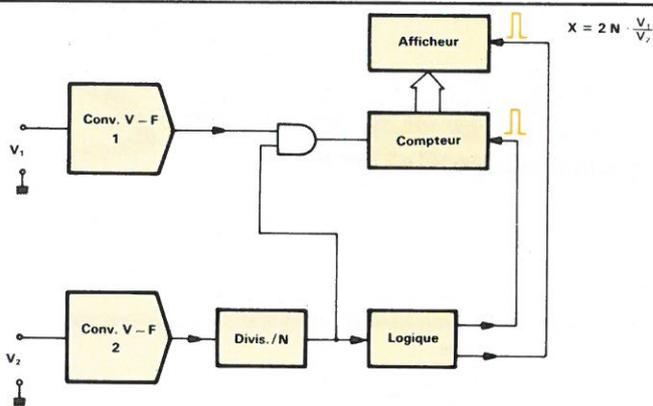


Fig. 16.

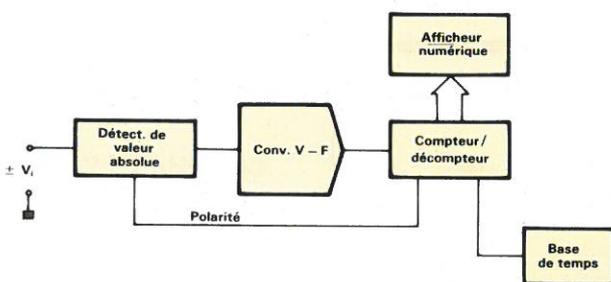


Fig. 17.

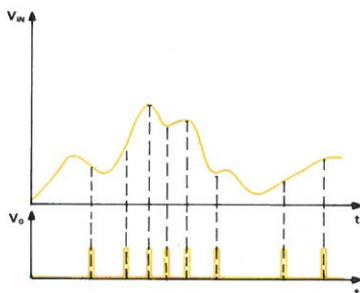


Fig. 18.

appliquer une tension d'entrée, puis de compter le nombre d'impulsions ; celui-ci, emmagasiné dans un compteur, est directement proportionnel à l'intégrale de  $V_i$ , pendant une période arbitraire de temps limitée seulement par la capacité du compteur.

Le circuit de la figure 17 représente un intégrateur à long terme avec dispositif d'affichage numérique.

Il comporte un amplificateur d'entrée et un convertisseur V-F de 0 à 10 kHz, associé à un diviseur par 10 000 suivi d'une cascade de compteurs BCD avec afficheurs numériques.

Ce compteur reçoit une impulsion/seconde pour  $V_i$  max, c'est-à-dire 10 V à la sortie de l'amplificateur. Par conséquent, 9999 secondes seront nécessaires pour atteindre le fond d'échelle.

On peut dire également que chaque impulsion de sortie correspond à 1 mV/s. du signal d'entrée (fig. 18).

La valeur numérique est donc une représentation directe du temps d'intégration. L'intégrale du signal d'entrée étant égale au nombre d'impulsions contenues dans le compteur, multiplié par 1 mV/sec.

Ce système est particulièrement intéressant lorsqu'on désire connaître la valeur moyenne d'un signal ayant une grande dynamique, pendant un laps de temps relativement long.

A titre indicatif, le tableau 1 donne les caractéristiques fondamentales des convertisseurs V-F les plus courants utilisables dans les applications industrielles.

Ch. Burniaux

### Bibliographie

- B. Moore : Voltage to frequency counters, AN-25 Raytheon, Oct. 1, 1981.
- P. Pinter et D. Timm : Voltage to frequency converters, EDN, Sept. 5, 1977.
- XX : Linear V-F converter chip invades module territory, Electronic Design, Feb. 23, 1984.
- T. Anderson et B. Trump : Clocked V-F converter, Electronic Design, Sept. 6, 1984.

Type	Fabricant	Fréq. kHz	Non lin. % FS	Décal. (offset) mv	Erreur de cal. % FS	Coeff. temp. ppm/°C	Plage d'alim. V	Observations
AD 450 K VFC 42 B VFC-1R RV 4152 4727	Analog Devices Burr. Brown Datel Raythéon Télédyne Philbrick	0-10 0-10 0-10 0-10 0-10	± 0,005 ± 0,01 ± 0,25 ± 0,05 ± 0,005	± 5 ± 0,2 ± 50 ± 10 ± 3	ajust. 0,2 10 ajust. 0,5	± 25 ± 100 ± 40 ± 150 ± 50	± 12 à 18 ± 9 à 20 ± 4 à 7,5 ± 7 à 18 ± 12 à 18	Perf. gar. de 0 à + 70° I <sub>N</sub> 0 à + 10 μA Opère à 100 kHz
AD 5375 VFC 32 BM LM 231 4733-3	Analog Devices Burr. Brown N.S. Télédyne Philbrick	0-100 0-100 0-100 0-100	± 0,1 ± 0,05 ± 0,03 ± 0,005	± 2 ± 4 ± 14 0,05 % FS	± 5 ± 5 ajust. 0,5	± 150 ± 100 ± 150 ± 20	± 5 à 18 ± 11 à 20 + 4 à 40 ± 9 à 18	Version MIL Plus. fabriqué Version MIL
AD 650 S VFC 100 AG 4719	Analog Devices Burr. Brown Télédyne Philbrick	0-1000 0-1000 0-1000	± 0,1 ± 0,025 ± 0,02	4 3 0,05 % FS	5 aj. 1 ± 0,5	100 100 50	± 9 à 20 ± 7,5 à 28 9 à 18	Version MIL Horloge externe Hautes performances

Tableau 1.

Mesure

# Mesure automatique du comportement thermique des semi-conducteurs de puissance

L'utilisation optimale des semi-conducteurs de puissance implique la prédétermination et la maîtrise de la température de jonction du composant. Il est donc indispensable, pour l'utilisateur, de connaître le comportement thermique des semi-conducteurs mis en œuvre : ce comportement est caractérisé par la résistance thermique jonction-boîtier que fournit le constructeur dans les spécifications de ses composants.

Cet article décrit la méthode mise au point par le Laboratoire d'Engineering « Test Final Composants de Puissance » de Motorola Semiconducteurs à Toulouse afin d'effectuer les mesures de résistance thermique, dans le cadre de la caractérisation des semi-conducteurs de puissance.

## Rappel

Le fonctionnement d'un semi-conducteur de puissance entraîne la génération de pertes au niveau de la puce de silicium :

- Perte à l'état bloqué :  
 $P_1 = V_{CE} \cdot I_{CEO}$
- Perte à l'état saturé :  
 $P_2 = V_{CEsat} \cdot I_C$
- Perte à la commutation :  
 $P_3 = V_{CEsat} \cdot I_C \cdot T_{com} \cdot F$
- Perte en régime linéaire :  
 $P_4 = V_{CE} \cdot I_C$

Pratiquement, avec les composants au silicium, les pertes à l'état bloqué sont négligeables par suite des faibles valeurs de  $I_{CEO}$  (de l'ordre de 100  $\mu A$  à 1 mA).

La somme des pertes dans le transistor entraîne une élévation de la température de jonction du composant, limitant ainsi sa zone de fonctionnement.

Cette élévation de température est fonction de la nature des matériaux et de la technologie d'assemblage, ces deux éléments déterminant la faculté

d'échange thermique du composant avec le milieu ambiant.

L'écoulement de la chaleur dans les matériaux n'étant pas spontanée, la température de jonction peut être à plus de 100 °C alors que le boîtier est toujours à la température ambiante (voir fig. 1).

Pour faciliter l'étude du comportement thermique des semi-conducteurs, l'on a été amené à modéliser le composant sous la forme de résistance et capacité thermique : la figure 2 donne le modèle standard uti-

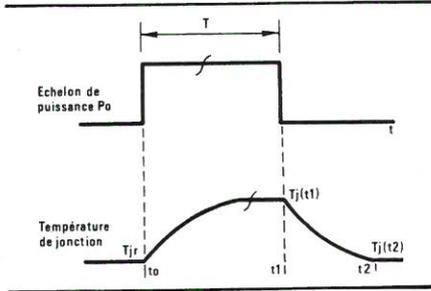


Fig. 1. - Constante thermique (régime dynamique).  
 $T_j(t_1) - T_{jr} = P_o \cdot Z_\theta(t_1)$   
 $T_j(t_2) - T_{jr} = P_o \cdot [Z_\theta(t_2) - Z_\theta(t_2 - t_1)]$   
 $P_o = \frac{T_j(t_1) - T_{jr}}{Z_\theta(t_1)}$   
 avec  $Z_\theta$  = impédance thermique et  $T_{jr}$  = température de jonction au repos.

lisé pour effectuer les calculs de résistance thermique.

La connaissance de la résistance thermique permet donc de quantifier l'élévation de température de la jonction et d'éviter l'emballement thermique, donc la destruction du composant en fonctionnement.

Des éléments qui précèdent, l'on déduit deux cas particuliers de la résistance thermique (voir fig. 3).

- La résistance thermique transitoire, lorsque la durée de l'échelon de puissance est inférieure à la constante de temps thermique du composant (notée  $R_t$ ).
- La résistance thermique en régime établi, lorsque la durée de l'échelon de puissance est supérieure à  $R_t$ .

La mesure de la résistance thermique pour diverses durées de l'échelon de puissance permet de tracer la caractéristique thermique du composant.

### Mesure

La mesure de la résistance d'un composant consiste à établir la relation entre la puissance dissipée sur la jonction et l'augmentation de tempé-

rature en résultant. Le tableau ci-après résume les méthodes de mesure possibles pour ce paramètre (liste non exhaustive).

L'établissement d'une carte thermique du composant est intéressante dans le cadre de la recherche de nouveaux matériaux : son analyse dépasse le cadre de notre étude sur la résistance thermique.

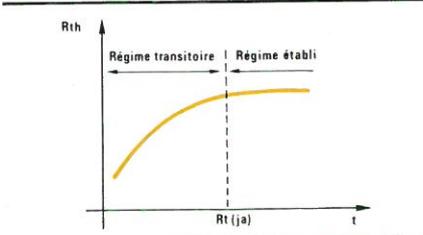


Fig. 3

### Choix de la méthode

La méthode de mesure choisie devra répondre aux critères suivants :

- 1° Facilité de mise en œuvre.
- 2° Traitement des résultats par ordinateur.
- 3° Répétitivité.
- 4° Précision.
- 5° Non destructive.

La méthode par mesure des variations d'un paramètre du semi-conducteur sensible à la température a été choisie car elle offre le meilleur compromis par rapport aux critères de sélection.

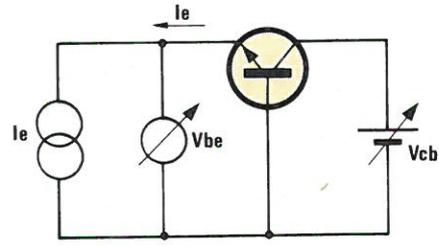


Fig. 4a. - Procédé de mesure de résistance thermique à puissance maintenue.  
 a) Le composant sous test est soumis à une puissance  $P_1 = V_{cb1} \cdot I_c$  qui élève le boîtier à une température  $T_1$ . L'on mesure  $V_{be}$  dans ces conditions.  
 b) La température du boîtier est forcée à  $T_2 < T_1$ . Avec  $I_c$  = constant, l'on augmente  $V_{cb}$  pour obtenir la même valeur de  $V_{be}$  que précédemment.  
 $R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{I_c (V_{cb2} - V_{cb1})}$   
 Cette méthode, simple, n'est pas recommandée.

METHODES	COMMENTAIRES
Mesure par rayonnement infrarouge.	Permet une thermo-cartographie de la jonction. Mise en œuvre délicate.
Mesure par contact direct avec la jonction.	Difficile à utiliser : limites technologiques des thermo-couples.
Mesure par effet thermo-chimique.	Les colorants thermo-sensibles connus à ce jour ne permettent pas une précision suffisante.
Mesure par un paramètre du semi-conducteur sensible à la température.	Bonne précision - Facilité de traitement par ordinateur.

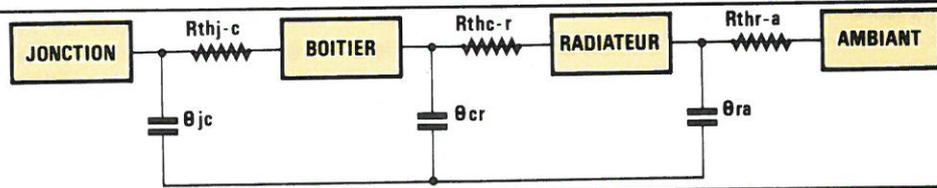


Fig. 2. - Modèle de calcul thermique. L'évacuation des calories générées par la puissance dissipée sur la jonction collecteur/émetteur s'effectue par le cheminement puce-boîtier, boîtier-radiateur, radiateur-ambiant. Par analogie avec les circuits électriques, l'on a qualifié chacun des points de passage des calories de résistance thermique (notée  $R_{th}$ ), exprimée en °C/W (degré par watt). L'écoulement de la chaleur dans les matériaux n'étant pas spontané, l'on a représenté les constantes de temps thermiques par des condensateurs (notées  $\theta_{ja}$ ,  $\theta_{cr}$ ,  $\theta_{ra}$ ).

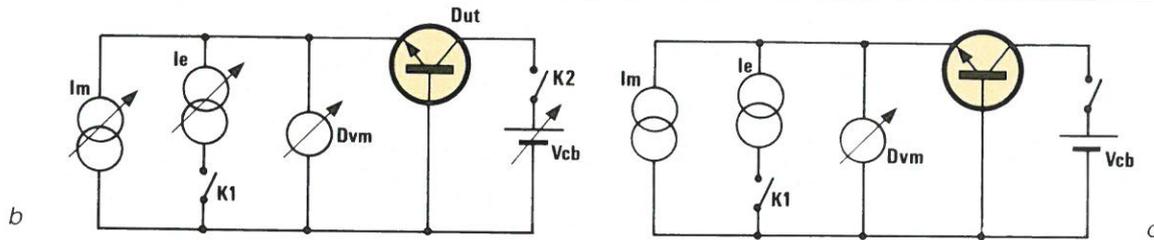


Fig. 4b. – Procédé de mesure par coupure de  $I_e/V_{cb}$ . Le boîtier du composant sous test est maintenu à une température constante. L'on mesure  $V_{be1}$  avec  $K_1$  et  $K_2$  ouverts. La puissance est appliquée en fermant  $K_1$  et  $K_2$ . Après un temps  $T > R_t$ , l'on ouvre  $K_1/K_2$  et l'on effectue la mesure de  $V_{be2}$ . L'on peut calculer la résistance thermique du composant. Cette méthode entraîne des erreurs par suite des variations de l'épaisseur de base active, variations entraînées par la coupure de  $V_{cb}$ . Note : DUT = composant sous test (« device under test »),  $D_{vm}$  = voltmètre numérique.

Fig. 4c. – Procédé de mesure par coupure du courant émetteur. Le boîtier du composant sous test est maintenu à température constante. L'on effectue la mesure de  $V_{be1}$  avant l'application de la puissance, laquelle est appliquée pendant un temps  $T > R_t$  en fermant  $K_1$ . Après la suppression de la puissance, l'on mesure  $V_{be2}$ . La résistance thermique est donnée par :

$$R_{th} = \frac{V_{be1} - V_{be2}}{\theta_v (V_{cb} + V_{be\ on}) (I_e + I_m)}$$

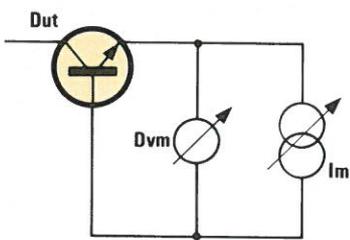


Fig. 5. – Mesure de la caractéristique  $V_{be} = f(I_e)$ . La température du boîtier est maintenue constante par immersion du composant dans un bain thermostaté. La mesure de  $V_{be}$  est effectuée en faisant varier le courant  $I_m$ .

### Sélection du paramètre

L'ensemble des paramètres d'un semi-conducteur est sensible à la température. Pour mémoire :

- Courant de fuite  $I_{cbo}$ .
- Tenue en claquage  $BV_{cbo}$ .
- Gain statique  $H_{fe}$ .
- Gain dynamique  $h_{fe}$ .
- Tension directe  $V_{bc}$ .
- Tension directe  $V_{be}$ .

Des mesures effectuées sur ces paramètres ont montré que les variations de la chute de tension directe base/émetteur donnait la meilleure linéarité et pouvait être mesurée plus facilement que les variations des autres paramètres.

### Cas particuliers

La mesure des variations de  $V_{be}$  (notée  $\Delta V_{be}$ ) ne peut être appliquée aux triacs car l'on ne peut isoler la jonction équivalente gate/MT1 sur ce composant. L'on effectuera alors les mesures de  $R_{th}$  en prenant comme référence les variations de tension MT1/MT2.

De même pour les T-MOS (transistors de puissance en technologie MOS), l'on ne peut mesurer les variations de  $V_{gs}$ . L'on prendra comme élément sensible à la température les variations de tension drain/source.

Un troisième cas particulier, celui des Darlington, sera discuté dans les chapitres ultérieurs.

### Principe de base

La mesure a pour principe essentiel d'établir la corrélation existant entre la température de la jonction et les variations de  $V_{be}$  en résultant par rapport à une température de référence. Les résultats obtenus seront utilisés pour établir la résistance thermique jonction/boîtier du composant.

### Procédé de mesure

La mesure des variations de  $V_{be}$  peut être effectuée selon plusieurs procédés. Les figures 4A à 4C résu-

ment les schémas les plus utilisés, avec leurs caractéristiques essentielles.

La méthode retenue est celle de la figure 4C, cette dernière étant normalisée au niveau des Etats-Unis par le NBS et en cours d'approbation en Europe par le UTE/CEF.

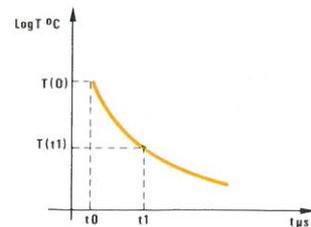


Fig. 7. – Courbe de refroidissement de la jonction.

$$T(t_1) - T(t_0) = K \sqrt{t}$$

avec

$$K = \frac{2P}{\sqrt{\rho \cdot \pi \cdot k \cdot C \cdot A_e}}$$

$T(t_1)$  = température au temps  $t_1$

$T(t_0)$  = température au temps  $t_0$

$P$  = puissance dissipée

$\rho$  = densité en  $g/mm^3$

$k$  = conductivité thermique en  $W/mm \cdot ^\circ C$

$C$  = capacité thermique en  $W \cdot S/g \cdot ^\circ C$

$A_e$  = surface active effective en  $mm^2$ .

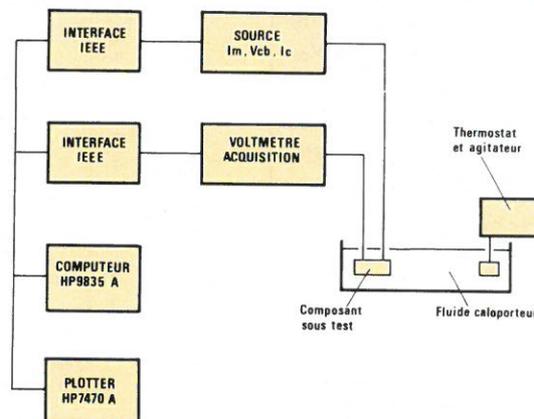


Fig. 6. – Synoptique du système de mesure.

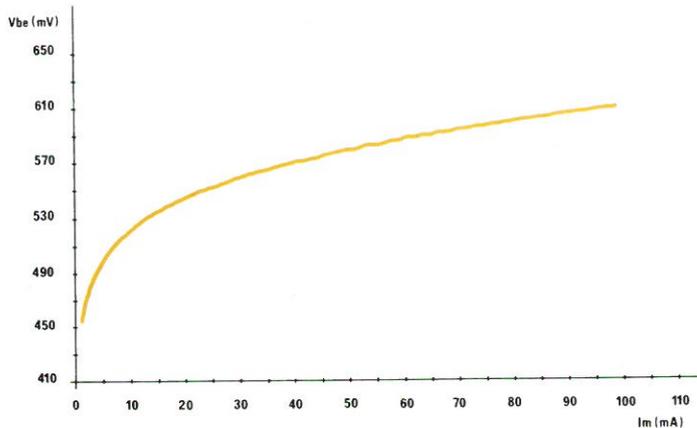


Fig. 8. – Courbe  $V_{be} = f(I_m)$  pour un BD243 A. La température du boîtier est maintenue constante.

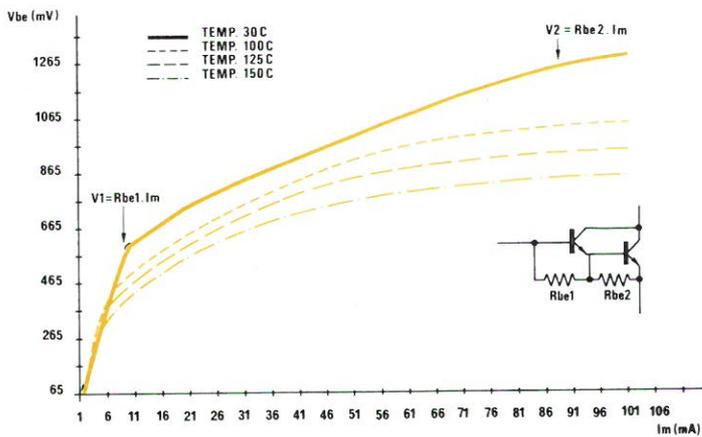


Fig. 9. – Courbes  $V_{be} = f(I_m)$  pour un BUT 35. Les résistances diffusées base/émetteur génèrent des segments de droite dans les relevés de mesure.

La calibration préalable du système de mesure nous mène à établir les points suivants :

1° Tracé de la courbe  $V_{be} = f(I_m)$ , avec  $T_j = \text{constante}$ , afin de déterminer le courant de mesure  $I_m$  : ce courant doit être le plus faible possible pour ne pas chauffer la jonction base/émetteur et se trouver dans une zone linéaire de la caractéristique  $V_{be}$  (voir fig. 5).

2° Calcul du coefficient thermique  $\theta_v$  (en  $\text{mV}/\text{C}^\circ$ ) en mesurant la tension  $V_{be}$  suivant la fonction :

$$V_{be} = f(T_j) \text{ avec } I_m \text{ constant}$$

L'on obtient alors :

$$\theta_v = \frac{V_{be1} - V_{be2}}{T_{j2} - T_{j1}}$$

Le coefficient thermique étant fonction de la température, la recherche de précision dans les mesures implique de calculer ce coefficient pour

plusieurs températures de jonction, sans pour autant excéder le  $T_j$  maxi spécifié par le fabricant du semi-conducteur.

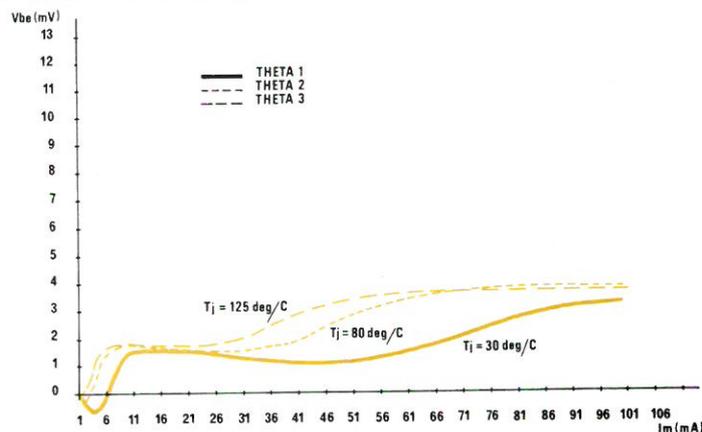


Fig. 10. – Courbes du coefficient thermique  $\theta_v$  pour un BUT 35. Les résistances diffusées base/émetteur introduisent une non-linéarité de  $\theta_v$  (Darlington de forte puissance).

L'on prendra comme points de référence les températures de + 40 °C, + 80 °C, + 125 °C et + 150 °C.

3° Relevé de la courbe donnant les variations de  $V_{be}$  en fonction de la durée de l'échelon de puissance :

$$\Delta V_{be} = f(Pt)$$

(avec  $P = \text{constante}$  ;  $I_m = \text{constant}$  ;  $T_c = \text{constante}$  (temp. boîtier)).

Cette courbe permettra d'établir l'analyse du régime transitoire et du régime établi.

L'ensemble de ces relevés sera effectué en tenant constante la température du boîtier, en particulier pour les mesures de  $\Delta V_{be}$  où il est nécessaire de simuler un radiateur infini pour le composant en test.

## L'échelon de puissance

La puissance appliquée au composant doit être maintenue constante pendant toute la durée des tests.

Sa valeur, déterminée d'après les caractéristiques SOA du semi-conducteur, est généralement comprise entre 40 et 60 % de la puissance maximale admissible à 25 °C.

Le point de fonctionnement  $I_c/V_{ce}$  devra être choisi avec le  $V_{ce}$  le plus faible possible (5 à 20 V) pour minimiser la puissance générée par  $I_m$  et  $V_{ce}$ , la tension  $V_{cb}$  restant appliquée pendant toute la durée des mesures afin d'éliminer les problèmes de modulation de base par les variations de  $V_{cb}$ . En outre, une tension  $V_{cb}$  faible diminue la dépendance de la  $R_{th}$  des conditions de mesure.

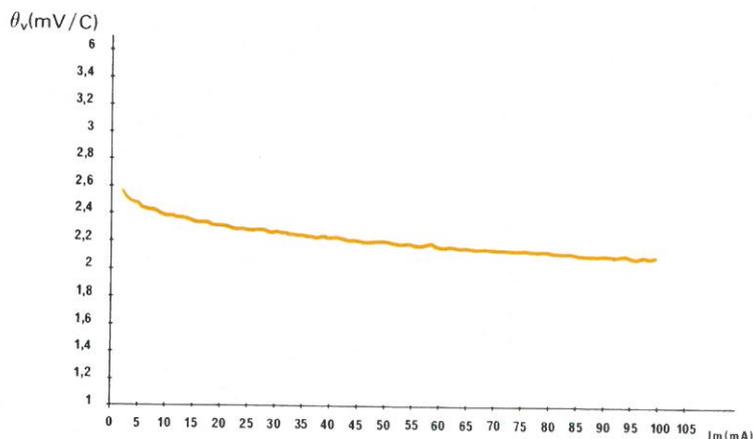


Fig. 11. — Courbe  $\theta_v = f(I_m)$  pour un BD 243A.

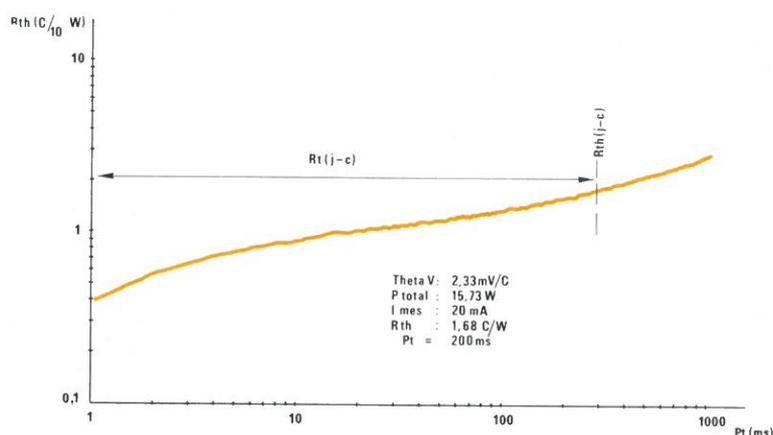


Fig. 12. — Courbe  $R_{th} = f(P_t)$  pour un BD 243A.

## L'appareil de mesure

La mesure de la résistance thermique mettant en jeu un grand nombre de relevés de résultats de test, nous avons automatisé la chaîne de mesure en confiant la gestion à un HP9835A dont l'interface IEEE facilite l'interconnexion des divers appareils.

La figure 6 donne le synoptique de l'ensemble.

La précision de chaque sous-ensemble est résumée ci-dessous :

- Source  $I_m$  :  $\pm 1\%$ .
- Source  $I_e$  :  $\pm 1\% \pm 5$  mA.
- Source  $V_{cb}$  :  $\pm 1\%$ .
- Timing  $P_t$  :  $\pm 10$   $\mu$ s.
- Voltmètre :  $10^{-5}$ .

## Les contraintes de mesure

La mesure de  $V_{be1}$ , avant l'application de la puissance ne pose pas de problème particulier. En revanche, il est plus difficile de mesurer après la coupure de la puissance.

En effet, il faut :

- Echantillonner très rapidement la valeur de  $V_{be2}$  pour s'affranchir du refroidissement de la jonction.
- Protéger la mesure des oscillations engendrées par les fortes variations d'impédance du circuit lors de la coupure.

Ces deux contraintes sont théoriquement incompatibles, car il est nécessaire de mesurer  $V_{be2}$  après stabilisation du signal (pseudo-période des oscillations) alors que la jonction se refroidit pendant le même temps.

Néanmoins, l'on peut effectuer la mesure après un temps de stabilisation (de 20 à 100  $\mu$ s) et corriger la valeur de  $V_{be}$  lue pour obtenir celle à l'instant de la coupure de la puissance. Cette correction est effectuée par extrapolation de la courbe de refroidissement de la jonction (voir fig. 7).

Le maintien à température constante du boîtier du composant sous test implique l'utilisation d'un bain

thermostaté dont le fluide caloporteur assurera l'échange thermique avec le boîtier du semi-conducteur.

Ce fluide doit être chimiquement neutre, isolant électrique, et en quantité suffisante pour simuler un radiateur infini pour le transistor.

Le système utilisé dans notre cas met en œuvre 5 litres de fluide dont la température est maintenue constante à  $\pm 0,1$  °C.

## Les résultats de mesure

Les courbes des figures 8 à 12 illustrent les résultats de mesures effectuées. Dans le cas du BUT 35 (Darlington de forte puissance), les courbes de  $V_{be} = f(I_m)$  montrent trois points de rupture distincts. Ces sections de droite correspondent à la mesure de la chute de tension aux bornes des résistances base/émetteur diffusées dans le composant. Il est impératif de sélectionner un courant  $I_m$  au-delà de ces zones linéaires afin d'assurer la polarisation en direct des jonctions base/émetteur (voir figures 9 et 10).

Les courbes de mesure de résistance thermique ont été effectuées en faisant varier la durée de l'échelon de puissance de 1 ms à 1 000 ms. Cela permet d'analyser le comportement thermique du semi-conducteur dans son régime transitoire et dans son régime établi. La résistance thermique jonction/boîtier est située au point dont l'abscisse est donnée par le changement de pente de la courbe de résistance thermique (voir fig. 12). La durée  $P_t$  est fonction de la constante de temps thermique de l'ensemble puce/soudure.

L'analyse des courbes permet alors de calculer la température de jonction atteinte lors du fonctionnement du semi-conducteur et d'en déterminer les conditions de refroidissement nécessaires.

## Le logiciel

Les logiciels développés pour effectuer les mesures de résistance thermique ont été répartis en deux groupes :

- Saisie des résultats de test et stockage sur bande magnétique.
- Calcul de la résistance thermique et tracé des graphes sur le plotter.

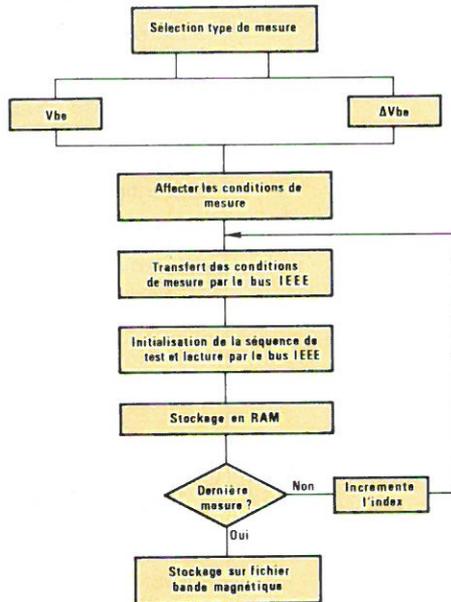


Fig. 13. – Organigramme du logiciel « lecture  $V_{be}/\Delta V_{be}$  ».

Ces logiciels permettent le pilotage des appareils de mesure vers le bus IEEE, ainsi que le tracé des graphes sur le plotter. Les organigrammes en sont donnés figures 13 et 14.

En conclusion, la méthode de mesure décrite permet d'obtenir une pré-

cision de  $\pm 10\%$  sur les résultats. Ces essais sont indispensables pour le fabricant de semi-conducteurs : c'est une garantie de qualité et de fiabilité des composants.

Pour l'utilisateur, la connaissance du paramètre de résistance thermique permet de calculer le radiateur opti-

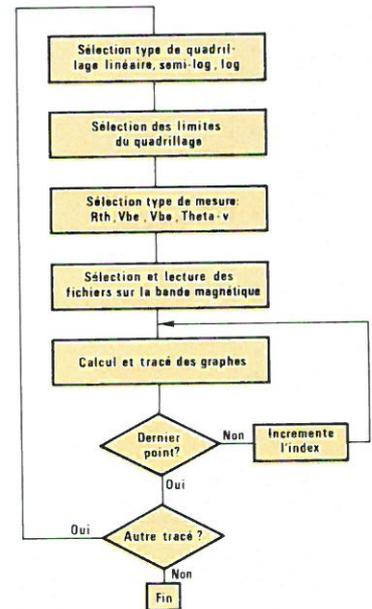


Fig. 14. – Organigramme général « tracé de courbe ».

mal, assurant ainsi la stabilité thermique de l'application.

Michaël Bairanzade  
André Besson

Laboratoire d'Engineering  
Test Final Composants de Puissance  
Motorola Semiconducteurs  
Toulouse

**NEC**  
NEC Electronics (France) S.A.

Microprocesseurs  
16 bits CMOS 70108 et 70116

Périphériques complexes  
Contrôleur graphique  
Synthèse et reconnaissance de parole

Circuits linéaires

Circuits prédiffusés et précaractérisés CMOS, TTL, ECL

FIP affichage fluorescent

Monochips  
4, 8 et 16 bits

Mémoires  
64 K et 256 K RAM

Super capa jusqu'à 1 Farad

**CCI** Distributeur officiel :  
5, rue Marcelin-Berthelot  
Z.I. - 92160 Antony  
Tél. : (1) 666.21.82 Tél. : 203 881

Agence Rhône-Alpes : 67, rue Bataille - 69008 Lyon  
Tél. : (7) 874.44.56 Tél. : 375 456

EB bigspub 830

*Micro  
informatique*

# Stockage d'un maximum d'informations sur une disquette

Au fur et à mesure de leur utilisation, les petits systèmes micro-informatiques (équipés d'un microprocesseur 8 bits avec 64 K-octets de mémoire) ont laissé apparaître leurs limitations. Ces limitations sont des contraintes de deux sortes, l'une matérielle, l'autre logicielle, les perfectionnements dans un des cadres masquant des inconvénients dans l'autre.

Dans le domaine de la mesure, de la saisie de données, le logiciel incombe à l'utilisateur, qui doit composer avec le matériel à sa disposition. Les premières difficultés rencontrées sont liées aux possibilités de mémorisation des informations qui revêtent deux aspects :

- mémorisation interne au moment de la saisie et des traitements ;
- mémorisation sur un support (le plus souvent une disquette), pour l'archivage et les traitements ultérieurs.

Le premier point est abordé par l'examen des besoins réels (types de variables, tableaux utiles, etc.). Pour le second point, la capacité d'une face de disque est une contrainte absolue ; à cela s'ajoute le fait que la gestion des fichiers sous DOS (Disk Operating System) introduit entre les variables des délimiteurs qui grèvent considérablement notre budget mémoire sur une face de disque. Nous conviendrons en effet que toutes les informations relatives à un système de traitement doivent tenir sur une seule face de disquette (si c'est raisonnablement possible) sous peine de jongler pendant le déroulement des différents programmes, à moins de posséder un disque dur.

La méthode proposée s'applique aux disquettes 125 K-octets utilisées sous DOS 16 du micro-ordinateur Apple II, travaillant en Basic ; nous n'aborderons pas la possibilité qui consiste à effectuer l'écriture sur le disque en assembleur par l'utilisation des routines RWTS, qui sont d'un emploi beaucoup plus lourd que la méthode proposée.

## Organisation de la mémoire interne

Dans le cas d'une application assez générale, la mémoire de l'Apple II est structurée selon la figure 1 :

- utilisation du DOS avec un maximum de 3 fichiers ouverts (pas d'utilisation de Maxfile) ;
- utilisation d'un programme en Applesoft II de taille moyenne tenant sur 6 Ko (1 Ko = 1 024 octets) ;
- utilisation de la page 1 du graphique haute résolution, soit 8 Ko ;
- utilisation de variables numériques dans un espace de 21,75 Ko.

La mémoire réservée au programme permet d'y loger environ 230 lignes d'un programme assez bien documenté ; au-delà, il faudrait se résoudre à utiliser la page 2 pour le graphique haute résolution, et perdre 8 Ko sur l'espace réservé aux variables.

La quantité de variables utilisables en tableaux est fonction de leur nature :

- un entier tient sur 2 octets, soit 11 000 entiers ;
- un réel tient sur 5 octets, soit 4 500 réels ;
- un caractère tient sur 1 octet, mais la taille possible des tableaux dépend de la longueur des chaînes. Si N est le nombre de caractères, il faudra N+3 octets pour la chaîne (N caractères, 1 pour la longueur, et 2 pour l'adresse).

Les chaînes de caractères, en ce qui concerne la liste des caractères, sont implantées à partir du haut de la mémoire disponible, tandis que les variables, y compris les descripteurs de chaîne, le sont à partir du bas ; un pointeur Basic détecte, pallie ou signale une éventuelle collision. Pour assurer une zone à la mémoire réservée aux variables, dans le cas où l'on utilise le graphique haute résolution, il faut fixer ses limites par :

```

90 ...
100 LOMEM : 16384: REM PROTECTION DE LA PAGE GRAPHIQUE
110 HIMEM: 38400: REM PROTECTION DU DOS
120 ...
    
```

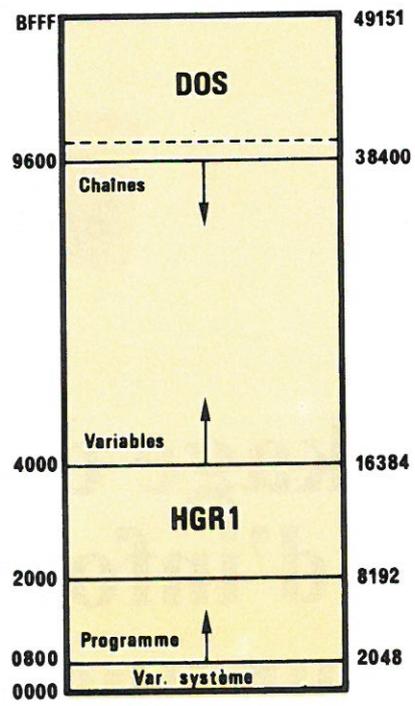


Fig. 1.

Pour savoir si le graphique ne risque pas d'aller « jardiner » dans la fin du programme, on peut lire la position de cette dernière en AF, BO partie haute, partie basse de la dernière adresse programme, soit sous le moniteur, soit par l'instruction ci-dessous :

```

230 ...
240 PRINT « FIN DE PROGRAMME EN » ; PEEK (176) x 256 + PEEK (175)
250 ...
    
```

## Tableaux entiers

Les entiers signés permettent de représenter des nombres dans la gamme ± 32767. Dans de nombreuses applications scientifiques et techniques, où les données sont issues de capteurs, cette définition sur 16 bits est amplement suffisante et, quitte à adopter un cadrage adéquat pour profiter d'un maximum de précision tout au long des calculs, l'utilisation des réels s'avère inutile et coûteuse pour les tableaux.

Bien entendu, ceci ne s'applique pas aux calculs intermédiaires qui, n'utilisant qu'un nombre réduit de va-

riables locales, s'effectuent plus simplement en réel qu'avec une suite fastidieuse de recadrages.

Il faut bien sûr, à chaque fois que cela est possible, utiliser le même tableau en entrée et en sortie, c'est-à-dire qu'une application :

$$X, F(X) \rightarrow Y,$$

devra s'écrire :

$$X, F(X) \rightarrow X.$$

Enfin, si la précision souhaitée est compatible avec une représentation sur 8 bits, on économisera d'un facteur 2 sur la mémoire, en effectuant une concaténation de l'information par le calcul de :

$$Y = 256 \times X1 + X2 ;$$

valeurs que l'on peut récupérer par :

$$X1 = \text{INT}(Y/256)$$

et

$$X2 = Y - 256 \times X1$$

## Stockage de données sur une disquette

Les fichiers du type Random (fichiers à accès aléatoire) sont réservés à des variables de type chaîne ; seuls les fichiers de type séquentiel peuvent utiliser des variables numériques.

Lorsque l'on écrit un fichier séquentiel de données numériques, il faut utiliser un PRINT pour chaque donnée, et ne pas séparer celles-ci par une [,] ou un [:] sous peine d'avoir des difficultés à relire les enregistrements si des valeurs sont nulles. Dans ces conditions, on ajoute à chaque nombre trois délimiteurs de 1 octet.

Exemple : un tableau entier de taille 10240, entré dans un fichier séquentiel, est noté 200 unités dans le « Catalog », ce qui correspond à 50 Ko.

Ceci limite la taille par face de disquette à 25 K entiers ou bien 15 K réels.

Un troisième type de fichier est à notre disposition : le fichier Binaire ; il est utilisé en particulier pour ranger les programmes en langage machine ou les images de graphique haute résolution. Dans la mesure où nous savons où se trouvent en mémoire les variables à ranger, ce type de fichier peut être utilisé pour ranger des données numériques. Il n'est plus alors question de délimiteurs, et l'on peut stocker plus de 60 K entiers par face de disque, soit un gain de 2,5 par rapport au fichier séquentiel.

## Méthode de stockage

## Implantation des variables en mémoire

Les variables simples utilisent toutes 7 octets :

– REEL : nom 2 octets, valeur 5 octets.

– ENTIER : nom 2 octets, valeur 2 octets, plus trois 0.

– CHAINE : nom 2 octets, longueur 1 octet, adresse de la chaîne 2 octets, plus deux 0, et la chaîne proprement dite 1 octet par caractère.

Les tableaux entiers contiennent quatre champs et ont la structure donnée figure 2 :

– Le champ NOM contient dans 2 octets le nom de la variable en code ASCII + 80H pour le désigner entier.

– Le champ DEP sert à déterminer l'adresse du tableau suivant qui commence à l'adresse de début du tableau actuel (Ad(TAB)) + DEP.

– Le champ DIM contient, après le nombre N de dimensions, les tailles des divers indices sur 2 octets, poids faible en tête.

– Le champ VAL contient la liste des variables, 2 octets par entier, avec l'indice le plus à gauche variant le plus vite.

Dans l'espace réservé aux variables-système sont indiqués les lieux d'implantation des variables simples et des tableaux :

– En 69,6 A, on trouve l'adresse de début du bloc des variables simples, poids faible en tête. Si l'espace mé-

moire a été fixé par LOMEM : 16384, on y trouvera 00,40, soit 4000H qui correspond bien à 16384 en décimal.

– En 6B,6C, on trouve l'adresse de début d'implantation des tableaux.

Ces valeurs peuvent être obtenues par l'instruction reproduite ci-dessous (en haut de la figure 2).

Les tableaux commencent juste derrière la dernière variable simple.

### Remarque

Cette allocation de la mémoire est dynamique : à chaque création de nouvelle variable simple, l'ensemble des tableaux est translaté de 7 octets ! Cette disposition consomme d'ailleurs un certain temps, dont il faut tenir compte dans les applications temps réel. Nous avons mesuré 33 ms par variable simple créée et par Ko déplacé, ce qui n'est pas toujours négligeable. Il nous apparaît donc plus commode de définir, éventuellement par une affectation « bidon », les variables simples, indices, etc., en tout début de programme, avant les ordres dimension DIM, sous peine de voir se promener nos tableaux d'une instruction à l'autre. Ajoutons que les tableaux à stocker sur disque devront être de préférence déclarés en premier pour ne pas devoir les rechercher par des calculs de sauts successifs à partir des déplacements DEP.

```
360 ...
370 PRINT « DEBUT DES VARIABLES » ; PEEK (106) × 256 + PEEK (105)
380 PRINT « DEBUT DES TABLEAUX » ; PEEK (108) × 256 + PEEK (107)
390...
```

NOM	DEP	DIM	VAL
-----	-----	-----	-----

NOM 

81	82
----	----

 Pour AB %

DEP 

27	00
----	----

 renvoie à Ad(TAB)+0027n

DIM 

N	Tlle ind. N	Tlle ind N-1
---	-------------	--------------

Tlle ind 1
------------

VAL 

AB%(0,0)	AB%(1,0)	AB%(2,0)	AB%(3,0)
----------	----------	----------	----------

Fig. 2.

## Rangement sur le disque

Nous supposons dans ce qui suit que l'on peut trouver l'adresse du tableau utile à partir du pointeur situé en 6B,6C. Il est néanmoins toujours nécessaire de vérifier s'il s'agit du bon tableau par identification de son nom, en faisant, par exemple, l'instruction ci-contre.

Attention ! AD, C1 et C2 doivent avoir été utilisés, ligne 10, avant le calcul de AD, sinon il y aurait un glissement de tableau à la ligne 510 – et 520 s'il y avait une création de variable –, et le résultat édité ligne 530 serait faux. Le 128 ou 80H, ligne 520, indique que l'on recherche un tableau entier.

On connaît donc l'adresse de début du tableau AD qui permet de déterminer celle de début des valeurs AV par :

$$AV = AD + D + 4$$

où  $D = 1 + 2 \times N$  est le volume réservé à la partie DIM, et les quatre autres octets représentent le nom du tableau et le pointeur de déplacement pour l'accès au tableau suivant.

Puis on calcule la taille V du tableau

$$V = 2 \prod_{i=1}^N T_i$$

avec  $T_i$ , la taille de l'indice  $i$ . Par exemple DIM AB% (127,7), donne une taille

$$V = 128 \times 8 \times 2 = 2\,048 \text{ octets,}$$

et une adresse  $AV = AD + 9$ .

On peut alors enregistrer la zone des valeurs en binaire par un BSAVE avec l'instruction suivante :

```
5 D$ = CHR$(4): REM CONTROL D
...
650 ...
660 PRINT D$;«BSAVE FICHIER,A»;
670 ... AD;«L»;V
```

```
10 AD = 0:C1 = AD:C2 = AD:REM UTILISATION PREALABLE DES VARIABLES
500 ...
510 AD = PEEK (108) x 256 + PEEK (175)
520 C1 = PEEK (AD) - 128:C2 = PEEK (AD + 1) - 128
530 PRINT «NOM DU TABLEAU»; CHR$(C1); CHR$(C2)
540 ...
```

qui utilise seulement 1/2 piste (4 096 octets) pour les valeurs.

## Récupération des données

La meilleure méthode consiste à donner au programme utilisateur la même structure de données que le programme générateur, c'est-à-dire une implantation des variables aux mêmes endroits ; dans ces conditions il suffit d'un simple :

```
780 ...
790 PRINT D$;«BLOAD FICHIER»
800 ...
```

pour remplir la partie VAL.

Si cette solution ne peut être envisagée, dans le cas de plusieurs tableaux en particulier, il faut déterminer l'adresse du tableau des valeurs AV comme précédemment et charger les valeurs par :

```
880 ...
890 PRINT D4;«BLOAD FICHIER,A»;AV
900 ...
```

Le cas des tableaux réels se déduit simplement du précédent en comptant 5 octets au lieu de 2 pour la taille V des valeurs ; le cas des chaînes est plus délicat à traiter et, si les chaînes sont assez longues, cette méthode présente peu d'intérêt par rapport aux fichiers séquentiels ou aléatoires.

## Conclusion

On peut, bien sûr, charger des fichiers sur disque directement en binaire avec les routines RWTS. Mais le procédé est lourd et doit être écrit en assembleur, ce qui complique encore l'organisation de la carte mémoire.

Le procédé proposé, en revanche, est d'écriture très simple en Basic, et ne requiert qu'un minimum d'ordre de la part du programmeur, ce qui conduit d'ailleurs à une programmation mieux structurée.

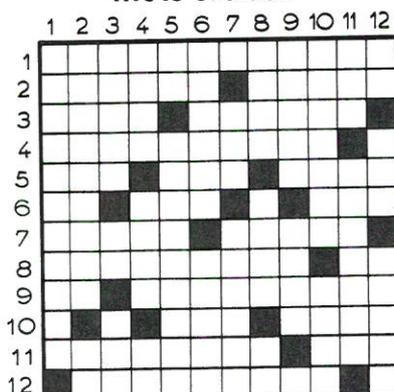
De plus, les programmes d'écriture et de lecture sur disque s'en trouvent considérablement simplifiés, puisque réduits à quelques lignes (calcul de l'adresse, de la taille, et l'ordre DOS). Notre objectif, qui était de placer sur une seule face de disque tous les résultats relatifs à une expérimentation, est pleinement atteint car, dans ces conditions, on peut loger plus de 64 K entiers par face. Dans le cas d'utilisation de réels, le gain passerait de 5/2 à 8/5, ce qui est encore avantageux.

J. Beau

## Références

- [1] APPLE II ; The DOS Manual Disk Operating System. Apple Computer inc., USA, 1980.
- [2] APPLE II ; Manuel de référence Basic Applesoft. Apple Computer International, France, 1981.

## Mots croisés



### Horizontalement

1. Réagit au moindre mouvement. – 2. Dirige les débats. Le premier est farceur. – 3. Introduisit dans un milieu plus ou moins trouble. Piliers de Tavernes. – 4. Emprunté lors des grandes occasions. – 5. Réagisse après la chute. Nous mène en ballade. Son père était Fort. – 6. Ses craintes sont limitées. Marqua aux fers. Pris sur le plateau. – 7. Il est tour à tour battu et piétiné. Procéder à une entrée en matière. – 8. Passage au rouge. N'est pas satisfaisant. – 9. Dans la gamme. Le III<sup>e</sup> Reich lui donna une certaine puissance. – 10. Un noir très estimé. Canton suisse. – 12. Est à la base d'une pyramide.

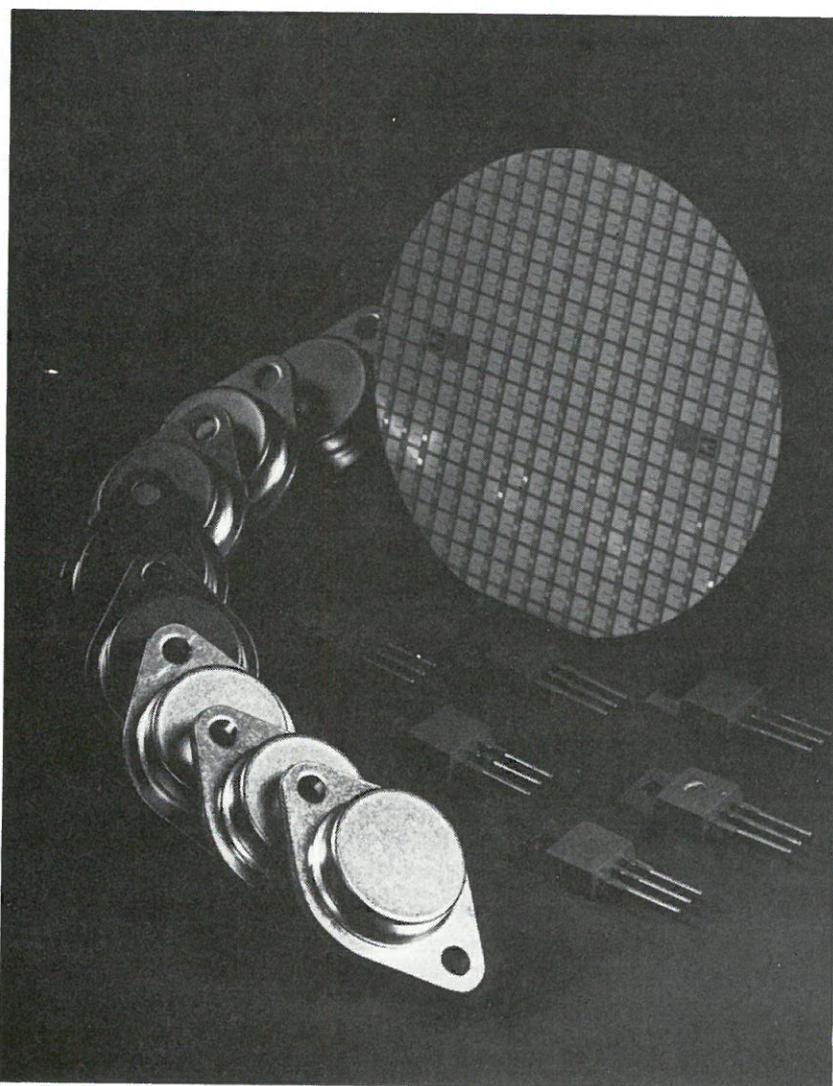
### Verticalement

1. Côté piles. – 2. Interprète du chant du

départ. Produit effervescent. – 3. Une bonne bouteille. Fait pression. Pas ficelée du tout. – 4. Sans doute. Attire les mouches. Se suivent en Occident. – 5. A plus forte raison, la chaleur ne le fait pas fondre. Gauloise blonde ou gauloise brune. – 6. Un démon l'habite. L'un des cinq grands. – 7. N'est pas concerné par la concurrence des prix. Les minets s'y reconnaîtront. – 8. Il a fallu exercer des pressions pour l'obtenir. C'est le comble. Enfants des Géants. – 9. Cri des Bacchantes. Tout ce qu'il élabore est à rejeter. – 10. On fait appel à elle pour mener à bien une séparation. C'est bien fait. – 11. Largués en mer. Des sommes sont à porter à son crédit. – 12. Défini à Madrid. Les Japonais trouvent en lui leur unité. Franchirait certaines limites.

*Composants*

# Principes d'utilisation des transistors MOS de puissance



D'un « Wafer » au transistor : les MOS de RTC.

Bien que les notions de technologie MOS (Metal Oxyde Silicon) et de transistor de puissance aient été, pendant longtemps, jugées incompatibles, nous voyons aujourd'hui apparaître différentes familles, aux évolutions relativement rapides, de transistors MOS de puissance (fig. 1).

Grâce à leur faible énergie de commande et à d'autres caractéristiques sur lesquelles nous reviendrons, les transistors « Powermos » permettent d'aller plus loin dans la réalisation de convertisseurs d'énergie, moins onéreux et au rendement amélioré.

Dans certains cas, ils rendent possibles de nouvelles configurations ou applications considérées auparavant comme irréalisables (fig. 2).

Les gammes disponibles offrent des composants atteignant des courants de 50 A, des tensions de 1 000 V et des résistances à l'état passant ( $R_{ON}$ ) aussi faibles que  $0,03 \Omega$  suivant les cas. La qualité de ces produits est maintenant identique à celle des transistors bipolaires, thyristors ou G.T.O., etc.

## Caractéristiques des MOS de puissance

Elles sont les suivantes :

- Compatibilité avec des applications en fonctionnement linéaire ou de commutation.

- Une vitesse de commutation très élevée : à l'inverse du transistor bipolaire, le transistor « Powermos » est un composant à porteurs majoritaires, ce qui se traduit par des effets négligeables des charges stockées. Les temps de commutation sont indépendants de la température, et quelques dizaines de fois plus rapides que pour les bipolaires.

- Une bonne « solidité » : dans le cas d'un fonctionnement normal, aucun phénomène de second claquage n'intervient dans le transistor MOS, ce qui lui confère une aire de sécurité très étendue.

Le coefficient positif de variation de la résistance  $R_{ON}$  en fonction de la température permet d'éviter des courants trop importants, donc la création de « points chauds ». Ce phénomène d'autorégulation en courant peut laisser présager une mise en parallèle plus simple que dans le cas de transistors bipolaires où des composants d'adaptation restent nécessaires.

- Un circuit de commande simple et ne nécessitant qu'une faible énergie ; à l'inverse des transistors bipolaires demandant un courant de base permanent durant leur phase de conduc-

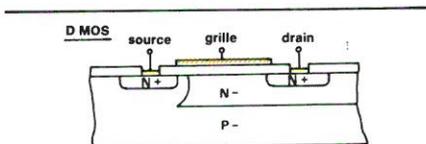


Fig. 1a.

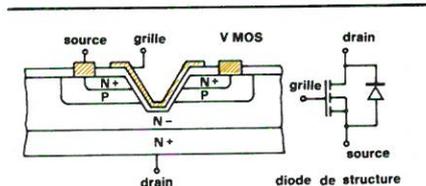


Fig. 1b.

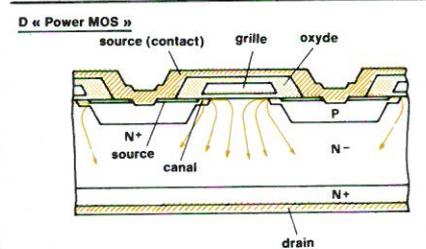


Fig. 1c.

tion, le MOS de puissance peut être mis en conduction et maintenu à l'état passant par une simple impulsion de courant de grille (durant la phase de conduction, le courant de grille est totalement négligeable) et le maintien d'une tension de commande.

- Une commande compatible avec les circuits intégrés traditionnels.

Bon nombre de circuits intégrés de technologie LSI ainsi que les périphériques de microprocesseurs permettent une attaque directe des transistors MOS.

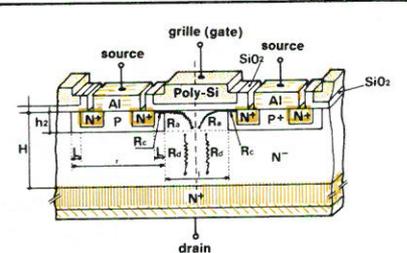


Fig. 1d.

## Structure et fonctionnement

La technologie est de type « Planar » mais avec une conduction verticale. La figure 1 montre les différentes phases ayant permis d'aboutir à cette technologie :

- Le D-MOS, pour les faibles signaux.
- Le MOS à gravure en V, première structure de puissance.
- Le D-MOS de puissance, structure actuelle.

Chaque dispositif de puissance est maintenant obtenu par diffusions successives et réalisation d'une multitude de cellules (plusieurs milliers) connectées en parallèle.

Le transistor est obtenu par diffusions successives d'une zone P+ servant à créer le canal et d'une zone N+ réalisant la source dans une couche épitaxiale, faiblement dopée N-, déposée sur un substrat N+ formant le drain. La métallisation de source court-circuitant la jonction N+ P+ rend

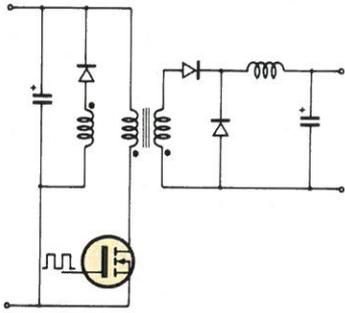


Fig. 2a.

bloqué le transistor N<sup>+</sup> P<sup>+</sup> parasite qui se forme en parallèle sur le dispositif MOS.

Cette couche de métallisation relie entre elles les sources de chaque cellule. La grille est obtenue par du silicium polycristallin placé entre deux régions P<sup>+</sup> et isolé d'elles, et de la région N<sup>-</sup>, par une couche d'oxyde.

Le contact de grille est pris sur une petite partie de la face supérieure non recouverte de la métallisation de source.

Lorsqu'une tension positive, supérieure à la tension de seuil  $V_{GS(TH)}$  est appliquée entre grille et source, une couche de type N se crée dans la région P<sup>+</sup>, sous la grille, autorisant la circulation d'un flux d'électrons de la source vers le drain (soit en sens conventionnel du courant du drain vers la source). Nous obtenons donc une circulation verticale du courant à partir du drain, puis horizontale dans la zone du canal et de la source.

A l'état passant, le transistor MOS de puissance se comporte comme une résistance drain-source. La figure 1d explicite la décomposition de cette résistance en trois éléments de base :

- $R_c$  : résistance du canal,
- $R_a$  : résistance d'accès,
- $R_d$  : résistance de la zone de drain.

A résistivité identique de la couche épitaxiale, un composant haute tension devra avoir une zone N<sup>-</sup> plus épaisse et offrira donc une résistance  $R_{ON}$  plus élevée qu'un composant basse tension.

Nous entrevoyons ici l'une des principales limites de ce type de composant.

Lorsqu'aucune tension n'est appliquée sur la grille, le composant est à l'état bloqué et ne laisse passer qu'un faible courant de fuite.

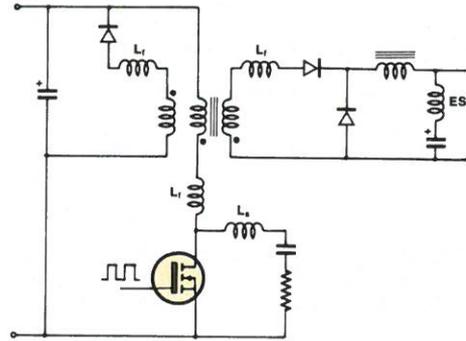


Fig. 2b.

Si la tension  $V_{DS}$  devient négative (positive sur la source et négative sur le drain) le dispositif se comporte comme une jonction PN. Cette diode peut, dans certains cas, être utilisée comme diode montée en antiparallèle sur le transistor, autorisant la circulation d'un courant inverse.

Il est à noter que ce fonctionnement présente de nombreux inconvénients du fait de la charge recouvrée importante au blocage de la diode et est, en général, incompatible avec des fréquences de fonctionnement élevées.

### Paramètres caractéristiques

Un transistor MOS de puissance est un dispositif commandé en tension.

Le potentiel de la grille détermine l'amplitude du courant drain admissible.

Les principales caractéristiques sont données par les courbes 1 à 6 de la figure 3.

La caractéristique statique en sortie est donnée courbe 1. Pour une valeur fixée de la tension  $V_{GS}$  (supérieure à la tension de seuil) le canal créé ne laisse circuler qu'un courant

limité. Pour une valeur déterminée du courant drain, le canal devient saturé et une augmentation de la tension drain-source n'entraînera aucun accroissement de courant. Une valeur plus élevée de  $V_{GS}$  provoquera une profondeur de canal plus importante et un plus fort courant avant saturation.

La pente de la partie linéaire de cette caractéristique permet de déterminer la résistance  $R_{ON}$  qui est l'une des grandeurs les plus importantes pour un fonctionnement en commutation.

En général,  $R_{DSON}$  est donnée à 25 °C pour une tension  $V_{GS}$  de 10 V (plus de trois fois la tension de seuil mais inférieure à  $V_{GS max.}$ ) et une valeur fixée de courant. On trouve une valeur de 0,05 Ω à 0,2 Ω pour un composant 100 V et de 2 à 8 Ω pour un dispositif 1 000 V.

La courbe 2 montre les variations de la résistance  $R_{DSON}$  en fonction de la température. Pour un type moyenne tension ( $\geq 400$  V), le paramètre  $R_{DSON}$  double pour une élévation de température de 25 °C à 125 °C. Pour les transistors de plus faible tenue en tension, le coefficient passe à 1,6 pour le même échauffement. Cet accroissement de la résistance permet une limitation de cou-

Paramètre	MOS	BIPOLAIRE
Vitesse de commutation	****	***
Pertes de commutation	****	***
Pertes à l'état passant	***	****
Surintensité admissible	****	**
Stabilité thermique	****	****
Simplicité de commande	****	**
Energie de commande	****	*
Aire de sécurité	****	***
Simplicité de mise en parallèle	****	***
Coût du composant	**	****
Coût du système	****	***

Tableau 1

rant et protège le dispositif contre la formation de « points chauds ». De plus, ce phénomène permet une bonne répartition du courant dans l'ensemble des cellules d'un même cristal et facilite la mise en parallèle de plusieurs composants.

La valeur spécifiée  $R_{ON}$  est donnée à 25 °C, et sa connaissance à la température exacte de fonctionnement est fondamentale pour un dimensionnement correct.

La courbe 3 représente l'aire de sécurité du transistor MOS de puissance (dans le cas d'un fonctionnement correct). A l'inverse des transistors bipolaires, le MOS ne présente pas de phénomène de second claquage et est donc plus stable en température.

La courbe 4 donne la dégradation de puissance admissible en fonction de la température.

La courbe 5 représente la transconductance directe  $g_{fs} = dI_D/dV_{GS}$ . Celle-ci est assimilable au gain du transistor bipolaire ( $= dI_C/dI_B$ ).

En général,  $g_{fs}$  est donnée à  $V_{DS}$  fixée.

La courbe 6 donne les variations de courant drain  $I_D$  en fonction de la tension de commande  $V_{GS}$ .

La vitesse de commutation élevée est l'un des principaux atouts du MOS de puissance. Elle est indépendante de la température mais déterminée principalement par la capacité d'entrée du composant ainsi que par la tension et l'impédance du circuit de commande. Des temps inférieurs à 10 ns sont ainsi réalisables avec des circuits d'attaque appropriés.

### « Powermos » ou bipolaire ?

Le tableau 1 donne un comparatif des principales propriétés d'un commutateur de puissance pour les deux technologies, MOS et bipolaire.

Ce tableau ne fait pas apparaître la limitation, ou du moins le compromis  $R_{ON} - BV_{DSS}$  du transistor MOS qui laisse un avantage aux dispositifs forts courants/haute tension de technologie bipolaire. Le MOS, quant à lui, tend progressivement à s'imposer dans les applications basse tension.

L'utilisation simultanée des deux technologies dans un même système permettra sans doute d'obtenir d'intéressantes performances en moyenne et surtout haute tension (600 à 800 V).

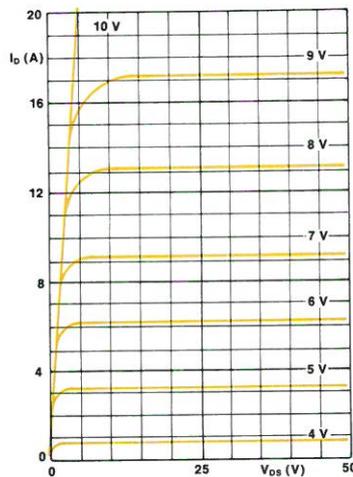


Fig. 3. - Courbe 1.

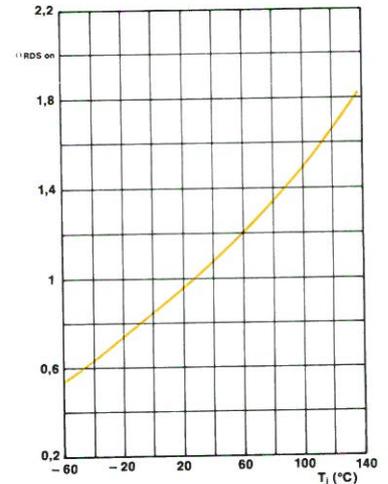


Fig. 3. - Courbe 2.

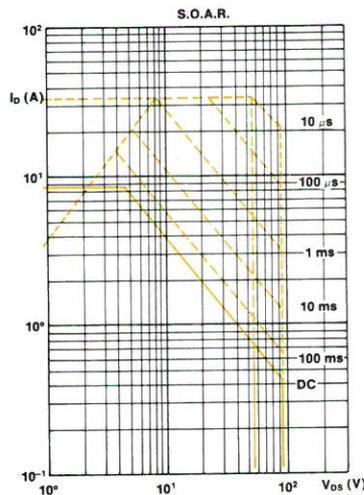


Fig. 3. - Courbe 3.

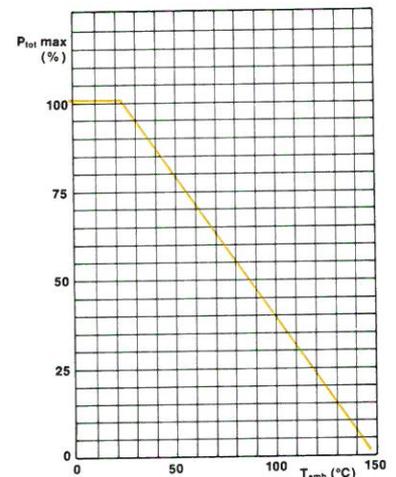


Fig. 3. - Courbe 4.

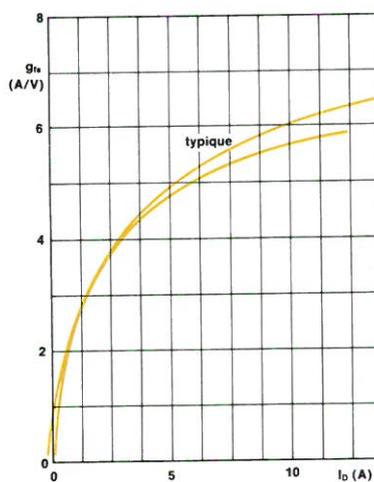


Fig. 3. - Courbe 5.

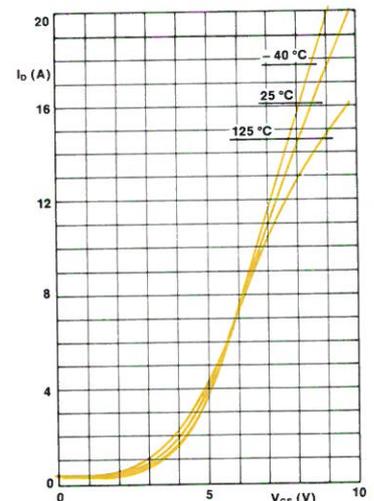


Fig. 3. - Courbe 6.

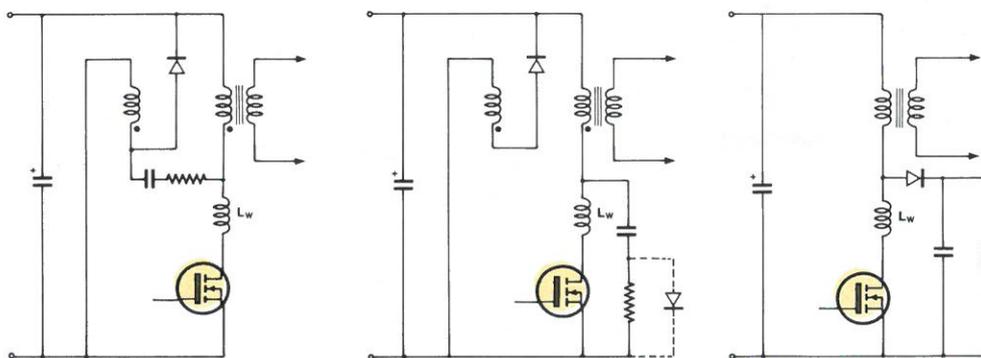


Fig. 4.

## Utilisation des MOS de puissance dans les convertisseurs à découpage

### Généralités

Nous étudierons, dans cet article, le fonctionnement des transistors MOS de puissance dans les convertisseurs à découpage, en prenant comme référence une alimentation à transfert direct d'énergie, ou « Forward », délivrant 20 A sous 5 V et alimentée par une tension continue de 50 à 60 V (cf. fig. 2a déjà citée en introduction).

Le fait que les temps de commutation des MOS de puissance soient quelques dizaines de fois plus faibles que ceux des transistors bipolaires laisse un très large choix de la fréquence de fonctionnement.

La théorie nous enseigne que le volume des composants magnétiques d'un tel système est inversement proportionnel à la fréquence de découpage.

Une première approche consiste donc à considérer que l'optimisation du convertisseur passe par la fréquence la plus élevée possible.

La réalisation de l'alimentation impose cependant une fréquence limite, due aux points énoncés ci-après :

- L'inductance série parasite  $L_s$  et l'inductance de fuite  $L_1$  du transformateur peuvent générer des oscillations et, par là même, des surtensions très importantes aux bornes du transistor (cf. fig. 2b).

- L'élévation des pertes dans le transistor MOS et le circuit de protection contre les surtensions.

- Une valeur trop grande des pertes dans le noyau magnétique et l'impé-

dance H.F. du bobinage pouvant compenser le gain obtenu par élévation de fréquence.

- L'inductance série équivalente de la capacité de filtrage, ESL, pouvant limiter la réduction de l'inductance de sortie théoriquement compatible avec l'élévation de fréquence.

L'influence exacte des facteurs ci-dessus est difficile à évaluer, particulièrement en ce qui concerne les inductances série parasites, avant que le dimensionnement complet du convertisseur ait été fait.

Cependant, nous devons faire quelques hypothèses afin de pouvoir déterminer une fréquence optimale de fonctionnement et dimensionner le circuit magnétique.

Dans les paragraphes suivants, nous examinerons le phénomène des inductances parasites, afin de juger de son influence dans un système réel.

Nous en déduisons les temps de commutation autorisés pour le transistor de puissance, ce qui permettra un premier choix de la fréquence de fonctionnement.

Nous regarderons ensuite l'influence, sur ce choix de fréquence, des différents fonctionnements du transformateur et de l'inductance de filtrage.

### Choix des temps de commutation

La figure 4 montre trois circuits possibles de protection contre les surtensions, utilisables aux bornes du transistor MOS.

En pratique, il existe toujours une inductance parasite série due au câblage,  $L_w$ , dans la branche du drain. Celle-ci provoque, lors des commuta-

tions, des surtensions comme celle montrée à la figure 5.

L'importance de l'inductance  $L_w$  ne peut être réellement évaluée qu'une fois le système réalisé.

La courbe de la figure 6 peut permettre une estimation de  $L_w$ . Ce graphique donne l'inductance obtenue avec un fil de cuivre de 1 mm de diamètre formant une spire carrée, en fonction de la longueur d'un côté (en millimètres).

Pour limiter l'inductance d'une boucle à 50 nH, le côté du carré considéré comme formant la boucle doit être au plus égal à 22 mm. Ceci est très difficile à réaliser en pratique. Une valeur de 100 nH est un peu plus réaliste et correspond à une boucle de 35 mm de côté ou deux boucles de 22 mm de côté chacune.

La surtension  $V_w$  aux bornes de l'inductance parasite  $L_w$  peut être calculée par la formule suivante :

$$V_w = L_w \frac{di_D}{dt}$$

Pour un convertisseur de 100 W, 5 V, 20 A de sortie et connecté à une alimentation continue 50 V d'entrée, la valeur nominale du courant drain est de 5 A (convertisseur Forward

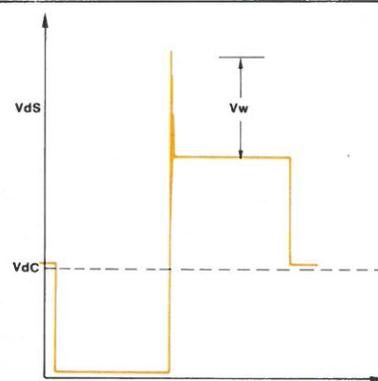


Fig. 5.

avec rapport cyclique de 0,5 maximum). La technologie des transistors MOS de puissance permet la coupure de ce type de courant en 10 ns. Considérons alors une inductance  $L_W$  de 100 nH et un temps de coupure de 10 ns ; la surtension  $V_W$  obtenue aux bornes du MOS est alors :

$$V_W = 100 \times 5 / 10$$

soit

$$V_W = 50 \text{ V}$$

Cette surtension est de l'ordre de grandeur de la tension d'alimentation et est inacceptable. Nous pouvons établir deux moyens de réduire cette surtension jusqu'à une valeur tolérable de 10 V :

– réduire l'inductance parasite  $L_W$  à 20 nH en faisant tenir les composants du circuit de protection et le transistor dans une boucle de 10 mm de côté. Ceci ne semble pas très réaliste ;

– augmenter le temps de commutation et accepter une coupure du courant drain en 50 ns.

La deuxième méthode peut être simplement mise en œuvre par adjonction d'une résistance dans le circuit de grille. Celle-ci aura, de plus, l'avantage d'éviter ou de limiter les oscillations dans le circuit de commande de grille pouvant détériorer la « pseudo-jonction » grille-source, voire le composant, par mise en conduction ou blocage accidentels. Nous choisirons donc un temps de commutation de 50 ns comme base de dimensionnement pratique de notre système.

## Choix de la fréquence de fonctionnement

### Influence du fonctionnement du transistor

Afin d'optimiser l'utilisation du transistor MOS, dont les pertes en conduction, générées par la résistance  $R_{DSON}$ , sont de l'ordre de 5 W (pour un courant de 5 A et une résistance  $R_{DSON}$  de 0,2  $\Omega$  environ), nous devons limiter les pertes au blocage à 0,5 W. Les pertes dues à la mise en conduction sont généralement négligeables devant celles dues au blocage, du fait que l'inductance de fuite du transformateur limite la croissance du courant.

Si nous considérons les formes d'onde théoriques de courant et tension drain, lors des commutations sous charge résistive (fig. 7) et inductive (fig. 8), nous pouvons procéder à une comparaison des pertes au blocage.

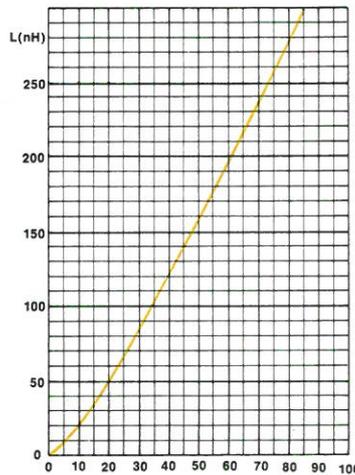


Fig. 6.

On a :

$$P_{SW} = \frac{I_D V_D}{6} \cdot t \cdot f$$

sur charge résistive (1)

et

$$P_{SW} = \frac{I_D V_D}{2} \cdot t \cdot f$$

sur charge inductive (2)

avec :

- $I_D$  = courant maximal avant blocage
- $V_D$  = tension drain maximale après blocage
- $t$  = durée de la commutation
- $f$  = fréquence de fonctionnement du système (= 1/T).

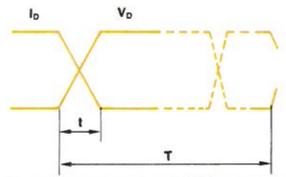


Fig. 7.

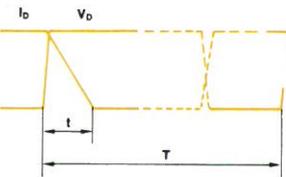


Fig. 8.

Pour une quantité de pertes donnée,  $P_{SW}$ , et un temps de commutation choisi, nous pouvons écrire, d'après l'équation 1 :

$$f = \frac{6 P_{SW}}{I_D V_D t}$$

soit, avec :

$$P_{SW} = 0,5 \text{ W}, I_D = 5 \text{ A}, t = 50 \text{ ns et } V_D = 120 \text{ V}$$

$$f = \frac{6 \times 0,5 \times 10^9}{5 \times 120 \times 50} = 100 \text{ kHz}$$

Si nous considérons maintenant le cas de la charge inductive, l'équation 2 nous donne une fréquence trois fois plus petite, soit environ 33 kHz.

Quoiqu'il en soit, la pratique nous enseigne qu'un circuit d'aide à la commutation est nécessaire pour limi-

Circuits d'aide à la commutation	70 kHz	100 kHz
a) aux bornes du transistor		
● blocage	0,9 W	1,29 W
● mise en conduction	0,3 W	0,43 W
b) aux bornes des diodes de sortie	0,1 W	0,14 W
c) aux bornes de l'enroulement de démagnétisation	0,15 W	0,21 W
TOTAL	1,45 W	2,07 W
<b>Pertes dans le transistor</b>		
● au blocage	0,63 W	0,90 W
● à la mise en conduction	0,23 W	0,33 W
TOTAL	0,86 W	1,23 W
<b>Bilan total</b>		
a) Circuits d'aide à la commutation	1,45 W	2,07 W
b) Transistor	0,86 W	1,23 W
c) Transformateur	1,74 W	1,6 W
TOTAL des pertes en fonction de f	4,05 W	4,9 W

**Remarque :** Les pertes en conduction dépendant du seul rapport cyclique ne sont pas considérées ici.

Tableau 2

ter la surtension aux bornes du transistor durant la phase de blocage. Nous considérerons donc la forme d'onde obtenue sur charge résistive (le circuit d'aide à la commutation limitant la croissance de la tension aux bornes du transistor) et une fréquence de fonctionnement de 100 kHz.

### Influence du fonctionnement du transformateur

Nous avons réalisé, pour un convertisseur DC/DC, 5 V-20 A, un transformateur utilisant les noyaux E 42/21/25 en matériau 3C8 pour une fréquence de 100 kHz. Les détails du bobinage sont donnés à la **figure 9** et les performances du transformateur en fonction de la fréquence (dans une gamme de 50 kHz à 100 kHz) à la **figure 10**.

Le dimensionnement est fait pour obtenir 110 mT d'induction à 100 kHz, afin de limiter les pertes dans le noyau magnétique à 45 % des pertes totales du transformateur.

L'induction nominale de fonctionnement doit être limitée à 50 % de la valeur maximale spécifiée (à une température de 100 °C) de 320 mT pour éviter tout phénomène de saturation lors des transitoires dus à l'application soudaine d'une charge en sortie ou d'une trop forte tension d'alimentation en entrée, pouvant se traduire par une réduction du rapport cyclique  $\delta$  jusqu'à une valeur de 50 % du rapport cyclique maximal autorisé.

Ceci nous permet, au vu du fonctionnement du transformateur, de choisir une induction de 160 mT. Cette valeur correspond à une fréquence d'utilisation de 70 kHz d'après la **figure 10**. L'augmentation des pertes dans le transformateur est alors de 140 mW, soit 8,7 %. Cette variation reste faible par rapport à celle obtenue dans le reste du système pour une même variation de fréquence.

### Influence du circuit de limitation des surtensions au blocage

En pratique, nous utiliserons, lors du dimensionnement d'un convertisseur, un réseau RC servant à limiter les surtensions aux bornes du transistor lors du blocage et à réduire les oscillations, susceptibles de générer des émissions RF. Les pertes obtenues dans ce réseau ainsi que dans le transistor sont données aux fréquences de 70 kHz et 100 kHz par le **tableau 2**.

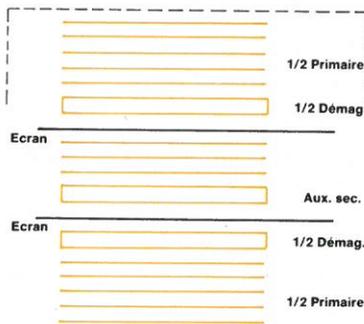


Fig. 9.

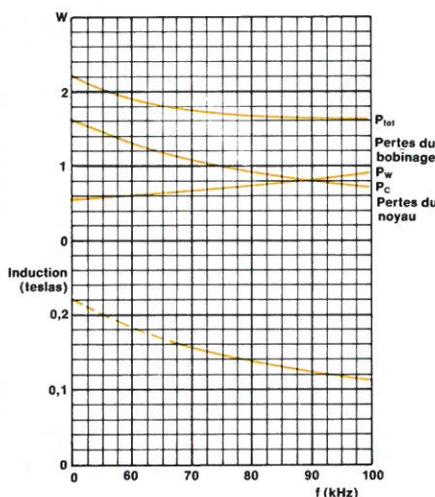


Fig. 10.

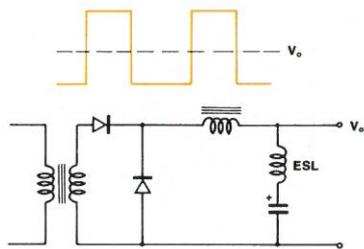


Fig. 11.

### Inductance du filtre de sortie

La fonction principale de ce filtre de sortie (**fig. 11**) est d'atténuer les oscillations de la tension secondaire et de donner à celles-ci une amplitude crête à crête de l'ordre de 18 mV, soit environ 1 000 fois moins qu'à l'entrée du filtre, pour obtenir une ondulation acceptable en sortie. Pour que ce filtre soit efficace, il faut que l'inductance série équivalente (ESL) du condensateur de sortie soit négligeable.

La **figure 12** montre l'impédance d'un condensateur électrolytique de 22 000  $\mu$ F-10 V en fonction de la fréquence.

Il est clair que, même à une fréquence inférieure à 100 kHz, le plus grand soin devra être apporté au câblage de cet étage pour ne pas introduire d'inductances série parasites dues à de trop longues connexions. Les nouvelles technologies de condensateur pour circuit de puissance permettent, à cette condition, un fonctionnement limité à 100 kHz.

### Conclusion quant au choix de la fréquence de commutation

Au vu de ce qui précède, il est vrai qu'une faible rapidité de commutation est préférable pour limiter les surtensions aux bornes du transistor et qu'une faible fréquence de fonctionnement réduit les pertes dans le transistor et le réseau d'aide à la commutation.

De plus, dans le cas d'un transformateur, dimensionné pour une fréquence de 100 kHz, présentant un certain bilan de pertes dans le noyau et le bobinage, la fréquence de fonctionnement peut être ramenée à 70 kHz sans autre modification si l'on accepte une augmentation des pertes dans le transformateur de 140 mW (cas du convertisseur DC/DC mentionné). Au global, les pertes totales dépendent de la fréquence seront inférieures de 850 mW à 70 kHz par rapport à 100 kHz.

De plus, au-dessus de 70 kHz, la taille de l'inductance de sortie ne sera pas sensiblement réduite du fait des phénomènes parasites générés par le condensateur de filtrage (ESL en particulier), à moins que la technologie de celui-ci n'évolue...

Aujourd'hui, la fréquence optimale de fonctionnement se situe entre 70 kHz et 100 kHz pour ce type de convertisseur. Une fréquence supérieure entraînerait, d'ailleurs, certains

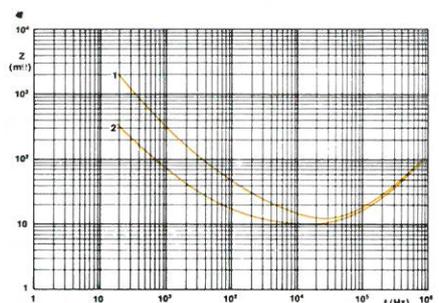


Fig. 12.

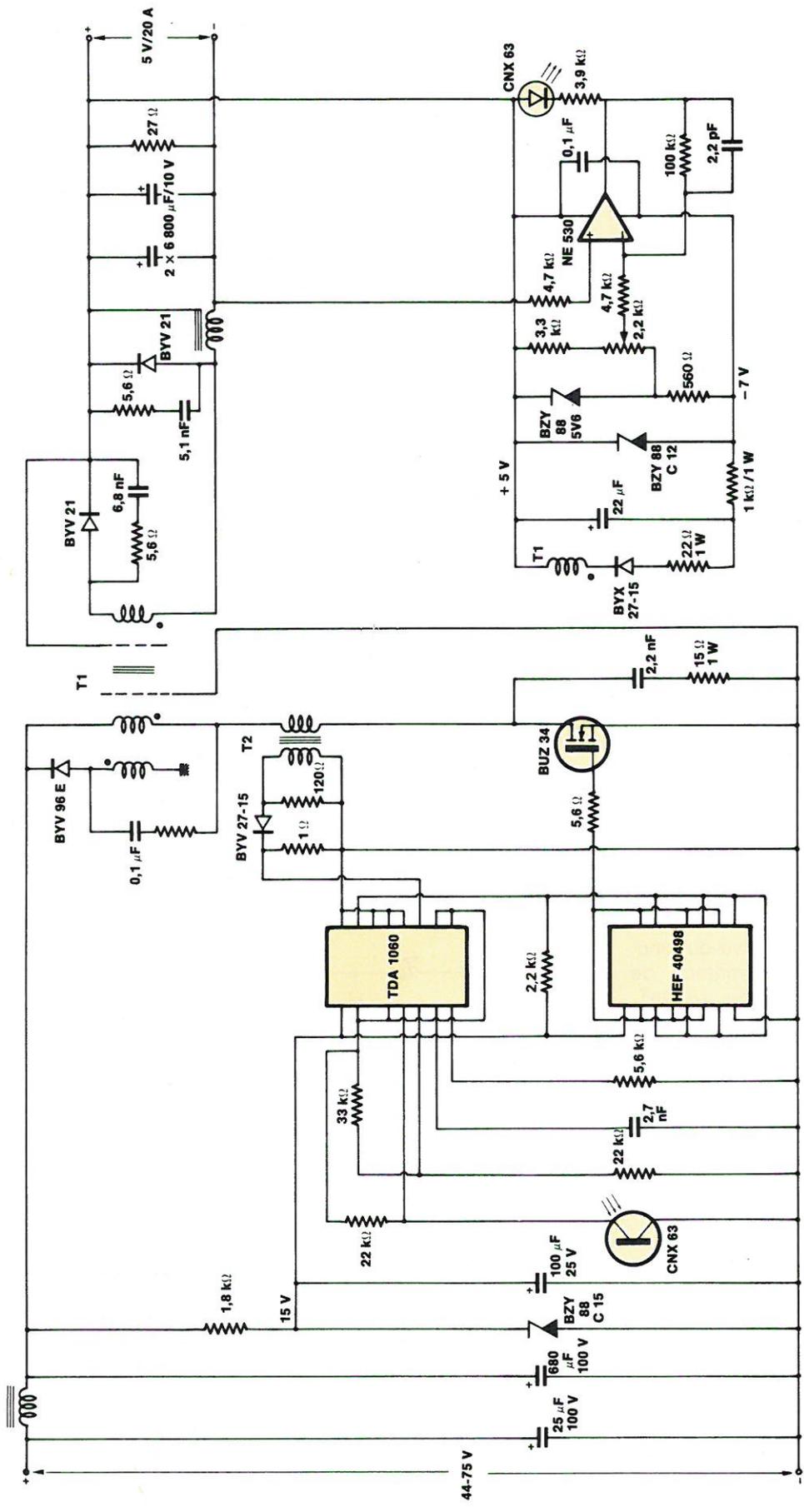


Fig. 13.

problèmes de câblage et ferait appel à des composants plus onéreux, affectant ainsi le rapport qualité/prix du système.

### Généralisation aux autres alimentations à découpage

Pertons de la conclusion précédente en posant que la fréquence optimale d'un convertisseur DC/DC de 5 V-20 A en sortie et 60 V en entrée se situe entre 50 et 100 kHz.

Si le même système devait avoir une tension d'alimentation de 12 V, l'estimation des inductances de câblage serait à peu près inchangée mais le courant commuté par le transistor serait cinq fois plus important ainsi que les surtensions générées à ses bornes.

Du fait du passage de 60 V à 12 V, la surtension relative est, dans le second cas, vingt-cinq fois plus importante que dans le premier. La fréquence de fonctionnement la plus faible autorisée pour ce type de système (20 kHz pour rester dans le domaine inaudible) serait sans doute la plus appropriée pour permettre un bon compromis entre des temps de commutation plus longs et des pertes par commutation non prépondérantes dans le bilan global.

De même, si un tel système était dimensionné pour une tension d'entrée de 300 V, la surtension relative deviendrait 25 fois plus faible. On pourrait alors envisager une fréquence de fonctionnement vingt-cinq fois plus élevée mais la pratique nous dit que le retard à la croissance (et décroissance) du courant secondaire, lié à l'inductance de fuite du transformateur entre primaire et secondaire, limite la nécessité et l'utilité d'une trop grande fréquence de commutation au primaire.

De plus, les oscillations dues aux décharges des capacités introduites par le montage et les pertes par commutation dans les diodes de redressement et les circuits d'aide à la commutation poseraient de sérieux problèmes.

Une fréquence de fonctionnement de l'ordre de 100 kHz semble à nouveau optimale, en tenant compte de la réalisation des différents bobinages (transformateur-self), du prix des composants et du temps de réalisation.

Un facteur important reste la puissance transmise. Pour des puissances inférieures à 50 W, les conducteurs

utilisés pour des éléments bobinés sont fins et les problèmes posés par les impédances H.F. restent négligeables, même au-delà de 100 kHz alors qu'ils fixent une limite à environ 25 kHz pour des puissances supérieures à 500 W.

Nous concluons donc en disant que le dimensionnement d'un système (transformateur, filtre, surtensions, etc.) et sa réalisation sont compatibles avec des fréquences de commutation élevées pour les faibles puissances et faibles pour des puissances élevées.

### Conclusions

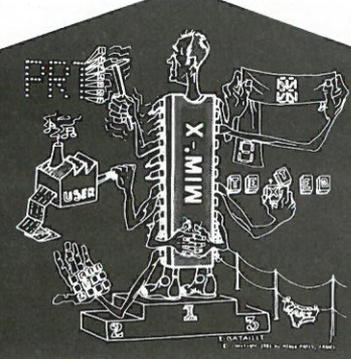
Dans ce type d'application, les avantages du transistor MOS sur le bipolaire sont :

- Un fonctionnement « simple » ne faisant pas appel à des compromis de courant et commande de base, de temps de stockage et ne présentant pas de risque de second claquage.
- Une très faible énergie de commande permettant d'obtenir un bon rendement global.
- Une fréquence de commutation possible beaucoup plus élevée sans atteindre des pertes prohibitives au blocage ou à la mise en conduction.
- Une fréquence de commutation « ajustable », permettant de réduire les surtensions et émissions RF trop importantes en fonction des caractéristiques désirées. La figure 13 donne un exemple de circuit convertisseur DC/DC 5 V-20 A dont l'étude a été fondée sur les critères précédemment exposés.

A. Papoular

### Bibliographie

- [1] « The application of Powermos transistors in switched-mode power supplies » by L.E. Jansson and D.J. Harper - 5th International PCI Conference : sept. 1982.
- [2] « Cost effective design for mains-input SMPS using Powermos » by L.E. Jansson and J.A. Houldsworth - 7th International PCI Conference : sept. 1983.
- [3] « Powermos users guide » by J.A. Houldsworth and R. Lewis (Mul-lard).



**Un chip ça va !**

INSTRUCTIONS 6805

PRINTER 7x5

PRINTER CONTROLLER MONITOR MIW-E ARITHMETIC KEYBOARD ENCODER

USER PROGRAM TEXT EDITOR I/O DISPLAY CONVERT DISPLAY

KEYBOARD 128 KEY

**1 chip =  
1 µP 6805  
+ 12 contrôleurs**

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

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

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

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

Fabriqué en France par THOMSON EFCIS

**MIW-E® 97 F.HT. par 2000 pièces**

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

**BUREAU D'ÉTUDES SPÉCIALISÉ  
EN APPLICATIONS µP  
TEMPS RÉEL**

Etude

# L'ozone par effluve

## Applications thérapeutiques à la biologie marine

Bien que méconnu, l'ozone n'est pas un gaz rare ! Dans certaines conditions au moment des orages, ou bien encore au voisinage de circuits très haute tension et même lors d'une simple électrolyse de l'eau, l'on a remarqué que l'air environnant pouvait acquérir une odeur spéciale. Celle-ci, caractéristique, lui a valu son nom, « ο ξ ε λ υ » (sentir). Si, vers 1780, des savants comme Van Marum et Cavallo l'attribuaient à l'électricité elle-même, il a été démontré plus tard, notamment par les expériences de Frémy, Becquerel et Soret, qu'il s'agissait en fait d'une variété allotropique de l'oxygène contenant trois atomes dans la molécule, donc de poids moléculaire  $O_3 = 48$ . Il s'agit d'un gaz de couleur bleue et fortement odorant qui se forme dans l'air ou l'oxygène et que l'on peut préparer de diverses façons.

### Obtention de l'ozone

A l'état naturel, l'ozone existe normalement dans l'air mais en infime quantité. En fonction de différents paramètres tant physiques que géographiques ou cosmographiques, les observations montrent que la concentration est fortement variable. L'ozone peut se former dans un grand nombre de conditions, en agitant le phosphore avec l'eau, par décomposition de l'eau oxygénée avec de l'acide sulfurique, par action de différents acides sur les peroxydes. En dehors des méthodes purement chimiques, l'on observe aussi la formation d'ozone par action de rayonnements ultraviolets ou de rayons cathodiques. L'odeur caractéristique est encore généralement perçue lors de l'emploi de lampes à vapeur de mercure ou de sources très hautes tensions, notamment au voisinage de machines élec-

trostatiques en activité. Enfin, il peut y avoir production d'ozone par traitement aux ultrasons d'eau chargée d'oxygène dissous.

De tout ce qui précède, retenons que les deux méthodes les plus simples pour préparer l'ozone sont l'électrolyse et l'effluve.

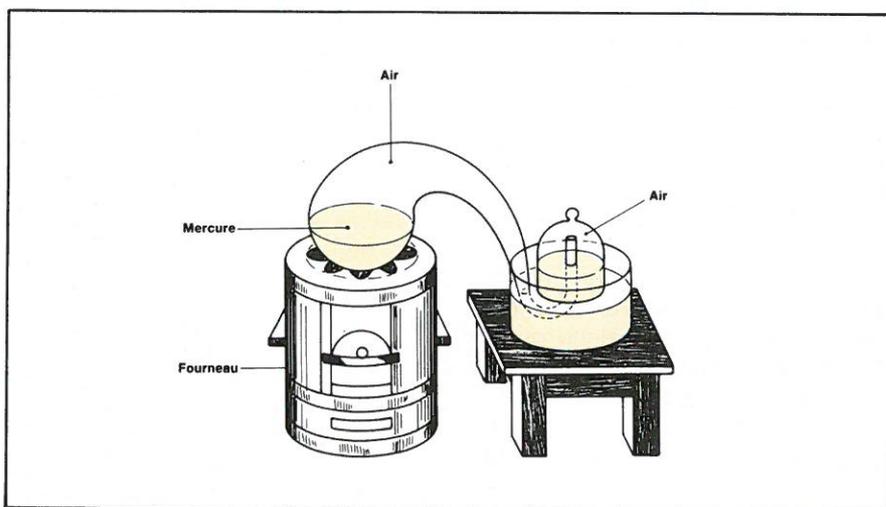


Fig. 1.

## L'ozone par électrolyse

Il s'agit d'une méthode essentiellement chimique sur laquelle nous ne nous attarderons pas, celle-ci n'étant pas d'emploi aisé. En fait, il y a production d'oxygène ozonisé lors de l'électrolyse d'une solution aqueuse d'acide sulfurique étendu. Le dégagement s'opère à l'anode et l'on obtient de l'oxygène ozonisé à 17 % en poids en utilisant une densité de courant de 60 A/cm<sup>2</sup> avec un électrolyte à 133 g/l de SO<sub>4</sub>H<sub>2</sub> à 0 °C. Il est à remarquer que plus la température est basse, meilleur est le rendement, ainsi celui-ci s'élève à 28 % en poids pour une température de - 14 °C.

Les meilleurs résultats de cette méthode sont obtenus en superposant au courant continu d'électrolyse, un courant alternatif sinusoïdal ou pseudo-sinusoïdal. Un rendement de 58 % en poids d'oxygène ozonisé est permis par électrolyse d'acide perchlorique à - 56 °C. Le rendement énergétique est alors de 24 g par kilowatt/heure, chiffre intéressant que l'on peut comparer aux 2 g d'ozone par kilowatt/heure obtenus quelques décennies auparavant lors de la charge à - 50 °C d'éléments d'accumulateurs au plomb jusqu'à une f.c.e.m. de 3 V.

## L'ozone par effluve

La technique est relativement simple. Il suffit de faire passer de l'oxygène pur ou de l'air filtré très sec entre deux électrodes soumises à une très haute tension alternative pour obtenir un oxygène ozonisé ou un air ozonisé avec un rendement pouvant atteindre dans certains cas 99 %. (En opérant à la température de l'air liquide.)

Il faut utiliser une source haute tension de différence de potentiel suffisante avec une faible intensité. Le champ électrique régnant dans la chambre d'ionisation est puissant et il en résulte une ionisation de certaines molécules gazeuses, notamment de celles d'oxygène et d'azote. Pour fixer les esprits entre l'emploi d'oxygène pur ou d'air sec, rappelons que ce dernier étant dépoussiéré et sec contient en volume pour 100 litres :

- Azote :	78,03 l
- Oxygène :	20,99 l
- Argon :	0,93 l
- Gaz carbonique :	0,03 l
- Hydrogène :	0,01 l

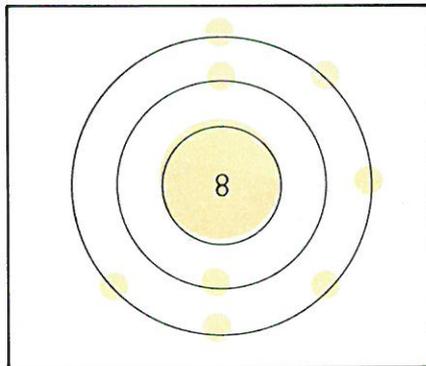


Fig. 2.

Ainsi que les gaz suivants en très petite quantité :

- Néon
  - Hélium
  - Krypton
  - Xénon
- } < 0,01 l

Nous retiendrons donc de ces données, pour le cas qui nous intéresse les proportions approximatives suivantes :

- en volume :  $\left\{ \begin{array}{l} 78 \% \text{ d'azote} \\ 21 \% \text{ d'oxygène} \\ 1 \% \text{ d'autres gaz} \end{array} \right.$
- en masse :  $\left\{ \begin{array}{l} 76 \% \text{ d'azote} \\ 23 \% \text{ d'oxygène} \\ 1 \% \text{ d'autres gaz} \end{array} \right.$

Ce qui représente sensiblement 4 volumes d'azote pour 1 volume d'oxygène.

D'après ces valeurs, il est donc clair que le rendement du système en utilisant de l'air sec sera nettement inférieur au cas d'utilisation d'oxygène pur. Nous verrons cependant que, pour les applications envisagées en thérapie marine, la première solution, moyennant des circuits électriques performants, sera tout à fait satisfaisante.

De tout ce qui précède, l'oxygène pur nous permet seul, sous certaines conditions, d'obtenir le rendement de 99 % que nous avons mentionné par ailleurs. Rappelons au lecteur que ce gaz est intimement lié à la célèbre expérience de Lavoisier sur la composition de l'air et que l'on peut résumer ainsi :

« Après avoir établi un dispositif semblable à la représentation donnée à la figure 1, le savant observa que la surface du mercure se couvrait peu à peu de parcelles d'un corps solide rouge pendant que le volume total de l'air emprisonné diminuait. Lavoisier étudia alors séparément le gaz qui restait dans l'appareil ainsi que le solide

rouge formé à l'issue de l'expérience. Il en résulta que le gaz restant était de l'azote atmosphérique et le solide rouge de l'oxyde de mercure, résultant de la combinaison de l'oxygène contenu dans l'air initial avec une partie du mercure chauffé.

Il en découlait donc la mise en évidence que l'air est essentiellement un mélange d'azote et d'oxygène. »

Cet oxygène, qui permet de préparer simplement l'ozone dans des descriptions que nous allons donner est un gaz incolore, inodore et très peu soluble dans l'eau. Par ailleurs, il ne peut être liquéfié qu'à très basse température. Sous la pression atmosphérique normale, sa température d'ébullition est de - 183 °C. C'est un corps simple gazeux polyatomique formé de molécules constituées par plusieurs atomes identiques liées entre eux. La représentation schématisée d'un atome d'oxygène est donnée à la figure 2. Les électrons se répartissent sur les couches successives, représentées sur ce schéma par des circonférences. La molécule d'oxygène est dite diatomique ; celle de l'ozone par contre est triatomique, ce que nous voyons sur le schéma de la figure 3.

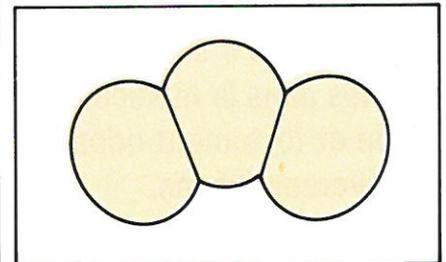


Fig. 3.

La molécule triatomique d'ozone est donc formée de trois atomes d'oxygène et c'est parce que les molécules d'ozone et les molécules d'oxygène, bien que formées d'atomes du même élément, ont des structures différentes que ces deux corps simples gazeux ont des propriétés tout à fait dissemblables.

## Electrisation de l'air sec ou de l'oxygène pur

Comme on peut le voir à la figure 4, le gaz à électriser est enfermé dans une enceinte (C) en verre. Celle-ci possède en outre deux électrodes auxquelles on applique une différence de potentiel V. On peut faire varier le champ électrique E entre anode et ca-

thode par l'intermédiaire du potentiomètre P connecté aux bornes du générateur continu B. Le gaz n'étant pas de prime abord, soumis à une action ionisante extérieure, la concentration naturelle des ions g est très faible et le milliampèremètre ne décele pratiquement pas de courant.

On applique maintenant une différence de potentiel suffisamment élevée pour que les ions existant dans le gaz s'accélérent dans le champ électrique intense et acquièrent une énergie suffisante pour ioniser les molécules neutres pendant les chocs. A ce moment, chaque ion donne naissance pendant un choc à deux ou plusieurs ions ; ceux-ci à leur tour sont accélérés dans le champ et disloquent les molécules neutres en ions. Ainsi, le nombre d'ions dans le gaz croît très rapidement et il devient conducteur.

On distingue deux espèces de chocs entre particules, notamment entre ions, électrons et molécules neutres. Pendant les premiers les particules ne subissent aucun changement interne et il y a seulement échange d'énergies cinétiques. Au cours des chocs de l'autre espèce, il y a modification de la structure des atomes et des molécules. L'énergie cinétique des particules qui s'entrechoquent se transforme en énergie potentielle. Ces électrons libérés de la cathode et captés par le champ électrique dans leur course vers l'anode provoquent l'ionisation du gaz et la conductivité de celui-ci. Ce flux d'ensemble d'électrons constitue une certaine partie du courant total traversant le gaz.

Pour calculer l'intensité du courant dans le gaz, on suppose qu'il y ait dans l'unité de volume du gaz  $n_+$  ions positifs portant les charges  $q_+$ , et  $n_-$  ions négatifs avec les charges  $q_-$  ; les nombres  $n_+$  et  $n_-$  peuvent être différents l'un de l'autre, mais l'on doit toujours avoir  $n_+ q_+ = n_- q_-$ . Etant donné que le mouvement des charges positives dans un sens et celui des charges négatives dans l'autre sens représente un courant d'un seul et même sens, d'après la formule :

$$I = \frac{\Delta q}{\Delta t}$$

l'intensité du courant dans le gaz est :

$$I = q_+ n_+ v_+ S + q_- n_- v_- S$$

où  $v_+$  et  $v_-$  représentent les vitesses d'ensemble des ions correspondants dans le gaz et S la surface de la section traversée par les ions. Cette surface peut évidemment varier pour différentes sections de l'enceinte.

Considérons maintenant la densité de courant :

$$i = \frac{I}{S}$$

$$i = q_+ n_+ v_+ + q_- n_- v_- \quad (1)$$

En désignant par  $n$ , comme précédemment, le nombre de particules chargées élémentaires dans l'unité de volume du conducteur, le mouvement des ions à travers le gaz se fait avec perte d'énergie pendant les chocs, celle-ci étant continuellement compensée par le travail du champ électrique lorsque le mouvement des ions est établi. A ce moment, on évalue la résistance éprouvée par les ions lors de leur mouvement dans le gaz en introduisant des forces de frottement  $F_+$  et  $F_-$  proportionnelles aux vitesses des ions correspondants :

$$F_+ = k_+ v_+$$

$$F_- = k_- v_-$$

$k_+$  et  $k_-$  représentant respectivement les coefficients de frottement des ions positifs et négatifs. Lorsque le mouvement des ions est permanent, ces forces de frottement doivent être équilibrées par les forces électrostatiques  $q_+ E$  et  $q_- E$  et nous avons :

$$k_+ v_+ = q_+ E$$

$$v_+ = \frac{q_+}{k_+} E = v_+^0 E \quad (2)$$

$$k_- v_- = q_- E$$

$$v_- = \frac{q_-}{k_-} E = v_-^0 E$$

Les quantités :

$$v_+^0 = \frac{q_+}{k_+} = \frac{v_+}{E}$$

$$v_-^0 = \frac{q_-}{k_-} = \frac{v_-}{E}$$

sont appelées « mobilités des ions ». Elles sont numériquement égales aux vitesses du mouvement permanent des ions lorsque la valeur du champ E est égale à l'unité. Par substitution des

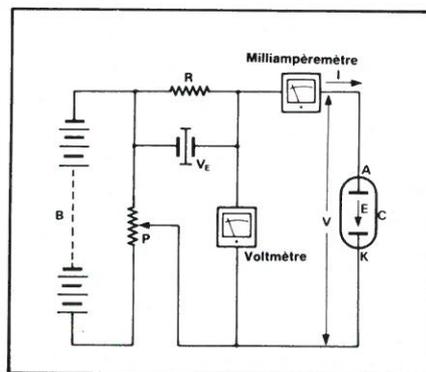


Fig. 4.

termes de l'équation (2) dans l'équation (1) nous obtenons pour la densité du courant.

$$i = \left( \frac{q_+^2}{k_+} n_+ + \frac{q_-^2}{k_-} n_- \right) E$$

$$= (q_+ n_+ v_+^0 + q_- n_- v_-^0) E = \tau E$$

Par conséquent, le coefficient de conductivité du gaz

$$\tau = q_+^2 \frac{n_+}{k_+} + q_-^2 \frac{n_-}{k_-}$$

$$= q_+ n_+ v_+^0 + q_- n_- v_-^0 \quad (3)$$

dépend de la concentration des ions et de leurs mobilités.

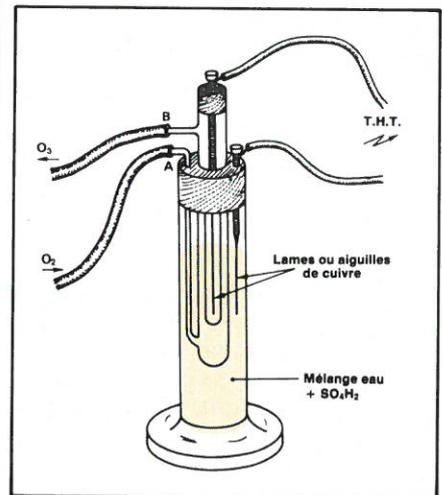


Fig. 5.

Lors du passage du courant électrique dans le gaz, des ions disparaissent par recombinaison quand il y a heurts accidentels d'ions de différentes parités et l'on a obtention de molécules neutres, ainsi que par neutralisation pendant leurs impacts sur les électrodes de charges contraires. La recombinaison est proportionnelle à la concentration des ions positifs et négatifs c'est-à-dire à  $n_+ n_-$  ; le nombre d'ions de même parité disparaissant à chaque seconde dans l'unité de volume nous donne :

$$\Delta n'_+ = \nu_+ n_+ n_- \quad \Delta n'_- = \nu_- n_+ n_-$$

où  $\nu_+$  et  $\nu_-$  sont des coefficients dépendant du gaz, de la pression à l'intérieur de l'enceinte, de la température... quand à la neutralisation des ions sur les électrodes, elle est proportionnelle à l'intensité du courant I à travers le gaz. En supposant qu'il se neutralise par unité de temps  $\Delta N''$  ions positifs et négatifs et en posant  $\Delta N'' \neq I$ , dans l'unité de volume du gaz nous avons :

$$\Delta n'' = \frac{\Delta N''}{V} \neq \frac{I}{V}$$

avec V = volume du gaz.

En posant maintenant  $V = S \ell$  où  $S$  représente la section et  $\ell$  la longueur de la chambre d'ionisation, on a :

$$\frac{i}{V} = \frac{i}{S \ell} = \frac{i}{\ell}$$

avec  $i$  = densité du courant

A l'état d'équilibre, le nombre d'ions  $\Delta n_{\pm}$  formés dans l'unité de volume du gaz pendant l'unité de temps doit être compensé par la disparition d'ions de signes correspondants par recombinaison et neutralisation aux électrodes :

$$\Delta n_{\pm} = \Delta n'_{\pm} + \Delta n''_{\pm}$$

Lorsque l'intensité du courant d'ionisation est constante, ces nombres ne varient pas. En outre, si elle est très petite, il est tout à fait possible de négliger la quantité  $\Delta n''_{\pm}$  par rapport à  $\Delta n'_{\pm}$ . Il résulte alors :

$$\Delta n_{\pm} \approx \Delta n'_{\pm} = \nu_{\pm} n_{+} n_{-}$$

$$(n_{+} \text{ et } n_{-} = \text{Cste})$$

Dans ces conditions, la conductivité  $\tau$  dans la formule (3) est une grandeur constante et ne varie donc pas lorsque l'intensité du courant dans le gaz croît ou décroît, et nous avons alors une concordance entre la loi d'ohm et  $i = \tau E$ .

Nous déduisons de tout cela, pour le cas qui nous intéresse que lorsque le courant est relativement faible, il y a proportionnalité entre l'intensité du courant et la tension appliquée.

Par ailleurs, en additif des calculs précédents, il est possible de mesurer le courant passant dans le gaz en intercalant avec le tube contenant le gaz une résistance pure de valeur très élevée, plusieurs dizaines de mégohms, et de mesurer la différence de potentiel aux bornes de cette résistance  $R$  avec un voltmètre électronique  $V_E$ . La détermination de l'intensité dans le gaz se fait alors simplement par la loi d'ohm :

$$i = \frac{V}{R}$$

En utilisant une très forte différence de potentiel, les ions positifs sont fortement accélérés dans le champ électrique et, heurtant la cathode, lui arrachent des électrons. Il est essentiel qu'un « ion lourd » puisse arracher à la cathode plusieurs voire même un grand nombre d'électrons. En outre le champ électrique à la surface de cette électrode est si intense qu'il capte généralement tous les électrons et les propulse vers l'anode. Tous ces électrons en mouvement accéléré vers

l'anode excitent des atomes de gaz et les ionisent.

Les atomes de gaz excités lors des chocs avec les électrons rayonnent de la lumière quand ils retournent à l'état normal. C'est ce qui explique la luminescence du gaz traversé par les décharges. En ce qui nous concerne, avec l'oxygène pur ou de l'air très sec, il résulte de cette technique une ionisation du gaz produisant un effluve de couleur violette très caractéristique qui entraîne la condensation de l'oxygène ainsi qu'une odeur âcre et pénétrante correspondant à l'ozone libéré. Le caractère de cette luminescence dépend principalement de la densité et de la pression du gaz ainsi que de la valeur de la d.d.p appliquée entre les électrodes du tube ionisateur. Par ailleurs, le spectre de luminescence dépend de la nature chimique du gaz parcouru par le courant.

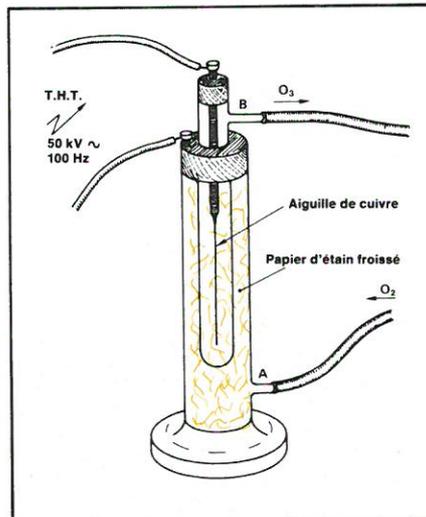


Fig. 6.

Pour en terminer avec l'électrisation du gaz, air ou oxygène, il convient de savoir que le caractère de la décharge est déterminé par les éléments suivants :

- la composition intrinsèque du gaz,
- la pression interne dans le tube d'ionisation,
- la température du gaz,
- la tension appliquée entre les électrodes du tube,
- la nature du courant, continu ou alternatif,
- la forme du courant,
- la fréquence du courant,
- l'intensité du courant,

ainsi que :

- la forme géométrique de l'enceinte d'ionisation,
- ses dimensions,

- la disposition relative, la forme et la substance des électrodes.

Eu égard à ces éléments, on distingue diverses espèces de décharges :

**1° Décharge obscure :** l'intensité du courant est très faible, il n'y a pas de luminescence et la décharge est silencieuse.

**2° Arc :** l'intensité du courant est très importante et la tension relativement faible, la luminescence est forte et la température très élevée.

**3° Effet couronne, effluve :** l'intensité du courant est très faible dans le gaz sous la pression atmosphérique ; la tension est de l'ordre de plusieurs dizaines de milliers de volts et le champ non uniforme est excessivement intense. La conductivité est due principalement au mouvement des électrons et des ions arrachés des électrodes. Si la chambre d'ionisation possède des électrodes concentriques et que la très haute tension appliquée est alternative, on observe une luminescence entre l'électrode filamenteuse et celle annulaire. C'est principalement ce type de décharge qui sera utilisé dans les différents modèles d'ozoniseurs que nous allons étudier.

**4° Etincelles :** c'est la rupture électrique du gaz lorsqu'il se forme une avalanche fugitive d'ions. La tension entre les électrodes doit être suffisamment élevée pour obtenir l'ionisation du gaz par chocs.

## L'ozonisation par effluve

Comme nous venons de le voir, la chambre d'ionisation utilisant ce procédé doit avoir des caractéristiques géométriques particulières. Par ailleurs, d'après la formulation :

$$\frac{i}{V} = \frac{i}{S \ell} = \frac{i}{\ell}$$

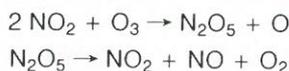
où  $i$  représente la densité de courant,  $V$  le volume du gaz,  $S$  et  $\ell$  respectivement la section et la longueur de la chambre d'ionisation, celle-ci devra avoir une forme bien définie pour l'utilisation recherchée, ainsi que des électrodes particulières. L'ozoniseur encore appelé ozoneur de la figure 5 est représentatif du modèle de Berthelot et est dit « humide ». Il s'agit essentiellement d'éprouvettes concentriques en verre dans lesquelles il suffit de verser, pour l'éprouvette extérieure et le vase central, de l'acide

sulfurique à 20 % et d'y plonger deux électrodes en cuivre. Celles-ci sont ensuite réunies à un générateur très haute tension de quelques 10 kV à 50 kV. L'oxygène arrive à la buse A et l'oxygène ozonisé sort par la buse B.

Comme nous l'avons déjà mentionné, un des facteurs influençant le rendement est la température qui doit être la plus basse possible afin d'empêcher la destruction de l'ozone grâce à un refroidissement poussé. En effet, ce gaz dérivé de l'oxygène est très instable et tend à reprendre facilement cette dernière forme, ce qui confirme sa vie très brève et par voie de conséquence son action passagère. Le rendement chimique diminue avec l'élévation du débit d'oxygène, mais *a contrario* le rendement énergétique augmente. Celui-ci est maximal vers 1,5 à 2 bars. Quant au rendement chimique, il présente un maximum à - 100° C sous 40 cm de mercure.

Un autre modèle d'ozoniseur est représenté à la **figure 6**. Celui-ci, dû au savant Otto est très simple et est de type « sec ». Deux récipients concentriques en verre sont séparés l'un de l'autre par une zone interstitielle de quelques millimètres. L'éprouvette intérieure reçoit une électrode filamenteuse en platine ou matériau inoxydable, le verre à pied extérieur étant, quant à lui, rempli de papier d'étain froissé. L'arrivée d'oxygène sec se fait par la buse basse A du tube extérieur et la sortie ozonisée par la buse haute B de l'éprouvette intérieure. Le générateur très haute tension doit pouvoir fournir une différence de potentiel d'environ 50 kV. Celle-ci, alternative, doit avoir une fréquence comprise entre 80 Hz et 100 Hz. Pour un tube extérieur de 0,7 mètre et une zone interstitielle de quelques 1 à 1,5 mm, le rendement chimique est de 50 mg/l pour un débit d'oxygène de 20 l/h. Un tel appareillage est largement suffisant pour les applications thérapeutiques en biologie marine et la stérilisation de petits volumes d'eau douce.

Moyennant une production moindre mais suffisante pour les cas précités, l'arrivée d'oxygène sera remplacée par de l'air sec et filtré ; eu égard à l'azote de l'air nous allons avoir les réactions suivantes :



L'azote fournit donc les oxydes NO, NO<sub>2</sub> et N<sub>2</sub>O<sub>5</sub> qui, réagissant selon

la formulation ci-dessus, vont tendre à diminuer le taux d'ozone.

A titre d'exemple et de manière empirique, il faut savoir que pour une consommation électrique de 1 kW et une fréquence de 50 Hz, la production d'air ozonisé est de l'ordre de 50 g/h. Ainsi en déduisons-nous que l'énergie électrique consommée pour cette transformation est de 20 à 30 W par gramme d'ozone produit.

En tout état de cause, il faut compter approximativement 0,5 g à 2 g d'ozone par mètre cube d'eau à traiter pour obtenir une stérilisation satisfaisante ; encore faut-il tenir compte de la richesse de cette eau en matière organique ainsi que de la température de cette dernière. En effet, la stabilité de l'ozone dans l'eau varie selon la température et le gaz a tendance à se décomposer, plus la température croît.

Enfin, pour terminer le chapitre sur la production d'ozone par effluve, nous donnons à la **figure 7** un éclaté représentant une chambre d'ionisation identique à celle équipant les petits ozoniseurs du commerce pour des besoins thérapeutiques localisés. Par ailleurs, le principe d'un tel matériel étant bien compris, sa réalisation pour de faibles puissances n'offre pas de difficultés particulières.

### Caractéristiques de l'ozone

**Propriétés chimiques :** L'ozone préparé par la méthode à l'effluve possède une vitesse de décomposi-

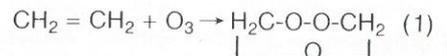
tion plus élevée que par la méthode électrolytique et ce d'autant plus que la température est plus grande. Composé endothermique, la chaleur Q de formation est estimée à 34,22 kilocalories et produit la réaction :



A cette température, l'ozone a une grande tendance à se décomposer pour redonner de l'oxygène avec lequel il reste en équilibre. A froid, la décomposition est notablement plus lente et la vitesse dépend essentiellement de la nature des catalyseurs en présence.

En solution saline, ce qui sera le cas lors de l'utilisation en biologie marine à des fins de stérilisation, de nombreux tests et mesures ont démontré l'influence du PH ; les ions CO<sup>2+</sup> et OH<sup>-</sup> activent la décomposition.

L'ozone est un gaz ayant un très fort pouvoir d'oxydation. Celle-ci peut être directe par la molécule entière et à ce moment l'ozone se fixe intégralement. A ce moment d'après la réaction d'ozonisation :



où une molécule d'ozone se fixe par une double liaison et donne naissance aux ozonides. Par ailleurs, et en présence d'eau, la molécule formée se sépare en deux autres molécules de cétones et d'eau oxygénée et, pour l'exemple ci-dessus, nous avons :

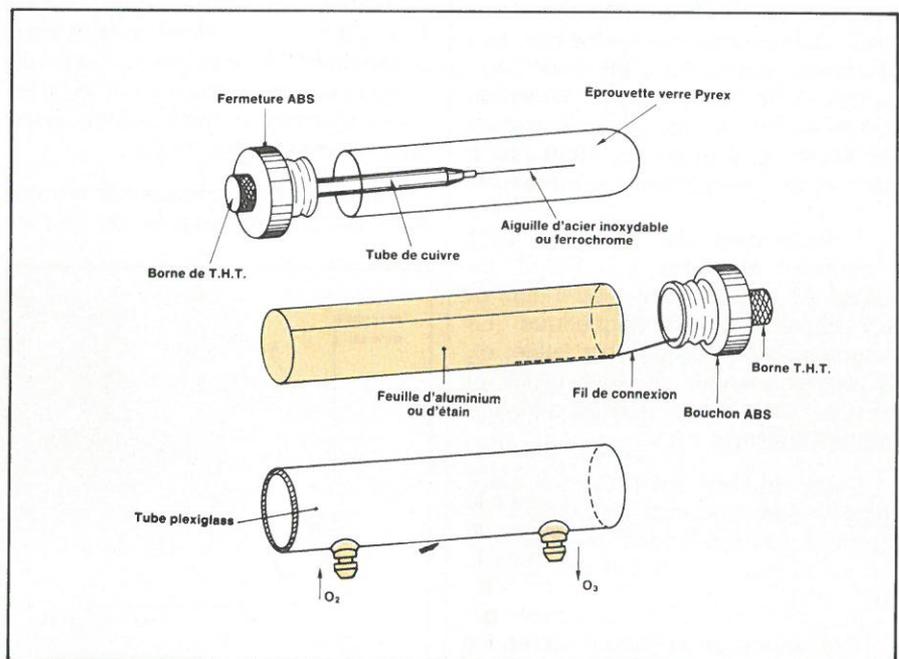
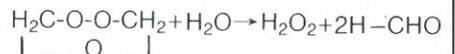
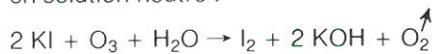


Fig. 7.

Cette transformation est alors appelée ozonolyse et il y a formation de deux molécules de formaldéhyde.

D'après l'exemple (1) il est clair que l'ozone va attaquer matières grasses et fibres textiles et il faudra proscrire toute utilisation de caoutchouc naturel dans les appareils à ozone.

L'oxydation peut encore être directe, mais cette fois-ci par perte d'un atome d'oxygène et il peut y avoir un nombre élevé de réactions d'oxydation avec dégagement à chaque fois d'une molécule d'O<sub>2</sub>. Citons les réactions avec le chlore fournissant l'oxyde Cl<sub>2</sub>O<sub>6</sub>, avec l'iode donnant un iodate d'iode I<sub>4</sub>O<sub>9</sub> et plus spécialement l'eau oxygénée avec la réaction en solution neutre :



Enfin, l'oxydation peut avoir encore lieu par effet catalytique et l'ozone favorise l'action de l'oxygène accompagnateur.

**Propriétés physiques :** Comme nous l'avons déjà mentionné, l'ozone gazeux est de couleur bleutée. La densité de vapeur est comprise entre 46,5 à 48,7 pour le poids moléculaire, la chaleur moléculaire moyenne sous P = Cste étant de 10,94 calories/mole et ceci entre 300 et 476° Kelvin. L'ozone se dissout dans de nombreux liquides et acides. Il se décompose très rapidement en milieu alcalin et au contraire à tendance à se stabiliser en milieu acide. Il se dissout très facilement dans l'azote liquide et est absorbé par un gel de silice. Retenons encore pour le domaine qui nous intéresse que la solubilité dans l'eau suit la loi de Henry. Suivant la température et d'après les expérimentations de Brines et Perrotet en 1939 l'on a les résultats donnés dans le **tableau 1**.

L'ozone peut être liquéfié, le point d'ébullition étant fixé à - 112,5°. Liquide il est de couleur bleu indigo et est faiblement paramagnétique. La conductibilité électrique est faible, et, à une température de 18°C, pour un PH nul, le potentiel normal d'oxydo-réduction est de 1,9 V.

Enfin, à l'état solide, nous nous trouvons en présence de cristaux de teinte indigo qui fondent à - 192,5 °C et possèdent à - 195,24° une densité de 1,738.

**Propriétés analytiques :** Retenu à basse température par du silicagel, il se dissout dans le sulfure et le tétrach-

Tableau 1.

t °C	0	10	20	30	40	50
c	0,526	0,408	0,321	0,258	0,210	0,172

lorure de carbone, l'acide acétique, l'azote liquide, pour les principaux, et est absorbé par les essences de térébenthine et de cannelle. C'est en 1865 que Soret put absorber l'ozone seul dans ce dernier liquide et ainsi démontrer qu'il s'agissait bien d'une variété allotropique d'oxygène de deux fois et demi sa densité.

L'ozone corrode bon nombre de métaux et un fil d'argent préalablement décapé se recouvre en présence d'O<sub>3</sub> d'une couche noire de peroxyde et se charge négativement. Avec cette réaction il est tout à fait possible de déceler 0,01 % d'ozone. D'autres métaux, comme le mercure, ternissent, ainsi que les sels ferreux ; à son contact, le platine se charge négativement, mais par contre le ferrochrome à 25 % n'est pas touché.

**Propriétés physiologiques :** L'odeur d'ozone est très caractéristique et une concentration de 1 cm<sup>3</sup> de gaz par m<sup>3</sup> est décelable. A cette concentration il est devenu toxique pour le corps humain ainsi que pour les micro-organismes environnants. Rappelons que si c'est un puissant désinfectant détruisant la plupart des micro-organismes pathogènes, il est très dangereux à respirer, et la dose mortelle pour l'homme, - soit 1/8 . 10<sup>-6</sup> -, se confond avec le seuil de détection. A ce moment, il agit par nécrose sur les tissus, détruit les vitamines et opère comme poison respiratoire sans effet caustique.

Nous en avons maintenant terminé avec les caractéristiques de l'ozone

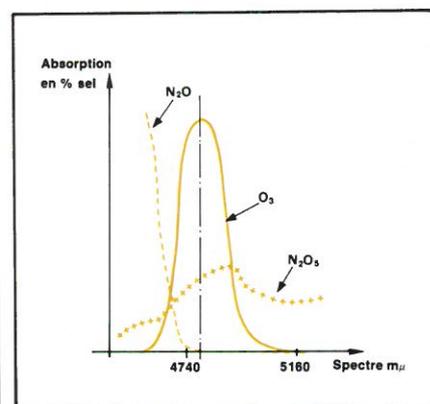


Fig. 8.

mais avant de passer à son action thérapeutique dans un milieu bien particulier qu'est la biologie marine, nous donnons à la **figure 8** les courbes spectrales d'absorption de l'ozone et de certains oxydes de l'azote. En se reportant à ces courbes d'absorption et en l'absence d'anhydride azotique N<sub>2</sub>O<sub>5</sub>, il est tout à fait possible d'utiliser la bande I.R. de 4 740 μm pour effectuer un dosage spectrographique.

## Applications générales

L'ozone est un puissant désinfectant et un microbicide. Il sert à la purification de l'air par ionisation, cette concentration d'ions négatifs dans l'air ambiant étant ressentie comme stimulante et rafraîchissante. Il sert encore à assainir l'eau des piscines et à stériliser les eaux alimentaires. Enfin nous pouvons citer quelques applications particulières comme la conservation de fruits et légumes, le vieillissement des vins et eaux de vie ainsi que le traitement de certains végétaux contre les maladies cryptogamiques.

## Applications thérapeutiques en biologie marine

L'utilisation de l'ozone en biologie marine est à rapprocher de la stérilisation des eaux dites alimentaires. En fait le gaz, de par son action destructrice de la microfaune et microflore pathogène est à utiliser comme stérilisant alors que, par son pouvoir oxydant il va servir principalement à dégrader les matières organiques et simultanément à produire de l'oxygène dans la phase terminale de son action. Comme tous les stérilisants, il est à utiliser en tant que thérapie temporaire, afin de juguler, le plus rapidement possible et autant que faire se peut, des épidémies ou des pollutions organiques subites. Dans les deux cas précités de stérilisant et d'oxydant il est particulièrement efficace à partir du moment où son dosage est bien

contrôlé, et il s'agit d'ailleurs là du principal problème de ce mode d'épuration.

Compte tenu de la richesse d'une eau en matières organiques, il faut compter environ 0,5 à 2 g d'ozone par m<sup>3</sup> d'eau à traiter. Par ailleurs nous renvoyons le lecteur au **tableau 1** de solubilité donné en fonction de la température de l'eau. Tout ce qui vient d'être mentionné concernant les altérations de l'eau alimentaire est valable pour ce qui concerne les bacs marins en biologie marine, surtout tropicale et, à l'inverse de ce qui se passe en eau océanique libre qui est le résultat de l'activité des bactéries. Par l'utilisation d'ozone et la libération dans l'eau de l'atome surnuméraire, celui-ci ne tarde pas à oxyder les substances organiques et les transforme en ammoniac sans intervention des bactéries. Mais tout n'est pas si simple et si l'ozone permet de se passer de la décomposition bactérienne et par là même d'éviter ses aléas et ses risques, il n'en reste pas moins qu'un excès est nocif et que les bactéries restent nécessaires puisque l'ozone est incapable de transformer l'ammoniac en nitrites. Nous donnons à la **figure 9** un tableau représentatif de la décomposition bactérienne des matières organiques azotées en milieu anaérobie.

Un tel organigramme fait apparaître clairement le spectre de l'empoisonnement par l'ammoniac, à partir du moment où la quantité de gaz dissous dans l'eau est excédentaire ; en revanche, l'ozone effectue la transformation des nitrates en nitrites dont la concentration pourra être limitée par un renouvellement partiel de l'eau.

En fait, par un dosage adéquat, l'action curative en biologie marine est principalement due à la dégradation pure et simple des matières organiques eu égard au pouvoir hautement oxydant de l'ozone. Par dissolution dans l'eau à traiter, celui-ci libère l'oxygène actif qui va produire sur les matières organiques une destruction caustique des cellules ainsi que des molécules de protides, lipides et glucides dont sont principalement constituées les matières organiques mortes ou vivantes. Dès lors, ces matériaux dégradés en molécules fondamentales vont se recycler pour donner naissance à de nouvelles synthèses, condition indispensable au cycle de la vie.

Le principal problème réside donc dans le dosage précis en fonction du

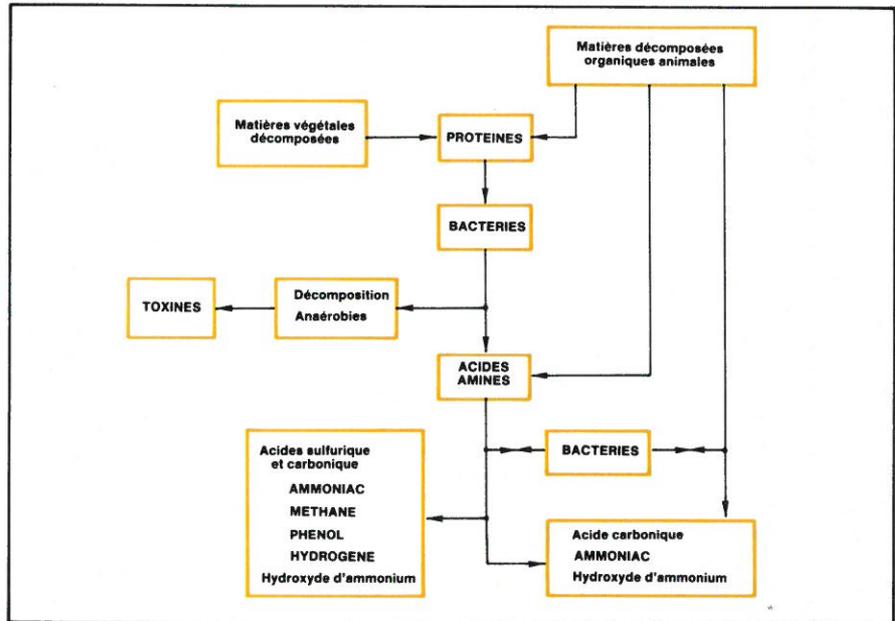


Fig. 9

résultat escompté. En fait, un parallèle constant doit être fait entre la fragilité de l'édifice moléculaire à traiter et la puissance de traitement du produit considéré ; il y a alors soit destruction complète pure et simple, soit plus simplement catabolisme de la matière organique.

Dans ce contexte, il est donc nécessaire d'analyser les antagonistes en présence. D'une part il s'agit d'organismes dont la structure est des plus rudimentaires. Unicellulaires avec membrane et noyau, ce sont pour la plupart des micro-organismes saprophytes ou pathogènes dont les ciliés, flagellés, infusoires et autres rhizopodes appartiennent aux protozoaires. Naturellement, tous ces animalcules, qu'ils soient paramécies, amibes ou radiolaires sont très vulnérables au bouleversement même infime du milieu dans lequel ils vivent. Une très faible concentration d'ozone dans l'eau va perturber gravement le métabolisme de l'animal en entamant sa membrane cytoplasmique. Une plus forte concentration va au contraire entraîner rapidement la mort de l'animalcule par démolition des molécules composant la structure de son unique cellule.

Il s'agit donc d'autre part, de pouvoir doser le plus exactement possible la puissance d'oxydation afin d'obtenir le résultat escompté sans pour autant détruire toute autre trace de vie bénéfique. Il ne faut pas oublier, en effet, que l'ozone, comme tous les oxydants, va agir aveuglément et sans aucun discernement sur tous les orga-

nismes en contact. Il convient donc d'agir avec précaution et de considérer les éléments suivants :

- **La concentration**, qui est due principalement au taux d'ozone contenu dans l'air ou l'oxygène ozonisé. Nous avons étudié précédemment les divers aspects de ce problème et invitons le lecteur à s'y reporter. Ce qui est sûr, c'est que cette concentration va jouer un rôle relativement important eu égard à la puissance d'oxydation des matières organiques.

- **Le débit du gaz**, qui est fonction de caractéristiques particulières, d'éléments extérieurs au système, compresseur, tuyauteries, buses, etc. Le débit peut être variable mécaniquement ou électroniquement.

- **La pression**, variable selon des critères identiques au débit avec en plus des matériels tendant à la modifier volontairement ou involontairement. Citons entre autres pour les premiers les détendeurs à pointe ou autres vannes pressostatiques et pour les seconds les filtres de toutes sortes et autres chambres de détente.

- **La durée**, réglable ou non, qui permet d'optimiser dans de bonnes conditions le fonctionnement du système tout en garantissant les caractéristiques maximales des points précédents. Il est facile de comprendre que, plus cette durée sera courte, moins la puissance d'oxydation sera importante.

- **Le lieu d'inoculation du gaz**, étant bien entendu que l'action thérapeuti-

que ne doit pas céder la place au syndrome et donc qu'en aucun cas on ne disposera les arrivées d'air ou d'oxygène ozonisé en contact direct avec l'eau à traiter. De plus il faut interposer impérativement une couche de charbon de bois activé au voisinage du circuit de rejet. Nous donnons à la **figure 10** la représentation d'un tel appareillage. Pour que le contact eau-ozone ait lieu en dehors du bac à traiter, on utilise le principe du tube réacteur avec contre-courant. L'eau à traiter a un courant de sens contraire à celui émis par le diffuseur d'air ozonisé. Grâce à ce système et à la cartouche de charbon de bois activé placée à la base du tube réacteur, il ne peut y avoir introduction accidentelle d'ozone dans le bac de traitement, mais par ailleurs, du fait du contact prolongé entre eau et ozone, surtout si le gaz est émis en très fines bulles grâce à un diffuseur à très grande porosité, le traitement qualitatif est des meilleurs.

Dans le même style et pour une efficacité accrue, il peut être judicieux d'utiliser une colonne de traitement. Le principe est équivalent au modèle précédent mais l'efficacité très supérieure sera surtout due à la hauteur de la colonne, à la finesse des bulles de gaz ainsi bien évidemment qu'à la richesse du gaz. Ces divers impératifs concourant à accroître le temps d'échange et l'augmentation de la surface de contact, c'est-à-dire le pouvoir d'oxydation.

A cet effet, et compte tenu du temps de décomposition de l'ozone, qui nous l'avons dit est très bref, il faut approximativement 4 à 5 mn pour traiter un bac d'1 m<sup>3</sup> et ceci avec 0,3 à 0,4 g d'ozone.

### Appareils du commerce spécialisé

Comme nous l'avons vu, la production d'ozone est d'environ 50 g/h pour une consommation de 1 000 W à la fréquence de 50 Hz.

Pour la stérilisation d'eau alimentaire de consommation, plusieurs batteries de tubes ozoniseurs sont généralement disposées en série ; à ce moment, la production d'ozone peut avoisiner les 200 g/h. Par ailleurs et notamment sur les gros navires, en sortie bouilleur et après déminéralisation et traitement, elles sont utilisées

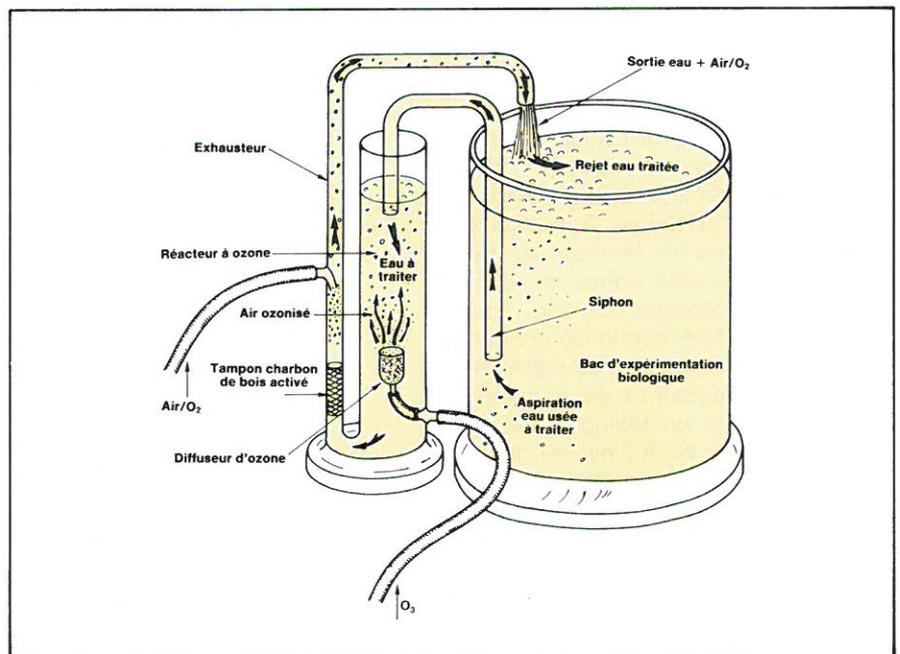


Fig. 10.

indépendamment ou conjointement des séries des tubes ultraviolets à action germicide.

En ce qui concerne les matériels de moindre importance pour les applications thérapeutiques signalées, plusieurs modèles sont proposés dans le commerce spécialisé. La production d'air ozonisé à 10 % s'échelonne de 10 mg/h à 800 mg/h selon les modèles et ils sont tous basés sur les principes que nous avons décrits. Si ces chiffres paraissent faibles eu égard au précédent rappelons qu'il suffit d'environ 0,5 g à 2 g d'ozone par m<sup>3</sup> d'eau non chargée à traiter pour obtenir rapidement une stérilisation satisfaisante.

### Conclusion

Bien que l'ozone soit un produit dangereux à manipuler et l'ozonisation une technique difficile à maîtriser, il n'en reste pas moins des avantages certains d'emploi en vue d'empêcher bon nombre de perturbations de nature organique et chimique, tout en maintenant un potentiel d'oxydo-réduction élevé.

Jean-Pierre Lemoine  
ingénieur électronicien  
officier au Long Cours

Note : Afin de concrétiser cette étude sur l'ozone et ses applications, nous publierons dans notre prochain numéro la réalisation complète d'un ozoniseur électronique.

### Bibliographie

- L'Oxygène, par Clément Duval, Presses universitaires de France.
- Stérilisation de l'eau, l'ozone, par Jacques Teton, revues Aquarama, n<sup>os</sup> 44 à 48.
- Cours de physique générale, par R.G. Guévorkian et V.-V. Chépel, Editions « Ecole supérieure ».
- L'aquarium marin tropical, par Frank de Graaf.

## LES MOTS CROISES D'ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Solution de la page 60

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
1	G	A	L	V	A	N	O	M	E	T	R	E
2	E	G	E	R	I	E		A	V	R	I	L
3	N	O	Y	A		V	A	R	O	I	S	
4	E	N	D	I	M	A	N	C	H	E		Y
5	R	I	E		O	D	E		E	U	D	E
6	A	S		R	U	A		D		S	O	N
7	T	A	P	I	S		F	O	R	E	R	
8	E	N	A	N	T	H	E	M	E		M	I
9	U		G	A	U	L	E	I	T	E	R	
10	R		N		C	R	I		N	O	U	A
11	S	O	U	C	H	O	N	G		U	R	I
12		R	E	C	E	N	S	E		U	R	T



## Funitel : des jeux pour les petits... ... et l'écran

Créé par la société *Sytem*, le service vidéotex *Funitel* offre le premier méga-serveur grand public accessible à tous les possesseurs de *Minitel*. Ce service spécialisé en loisirs offre :

- *Des rubriques « jeux »* : amusement, hasard, réflexion, éducation. Les jeux d'éducation font appel à la base de mots Larousse ; on remarque dans cette catégorie le célèbre jeu d'Armand Jammot, « Des chiffres et des lettres », en exclusivité.

- *Des rubriques « connaissance »* : approche de soi, approche du monde.

Le centre serveur, situé dans le Sud-Est de la France, est actuellement équipé de deux ordinateurs IBM 3083 EX3 connectés sur dix lignes Transpac 48 K permettant une capacité de 1 500 appels simultanés. Cette capacité doit être augmentée à 2 500 appels pour l'automne prochain. Fonctionnant 24 heures sur 24 et 7 jours sur 7, le service *Funitel* est accessible à ses abonnés moyennant un droit annuel de 150 F ; ces abonnés bénéficient d'un tarif horaire d'utilisation très intéressant (15 F) ; ils doivent régler un minimum de 90 F d'avance sur consommation (6 heures d'utilisation).

Le coût de la taxation téléphonique, quant à lui, est d'une taxe de base toutes les deux minutes, quelle que soit la distance.



On peut aussi jouer grâce au Minitel...

Un abonné désirant accéder au service *Funitel* compose tout d'abord le 16 (3) 614.91.66, puis entre le code FUN sur la page écran Télétel, puis ENVOI. Il suffit alors de taper le numéro d'abonné - ENVOI - et le mot de passe - ENVOI -

Un non-abonné à la possibilité

d'entrer dans la séquence « abonnement » pour le devenir.

Signalons que certains jeux peuvent se faire entre partenaires à distance.

Pour bénéficier d'un essai gratuit, appelez le 16 (1) 362.29.46.

## Systeme d'acquisition Gould « DASA 9000 » : demandez le menu !

*L'appareil de mesure et l'ordinateur personnel font décidément très bon ménage. Le concept consistant à tirer parti de la puissance de traitement d'un ordinateur pour l'acquisition, le conditionnement et la visualisation de phénomènes, en association avec une instrumentation réduite à l'« essentiel », s'avère fécond chez plusieurs constructeurs. Parmi eux, Gould met sur le marché un système d'acquisition et d'analyse de signal orienté IBM PC.*

### Simplicité et puissance

Gould Electronique annonce en effet la sortie d'un système d'acquisition et d'analyse du signal combinant la simplicité et les performances d'un instrument avec la souplesse et la puissance de traitement d'un ordinateur personnel. Ce système, le **DASA 9000**, permet au spécialiste de la mesure d'améliorer considérablement sa productivité, même s'il n'est pas informaticien.

Le système de base « DASA 9000 » est composé d'un ordinateur personnel IBM augmenté de cartes d'interface, d'une unité d'acquisition 8 voies Gould 4300, du logiciel Gould IOS, d'un moniteur graphique couleur et, en option, d'un traceur Gould Colorwriter.

Le logiciel du « DASA 9000 » est extrêmement souple et permet de ce fait d'utiliser le système comme un instrument de mesure conventionnel.

Toutes les fonctions d'acquisition du signal, d'affichage, de sauvegarde et de sortie des données sont accessibles par des menus simples, sans aucune programmation. Il est possible d'effectuer un ensemble d'opérations simples directement sur les signaux présents à l'écran : pente, valeur

moyenne, temps de montée. L'accès direct au Basica est offert pour réaliser si nécessaire de simples programmes d'application.

L'unité d'acquisition Gould 4300 communique avec l'ordinateur IBM par un bus IEEE 488. Cette unité présente les caractéristiques suivantes : 4, 6 ou 8 entrées analogiques 50 mV à 500 V pleine échelle, échantillonnage de 5 Hz à 333 kHz sans aucun multiplexage, 8 à 32 Ko de mémoire par voie, prédéclenchement jusqu'à

100 % et déclenchement sur le signal. Par le bus IEEE 488, on peut utiliser jusqu'à 14 unités 4300 au sein d'un même système DASA 9000 (110 voies maximum).

L'ordinateur personnel d'IBM utilisé est équipé de 512 Ko de mémoire centrale, d'une carte graphique couleur et d'un interface IEEE 488.

### Gould Electronique

Tél. : (6) 934.10.67

Tx : 600 824



Le « DASA 9000 » en configuration complète.

## Tektronix : trois terminaux...

Désormais, la compatibilité des terminaux bas de gamme des séries 4100 de Tektronix s'étend aux appareils 3270 d'IBM. Cette nouvelle série, baptisée CX 4100, conserve l'ensemble des fonctions de la série initiale 4100 et ajoute les possibilités de rattachement direct par câble coaxial à un contrôleur de grappe 3274 d'IBM, une émulation alphanumérique 32 lignes 3278/3279, un clavier de type IBM et de nombreux modules d'interface pour périphériques Tektronix.

Avec cette nouvelle série CX, les utilisateurs d'ordinateurs IBM bénéficient du jeu de commandes graphiques PLOT 10 de Tektronix tout en conservant le traitement alphanumérique des IBM 3270 et le clavier d'IBM. Par rapport à la méthode élémentaire de création d'images dans un système IBM au moyen des matrices graphiques de type 3279, la bibliothèque PLOT 10 constitue une autre possibilité de représentation graphique.

Par ailleurs, les terminaux de la série CX peuvent réaliser un plus grand nombre d'opérations graphiques en local. En effet, les commandes graphiques PLOT 10 permettent au terminal d'exécuter des conversions de vecteurs en trames et des emplissages rapides de surfaces, allégeant ainsi l'ordinateur central.

Avec cette compatibilité, les utilisateurs IBM disposent également de nombreux types de logiciels, en ajoutant les routines d'E/S correspondantes. Ces logiciels comprennent le Terminal Control System (TCS) PLOT 10 de Tektronix, SAS/GRAPH de SAS Institute, DISSPLA et TELL-A-GRAPH d'ISSCO.

La série CX accepte les programmes d'application rédigés pour la série 4100. Ils conservent leur interface CCITT-V24 et peuvent passer d'un ordinateur IBM à un ordinateur CCITT-V24 sans interrompre le déroulement de leurs opérations.

Les terminaux de la série CX 4100 possèdent les mêmes fonctions graphiques de haut niveau que les terminaux 4100. Ils présentent un écran à balayage non entrelacé de 60 Hz d'une définition de 640 x 480 dans un espace adressable de 4096 x

4096 ; huit types de traits pleins ou tiretés peuvent être dessinés de seize couleurs différentes ; il existe onze types de marqueurs, des fonctions de vue panoramique et de zoom, des polices de caractères à définir par l'utilisateur, des macrocommandes et une mémoire graphique locale permettant les transformations, la correction d'échelle et la rotation.

Cette série accepte également des extensions VT 100 et les standards ANSI X3.64 d'édition et de traitement de texte.



La nouvelle série CX 4100 de Tektronix permet aux utilisateurs IBM de bénéficier du jeu de commandes graphiques Plot 10 Tektronix tout en conservant le traitement alphanumérique des IBM 3270 et le clavier d'IBM.

## qui ont de la mémoire

L'utilisateur peut définir 64 fenêtres et créer des images superposées à l'aide des multiples plans-mémoires.

L'entrée et la manipulation de données graphiques est simplifiée grâce à des dispositifs tels que le palet de commande, le curseur défini par l'utilisateur, le tracé automatique et le vecteur élastique.

Outre le raccordement coaxial au 3270, les terminaux de la série CX 4100 possèdent un port ordinateur CCITT-V24, deux interfaces CCITT-V24 pour périphériques et un interface parallèle de type Centronics. Ils se connectent aux traceurs graphiques couleur 4691, 4692 et 4695 de Tektronix, ainsi qu'au convertisseur en trames couleur 4510.

Nota : La nouvelle série CX 4100 se compose des trois terminaux 4106-4107 et 4109. Le modèle 4106 a récemment été introduit par Tektronix et se différencie du 4107 uniquement par sa taille mémoire.

**Tektronix**  
Tél. : (6) 907.78.27  
Tx : 690 332

# RTF: LE GRAND JEU

## LES ATOUTS MAÎTRES

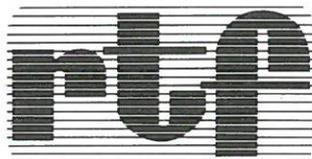
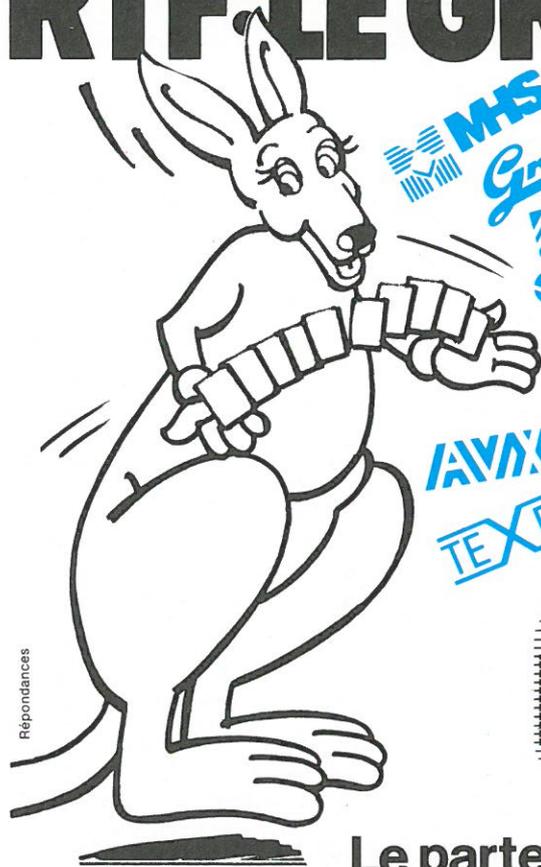
### ACTIFS PASSIFS

AMD	AVX
GIOD	COMEPA
MPS	FIRADEC
MHS	GRAYHILL
NSC	KEMET
SEEQ	KRP
SGS	3M
TEXET	PAPST
TRW	TRW

**RTF Sud-Ouest**  
CIP avenue de la Mairie  
31320 ESCALQUENS  
tél (61) 81 51 57  
télex 520 927

**RTF Sud-Est**  
St-Mury le Vaucanson  
38240 MEYLAN  
tél (76) 90.11.88  
télex 980 796

**RTF Ouest**  
9, rue de Suède  
35100 RENNES  
tél (99) 32 09 11  
télex 741 127



9, rue d'Arcueil  
BP 78 - 94253  
Gentilly Cedex  
Tél : (1) 664.11.01  
Télex 201069

**Le partenaire de l'innovation. Toujours prêt.**

## Micropross : assembler, désassembler

*Le marché des programmeurs de mémoires est en croissance constante. Parmi les « grands » qui se le partagent, que peut faire une petite entreprise française ambitieuse ? Avant tout, « de la qualité ». C'est l'esprit qui préside au lancement du « ROM 5000 ».*

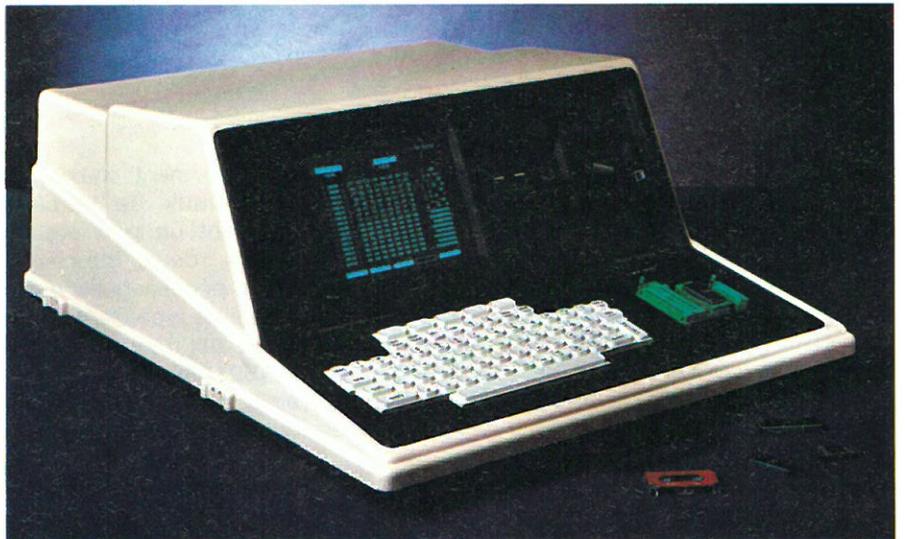
### « Universel »...

Le ROM 5000 est un programmeur de PROM, REEPROM, PAL et IFL ; il permet toutes les fonctions associées à la programmation de ces circuits : visualisation des données, transfert de fichiers par liaison série, éditeur, assembleur et désassembleur pour les PAL.

Son logiciel résident est contenu dans 96 Ko de REEPROM.

Le ROM 5000 met en œuvre : un écran 7 pouces de 22 lignes par 48 colonnes, un clavier codé ASCII, un lecteur de minicassette (16 fichiers par face) pour sauvegarder des données et un effaceur de REEPROM UV intégré. Les fonctions de programmation se font par un module unique dont les supports acceptent des circuits jusqu'à 40 broches.

Le ROM 5000 a adopté le principe de la « fonction assistée » : en bas de l'écran apparaissent les fonctions disponibles pour l'utilisateur. Ce dernier n'a qu'à appuyer sur la touche correspondante pour avoir accès au programme demandé. Ce concept permet un apprentissage facile et limite les erreurs de syntaxe.



Le « ROM 5000 » de Micropross, avec son « menu » affiché à l'écran.

### Les PROM

A chaque validation de composant, sa référence est indiquée en clair sur la première ligne de l'écran ; son organisation (taille, largeur) sur la seconde ligne.

Les algorithmes de programmation des différents composants sont inclus dans les mémoires du ROM 5000.

En effet, le ROM 5000 peut générer sur chaque patte de chaque support une tension quelconque comprise entre 0 et 30 V, ainsi que le timing correspondant. Ce qui permet la programmation d'une multitude de circuits programmables.

Le cycle de programmation commence par un test de bits illégaux et se termine par deux passes de vérification. La première à 5,5 V, la seconde à 4,5 V.

En cas d'erreur en première ou en seconde passe, le nombre d'erreurs est affiché en bas de l'écran (on peut toujours demander le listing d'erreur correspondant sur écran ou RS 232).

### Les PAL

Le ROM 5000 permet la lecture et la programmation de PAL, ainsi que l'écriture des équations logiques que l'on souhaite voir réaliser.

On peut ainsi de cette façon transformer ces équations en une table de fusibles qui sera la représentation de l'état du PAL.

Après sélection du circuit, plusieurs nouvelles fonctions sont disponibles.

Un éditeur de textes permet d'écrire toutes les équations logiques en offrant les facilités de l'écran vidéo et du clavier ASCII. L'assembleur va ainsi traduire le texte entré sous éditeur en table de fusibles.

## ... c'est toujours programmer

La liste d'assemblage comportant l'ensemble du fichier source tapé sous éditeur, de même que les erreurs éventuelles, peuvent toujours être validées ou non sur écran ou RS 232. A l'inverse, il existe un **désassembleur** qui permettra de traduire une table de fusibles en équations logiques.

Par ailleurs, lors de l'écriture des équations logiques, le ROM 5000 offre l'avantage de pouvoir baptiser chacune des pattes du PAL, conformément au plan de l'utilisateur (ce dernier peut ainsi définir ses propres étiquettes).

A tout moment, on peut également visualiser la table des fusibles, et en modifier l'état en utilisant deux touches fonctions correspondant au fusible intact ou au fusible grillé.

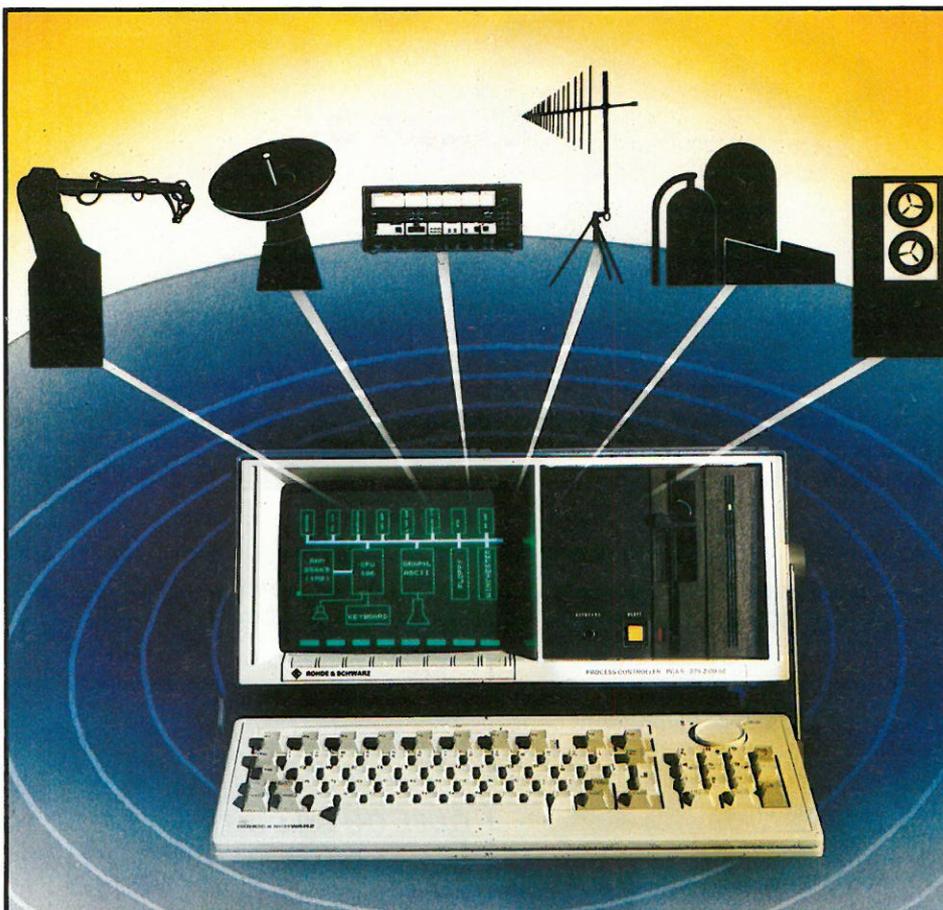
Il est à noter que la table des fusibles est représentée de la même façon que dans les documentations des constructeurs.

Le cycle de programmation se définit comme suit : un test de virginité, la programmation, deux ou trois passes de vérification.

Le premier passage correspond à une phase de vérification et programmation dans le cas où certains fusibles du PAL n'auraient pas été programmés. Les deux dernières passes sont effectuées à 5,5 ou 4,5 V.

Des tests de vérification et de virginité sont également disponibles.

**Micropross**  
Tél. : (20) 47.90.40  
Tx : 120 611



## CALCULATEUR 16 BITS **PCA 5**

*un prix  
compétitif!*\*

- Une très grande capacité mémoire de travail et de stockage.
- Un Winchester incorporé 11 Mo.
- De nombreuses interfaces E/S (IEC, RS 232 C, TTL, etc.).
- Des langages évolués très performants : Basic étendu, Pascal...
- Compatible IBM.

\* Moins de 65 000 F



**ROHDE & SCHWARZ**

*La performance à chaque instant*

SIÈGE : 45-46, Place de la Loire  
Silic 190 - 94563 RUNGIS Cedex  
Tél. : 687.25.06 - Télex : 204 477

## I2S : l'œil du robot

Il s'agit d'un système de vision linéaire, pour robot d'assemblage, s'inscrivant dans les réalisations de type « intelligence artificielle » capables de voir, de décider puis d'agir.

Ce système référencé « IS 150 » est destiné au contrôle de pièces avant leur insertion par un robot d'assemblage.

Il se compose de deux caméras linéaires à microprocesseur « IS103i », l'une inspectant la pièce suivant l'axe d'analyse horizontal X et l'autre suivant l'axe Y, et d'une unité de commande pour les sorties vidéo, la connexion des caméras et le raccordement au système utilisateur par les entrées/sorties opto-couplées. Les axes d'analyse peuvent être étendus à trois (X, Y et Z).

Les caméras linéaires, dont la résolution est de 1 728 points d'images sont équipées d'une carte micro-contrôleur intégrant des fonctions micro-programmées de traitement d'images, et d'un interface série RS 232 pour le raccordement au calculateur-hôte.

Ce dernier donne les directives d'insertion à la caméra-maître, les deux caméras contrôlent alors la pièce en X et en Y, puis guident le robot par l'intermédiaire du calculateur.

Ce système de vision « IS150 » permet d'éliminer les pièces défectueuses, de diminuer le temps d'insertion des pièces (gain de productivité), d'asservir en position le bras du robot (amélioration de la reproductibilité et de la précision), d'augmenter la tolérance de la position des pièces dans les magasins.



L'« IS150 » présente en outre les avantages suivants :

- il décharge complètement le robot des fonctions de traitements d'images ;
- l'interface avec le calculateur se réduit à une simple liaison série ;
- la durée de développement est très courte ;
- il n'emploie que des équipements standard, d'où la facilité de mise en œuvre.

Une des applications de ce système réside dans le contrôle de composants électroniques avant leur insertion par un robot d'assemblage sur un circuit imprimé.

I2S  
Tél. : (56) 91.32.00  
Tx : 540.504

### APPEL AUX COMMUNICATIONS

*Votre société commercialise-t-elle de nouveaux produits ?*

*Des changements importants viennent-ils d'intervenir dans la vie de votre firme, dans sa structure, dans son orientation ?*

**QUEL QU'EN SOIT LE  
MOTIF, FAITES-NOUS PART  
DE CES INFORMATIONS.**

## Selia présente la « carte qui parle »

La carte « Audio PA 600 » que distribue Selia est destinée à donner la parole aux micro-ordinateurs IBM PC et compatibles.

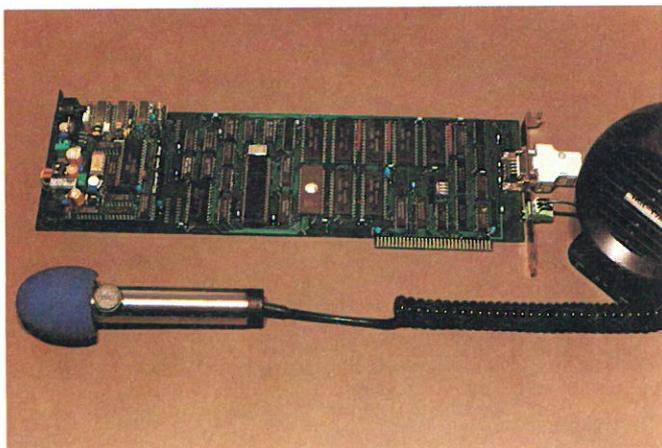
Elle a été conçue pour procurer une qualité de son particulièrement élevée avec, notamment, un timbre le plus « naturel » possible.

L'enregistrement de la parole se fait directement au moyen d'un microphone classique. La mise en mémoire est effectuée automatiquement sur des supports de type disquette ou disque dur type Winchester.

La capacité de texte est très élevée, limitée uniquement par celle de la mémoire de masse.

La mise en œuvre est particulièrement aisée car guide de l'utilisateur et logiciel sont fournis livrés avec la carte.

Cette dernière s'installe très facilement dans le « PC » par simple insertion dans un des « slots » disponibles. A noter que le guide utilisateur, ainsi que la documentation correspondante, sont rédigés en langue française.



On notera encore les caractéristiques suivantes :

- traitement de la parole par propre processeur ;
- qualité de son définissable à l'aide du logiciel fourni ;
- toutes les fonctions sont accessibles en Basic ;
- conformité totale au standard PC.

La carte « Audio PA 600 » offre donc des possibilités multiples pour des applications telles que : guide utilisateur par message auditif, publicité, séminaires de formation, systèmes d'alarme et de surveillance, automatismes, etc.

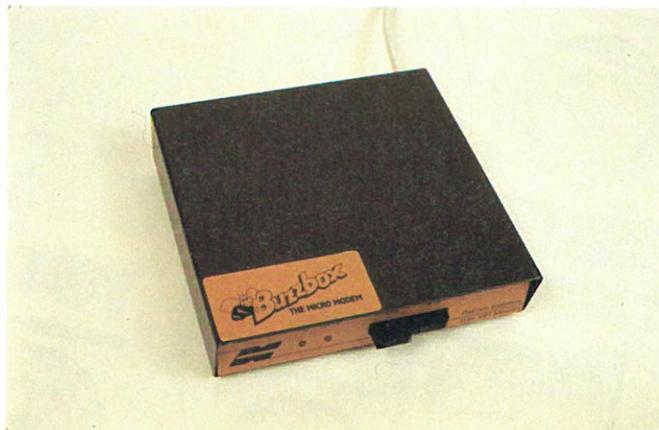
### Selia

1, rue Mgr-Hummel  
67620 Soufflenheim  
Tél. : (88) 86.68.54.

## Ultec : l'information mise en boîte

Le « Buzzbox » représente, sous une exécution compacte, un micro-modem destiné à améliorer la transmission des données entre utilisateurs de terminaux et de micro-ordinateurs.

Il permet d'échanger des informations avec d'autres utilisateurs ou bien des clubs de micro-informatique, et d'avoir accès à toute une série de supports d'informations de type messagerie électronique ou banques de données. A la différence des coupleurs acoustiques qui peuvent provoquer des erreurs sous forme de parasites sonores, le modem « Buzzbox » se branche directement sur une ligne téléphonique, assurant ainsi une transmission de haute qualité.



Caractéristiques principales du Buzzbox :

- le « Buzzbox » est conforme au standard international CCITT V 21 et opère à une vitesse de transmission de 300 bauds en « full duplex » (bi-directionnel), ce qui évite les problèmes de compatibilité à l'autre extrémité ;
- le passage du mode « Originate » (émetteur) au mode « Answer » (récepteur) se fait par un commutateur, un autre commutateur permet de revenir à l'usage normal du téléphone ;
- l'alimentation se fait soit par piles incorporées, soit par un adaptateur secteur ;
- il peut être utilisé sur n'importe quel ordinateur muni d'une interface RS 232 C ;
- léger et de très faible encombrement, le « Buzzbox » tient dans la poche d'une veste ;
- Il est agréé par les British Telecom et une demande d'agrément est en cours auprès des PTT.

### Ultec

45, boulevard des Bouvets  
92000 Nanterre  
Tél. : (1) 778.16.12

## Busiplot : suivez-le à la trace

Le Busiplot (business plotter) de Graphtec est un ensemble ingénieux réunissant dans un même boîtier une table traçante « trois couleurs » pour papier format A4 et un micro-ordinateur (Canon X 07) disposant d'un logiciel de tracé de graphes.

Cet appareil, de dimensions réduites (410 x 420 x 110 mm), est un outil bureautique quotidien capable de tracer instantanément des graphiques sous forme de courbes, d'histogrammes, de diagrammes en blocs et en camembert, de tableaux, etc.

La mise en œuvre fait largement appel au mode conversationnel, ce qui réduit au minimum le temps d'apprentissage ou de familiarisation (une heure à peine d'après le fabricant). Le Busiplot pose toutes les questions nécessaires à l'élaboration des graphiques (forme, unités, textes, nombre de produits, etc...) et, avec les réponses fournies au fur et à mesure, calcule tous les éléments nécessaires (division des axes, segments, rapports en %, échelle du graphique en fonction du format, etc.).

Enfin, il dessine automatiquement les graphiques en trois couleurs, et cela autant de fois que l'on peut le souhaiter, puisque les données peuvent être mémorisées dans l'appareil ou sur cassette.

Ankersmit  
Tél. : (20) 72.73.84  
Tx : 820 710



## Gravure plasma de précision

Le développement des semi-conducteurs VLSI a apporté des changements significatifs quant aux spécifications demandées, pour la qualité du procédé de fabrication des plaquettes. Le besoin pour une copie plus précise des masques, la réduction des distances séparant chaque circuit ont créé un défi aux technologies de la photolithographie et de la gravure.

Pour répondre aux demandes présentes et futures de gravure, **Applied Materials** a développé un système de gravure plasma basse-pression de précision : le graveur **8300**.

Le système conserve la technologie de procédé R.I.E. éprouvé en production, qui utilise une basse pression dans la chambre, une faible densité de puissance et un procédé multi-tranches pour fournir à la fois une grande qualité de gravure et un haut rendement de production. Applied Materials a ajouté des concepts qui accroissent la répétition du procédé, réduisent les défauts de densité et rendent le système compatible avec l'architecture en salle blanche des lignes de fabrication d'avant-garde et automatisées.

Les caractéristiques comprennent :

- Un robot auto-instruit pour la manutention qui permet un chargement et déchargement propre des tranches de cassette à cassette directement à l'hexode.
- Gravure simultanée de 18 tranches de 150 mm de diamètre.
- Détection de fin de gravure en boucle fermée.
- Panneau interface étanche côté salle blanche qui provoque des perturbations minimum du débit d'air laminaire de la salle, toutes les opérations de maintenance s'effectuant à l'extérieur.

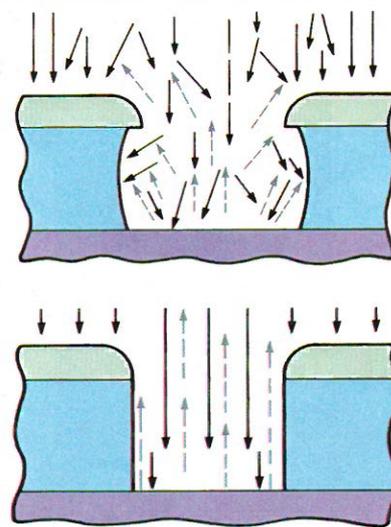


- Sas sous-vide pour un environnement des tranches contrôlé et à faible taux de particules.

- Une chambre de gravure épurée pour atteindre une uniformité tranche à tranche de plus ou moins 5 %.

Les avantages pour l'utilisation du graveur de précision 8300 peuvent être mieux illustrés en regardant à la loupe les principaux défis de la fabrication du semi-conducteur qu'ils relèvent. Ce sont : la reproduction plus précise du masque, l'absence de résidus résultant de la gravure sur des topographies difficiles, l'accroissement de la sélectivité, la capacité de graver un plus large éventail de matériaux, et un meilleur contrôle de la contamination.

**Applied Materials**  
Tél. : (3) 956.34.66  
Tx : 695 208



La gravure à basse pression (illustration du bas) permet de reproduire exactement la géométrie du masque.

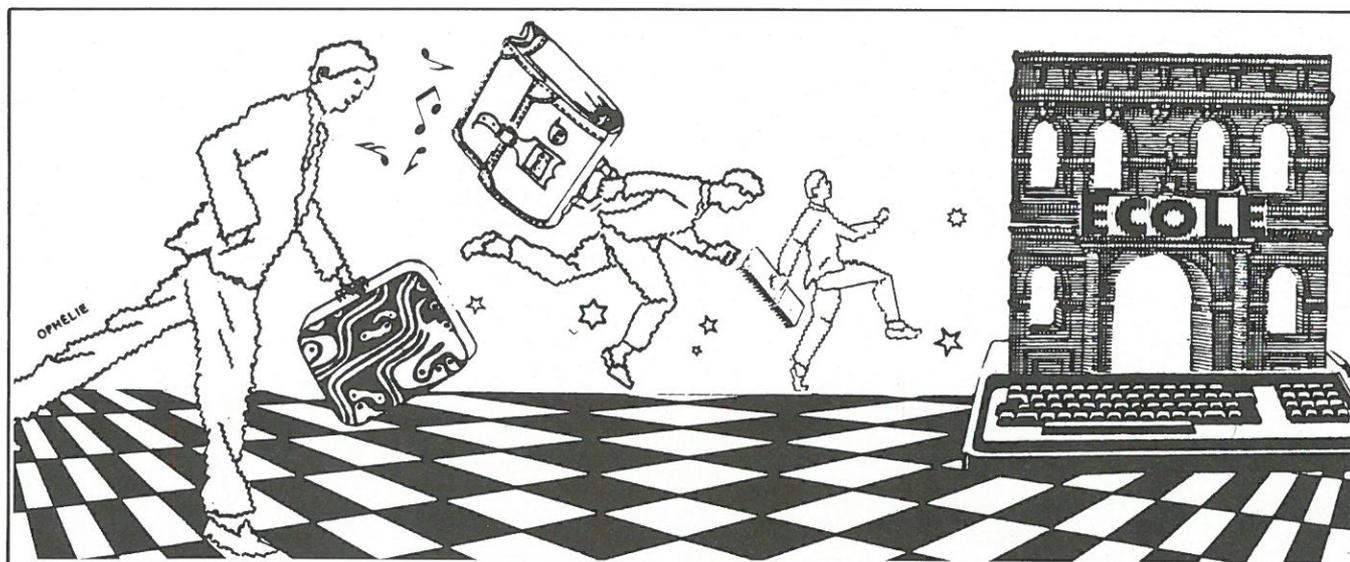
Analyse

# Le point sur les études et les diplômes

L'objectif de cet article est de faire un point, le plus précis possible, sur les études et les diplômes existant à ce jour dans les domaines de l'électronique, l'électrotechnique, l'automatisme et l'informatique.

Tout choix de formation est une opération importante et délicate, qui nécessite l'étude d'une sérieuse documentation. Cet article donnera un certain nombre de renseignements, mais aussi indiquera au lecteur où et comment compléter cette recherche pour son cas personnel.

Indépendamment de toutes les adresses mentionnées ci-après, signalons tout particulièrement l'Office national d'informations sur les enseignements et les professions, ou ONISEP. Cet office, dépendant du ministère de l'Education nationale, édite de nombreuses brochures spécialisées sur les études et les métiers ainsi que la revue *Avenirs*. La librairie de l'ONISEP est à Paris mais des délégations existent dans chaque académie (se renseigner auprès du rectorat).



## Les sigles utilisés

De nombreux sigles sont couramment utilisés dans toutes les docu-

mentations. Nous avons résumé les principaux afin d'en faciliter la lecture.

### • Baccalauréats de technicien

- F2            électronique
- F3            électrotechnique
- Bac. + 2      deux années d'études après le bac.
- BEP            Brevet d'études professionnelles
- BP             Brevet professionnel
- BT             Brevet de technicien
- BTn            Baccalauréat de technicien
- BTS            Brevet de technicien supérieur
- CAP            Certificat d'aptitude professionnelle
- CEFI           Comité d'études sur la formation d'ingénieur
- CFC            Conseiller en formation continue
- CNET          Centre national d'études des télécommunications
- CNRS          Centre national de la recherche scientifique
- DAFCO        Délégation académique à la formation continue
- DEA            Diplôme d'études approfondies
- DESS          Diplôme d'études supérieures spécialisées
- DEST          Diplôme d'études supérieures techniques
- DEUG          Diplôme d'études universitaires générales
- DUT            Diplôme universitaire de technologie
- EEI            domaine de l'électronique, électrotechnique, automatismes et informatique
- GRETA        Groupement d'établissements (lycées)
- INRIA         Institut national de recherches en informatique et automatismes
- IUT            Institut universitaire de technologie
- LEP            Lycée d'enseignement professionnel
- LT             Lycée technique
- Maths sup.    Mathématiques supérieures (1<sup>re</sup> année après le bac.)
- Maths spé.    Mathématiques spéciales (2<sup>e</sup> année après le bac.)  
(préparation des grandes écoles)
- MIAGE        Méthodes informatiques appliquées à la gestion
- MST            Maîtrise de sciences et techniques
- SSCI          Société de services et de conseil en informatique
- UER            Unité d'enseignement et de recherche

## Les niveaux de formation

Ils sont au nombre de six, et chacun d'eux correspond à un enseigne-

ment sanctionné par un diplôme ainsi qu'à une hiérarchie professionnelle.

Niveaux	Diplômes	Fonctions
Niveau VI et V bis Main-d'œuvre non qualifiée	Pas de formation spéciale	Travail simple et répétitif (OS) ne nécessitant pas d'apprentissage.
Niveau V Ouvrier qualifié ou professionnel	CAP et BEP	Ce sont les professionnels de base (OP).
Niveau IV Techniciens	BP, BT et BTn	C'était anciennement le gros de la troupe. Ces fonctions nécessitent de très sérieuses connaissances de base. Les besoins actuels tendent vers le niveau III.
Niveau III Techniciens supérieurs	BTS et DUT	Collaborateurs directs de l'ingénieur.
Niveau I et II Ingénieurs et cadres supérieurs	Diplômes d'ingénieurs et autodidactes (ingénieur maison)	Suivant leur qualification, gèrent un groupe, un service, un département ou une entreprise.

## LES PRINCIPAUX DIPLOMES DELIVRES PAR LE MINISTRE DE L'EDUCATION NATIONALE

### Certificat

#### d'aptitude

#### professionnelle

#### (CAP)

Etudes en LEP ou établissement privé, en trois ans après la classe de 5<sup>e</sup>. Cette formation peut être donnée aussi par l'apprentissage.

Spécialités : électricité, électrotechnique, électronique et automatismes.

### Brevet

#### d'études

#### professionnelles

#### (BEP)

Etudes en LEP, en deux ans après la classe de 3<sup>e</sup>.

Spécialités : BEP électronique et électrotechnique.

### Brevet

#### de technicien

#### (BT)

Etudes en lycée technique. Durée : trois ans après la classe de 3<sup>e</sup>.

Spécialités : BT de contrôle et régulation.

### Baccalauréats

#### de technicien

#### (BTn)

Se préparent en lycée technique. Parmi les secteurs qui nous intéressent, nous avons particulièrement les spécialités :

- F2 : électronique
- F3 : électrotechnique.

### Baccalauréats

#### classiques

- E : mathématique et technique. Permet des études supérieures techniques : BTS et DUT.

- H : techniques informatiques. Initialement à caractère gestion, ce baccalauréat évolue parallèlement vers une option plus technique.

### Les brevets

#### de technicien

#### supérieur

#### (BTS)

A cause de l'évolution des techniques, ces diplômes ainsi que les diplômes universitaires de technologie (DUT) constituent la base actuelle des professionnels des techniques modernes.

Les BTS se préparent principalement dans les lycées techniques, en deux années d'études après l'obtention d'un baccalauréat.

#### ● BTS électronique :

Initialement en deux options : électronique industrielle et télécommunications, il couvre actuellement l'ensemble de la profession d'électronicien. De très nombreux débouchés dans des secteurs très divers : fabrication, contrôle, régulation, informatique, etc., ainsi que des emplois dans des services technico-commerciaux et après-vente.

#### ● BTS électrotechnique :

C'est le point fort de cette activité. Il comporte quatre options :

- A - construction et équipement.
- B - production de l'électricité.
- C - transport et distribution de l'électricité.
- D - contrôle électrique.

#### ● BTS mécanique et automatismes industriels :

Concerne les concepteurs de machines à automatiser.

#### ● BTS informatique industrielle :

Il est dirigé vers les applications industrielles de l'automatisme, tant sur le plan du contrôle que sur celui de la gestion des systèmes en temps réel. Ce dernier-né - 1<sup>re</sup> session en 1984 - se développe très rapidement puisque neuf sections sont déjà ouvertes à ce jour, uniquement en formation initiale de lycée technique.

#### ● BTS de services informatiques :

Ce BTS possède trois options :  
- gestion et exploitation des centres informatiques ;  
- petits systèmes informatiques ;  
- commercialisation et diffusion des produits informatiques.

#### ● BTS maintenance :

Ces techniciens sont très prisés dans le domaine des installations et moyens de production (organisation et animation du service de maintenance, diagnostic des pannes, maintenance préventive, bilan des coûts d'intervention, etc.).

#### ● BTS assistant(e) d'ingénieur :

Le titulaire de ce BTS doit posséder une culture technique assez large pour pouvoir seconder utilement l'ingénieur. De nombreux débouchés, dans un vaste éventail de spécialités.

### Le diplôme

#### universitaire

#### de technologie

#### (DUT)

Le DUT se prépare en IUT - Institut universitaire de technologie -, établissement dépendant de l'enseignement supérieur. L'admission se fait sur examen de dossier. Les étudiants non titulaires du baccalauréat doivent passer un concours d'entrée. La durée des études est de deux ans.

#### ● DUT génie électrique :

Il possède trois options : électronique, électrotechnique et automatisme. Certains IUT ont, dans le cadre de ce département, une orientation télécommunications.

#### ● DUT mesures physiques :

Avec deux options :  
- techniques instrumentales ;  
- mesures et contrôle physico-chimiques.

#### ● DUT d'informatique :

Considéré comme base fondamentale de la spécialité, ce DUT assure une formation d'analystes-programmeurs orientés gestion.

## LES ECOLES D'INGENIEUR

Ces écoles ont des niveaux d'accès différents et offrent des débouchés très variés.

Pour les plus cotées d'entre elles, un concours très difficile départage les candidats issus d'une classe de mathématiques spéciales (maths spé. : deux à trois années après le

bac.), à dominante mathématiques – option M et M' –, ou physique – option P et P'.

D'autres écoles recrutent au niveau de la classe de mathématiques supérieures (maths sup. : un an après le bac.), ou de diplômés du niveau du DEUG, BTS ou DUT.

Quel que soit le niveau, un concours d'entrée très sélectif fait le tri parmi les nombreuses candidatures.

Voici la liste de ces écoles ; nous ne mentionnons pas les différentes filières qu'elles proposent afin de ne pas alourdir cette liste.

### CNAM

#### Conservatoire national des arts et métiers

292, rue St-Martin, 75003 Paris. Tél. : 271.24.14.

Etablissement public.

Admission : l'enseignement du CNAM s'adresse aux adultes engagés dans la vie professionnelle et ayant un niveau moyen du baccalauréat.

Durée des études : en moyenne huit ans pour les bacheliers et cinq ans pour les titulaires d'un BTS ou DUT.

Nota : le CNAM possède une cinquantaine de centres régionaux.

### CUST

#### Centre universitaire des sciences et techniques

Université de Clermont II, rue des Meuniers, B.P. 48, 63170 Aubière. Tél. : (73) 26.41.10.

Etablissement public.

Admission : maths spé. ; BTS ; DUT ; DEUG A.

Durée des études : trois ans.

### ECL

#### Ecole centrale de Lyon

36, avenue Guy-de-Collongue, 69131 Ecully Cedex. Tél. : (7) 833.81.27.

Etablissement public.

Admission : maths spé. (M, M', P', TA) ; DEST ; DEUG.

Durée des études : trois ans.

### ECP

#### Ecole centrale des arts et manufactures

Grande voie des Vignes, 92290 Châtenay-Malabry. Tél. : 661.33.10.

Etablissement public.

Admission : niveau maths spé. (M et P') ; DEST.

Durée des études : trois ans.

### EFREI

#### Ecole française de radioélectricité, d'électronique et d'informatique

10, rue Amyot, 75005 Paris. Tél. : 707.05.95.

Ecole privée.

Admission : niveau bac. (C, D, E).

Durée des études : quatre ans.

### EMP

#### Ecole nationale supérieure des mines de Paris

60, boulevard Saint-Michel, 75272 Paris Cedex 06. Tél. : 329.21.05.

Etablissement public.

Admission : maths spé. ; DUT ; DEUG.

Durée des études : trois ans.

### EMSE

#### Ecole nationale supérieure des mines de Saint-Etienne

158, cours Fauriel, 42023 Saint-Etienne Cedex. Tél. : (77) 25.20.23.

Etablissement public.

Admission : maths spé. (M, M', P, P') ; DEUG A.

Durée des études : trois ans.

- ENIB** **Ecole nationale d'ingénieurs de Brest**  
Avenue Le Gorgeu, 29287 Brest Cedex. Tél. : (98) 03.30.31.  
Etablissement public.  
Admission : bacheliers (E et F) ; BTS ; DUT.  
Durée des études : trois ans + un an pour les bacheliers.
- ENSAE** **Ecole nationale supérieure de l'aéronautique et de l'espace (Sup'Aero)**  
10, avenue Edouard-Belin, B.P. 4032, 31055 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 25.21.21.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé.  
Durée des études : trois ans.
- ENSAIS** **Ecole nationale supérieure des arts et industries de Strasbourg**  
24, bd de la Victoire, 67084 Strasbourg Cedex. Tél. : (88) 35.55.05.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. technologique ; classe préparatoire (2 ans) pour bacheliers C ou E.  
Durée des études : trois ans.
- ENSEA** **Ecole nationale supérieure de l'électronique et de ses applications**  
Impasse des Chênes-Pourpres, 95000 Cergy. Tél. : (3) 030.92.44.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (T et TA) ; BTS ; DUT.  
Durée des études : trois ans.
- ENSEEIH** **Ecole nationale supérieure d'électrotechnique, d'électronique, d'informatique et d'hydraulique de Toulouse (« N7 »)**  
2, rue Charles-Camichel, 31071 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.10.10.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P, TA) ; DEUG ; DUT.  
Durée des études : trois ans.
- ENSEM** **Ecole nationale supérieure d'électricité et de mécanique**  
2, rue de la Citadelle, B.P. 850, 54011 Nancy Cedex. Tél. : (8) 332.39.01.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P, TA) ; DEUG ; DUT.  
Durée des études : trois ans.
- ENSERB** **Ecole nationale supérieure d'électronique et de radioélectricité de Bordeaux**  
351, cours de la Libération, 33405 Talence Cedex. Tél. : (56) 80.69.25.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P, TA) ; DEUG ; DUT.  
Durée des études : trois ans.
- ENSERG** **Ecole nationale supérieure d'électronique et de radioélectricité de Grenoble**  
23, rue des Martyrs, 38031 Grenoble Cedex. Tél. : (76) 87.69.76.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P, TA) ; DEUG ; DUT.  
Durée des études : trois ans.
- ENSIEG** **Ecole nationale supérieure des ingénieurs électriciens de Grenoble**  
B.P. 46, 38402 Saint-Martin-d'Hères. Tél. : (76) 44.82.45.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M P, T, TA) ; DUT ; DEUG A.  
Durée des études : trois ans.
- ENSIMAG** **Ecole nationale supérieure d'informatique et de mathématiques appliquées de Grenoble**  
B.P. 68, domaine universitaire, 38402 Saint-Martin-d'Hères Cedex. Tél. : (76) 51.46.66.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P, TA) ; DEUG ; DUT.  
Durée des études : trois ans.

- ENSM** **Ecole nationale supérieure de mécanique**  
1, rue de la Noë, 44072 Nantes Cedex. Tél. : (40) 74.79.76.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P) ; DEUG ; DEUG A.  
Durée des études : trois ans.
- ENSMM** **Ecole nationale supérieure de mécanique et des microtechniques de Besançon**  
Route de Gray, La Bouloie, 25030 Besançon Cedex. Tél. : (81) 50.36.55.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P, TA) ; DUT ; DEUG A.  
Durée des études : trois ans.
- ENSPS** **Ecole nationale supérieure de physique de Strasbourg**  
7, rue de l'Université, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 35.51.50.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P, TA) ; DUT ; BTS ; DEUG A.  
Durée des études : trois ans.
- ENST** **Ecole nationale supérieure des télécommunications (Sup Télécom)**  
46, rue Barrault, 75013 Paris. Tél. : 581.77.77.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P' et TA).  
Durée des études : trois ans.
- ENSTA** **Ecole nationale supérieure de techniques avancées**  
32, boulevard Victor, 75015 Paris. Tél. : 552.44.08.  
Etablissement public sous tutelle du ministère de la Défense (diplôme d'ingénieur).  
Admission : maths spé. (M, P').  
Durée des études : trois ans.
- ENSTB** **Ecole nationale supérieure de télécommunications de Bretagne**  
Plouzané, B.P. 856, 29279 Brest Cedex. Tél. : (98) 00.11.11.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P', TA).  
Durée des études : trois ans.
- ENSTIMD** **Ecole nationale supérieure des techniques industrielles et des mines de Douai**  
941, rue Charles-Bourseul, B.P. 838, 59508 Douai Cedex. Tél. : (27) 87.16.14.  
Etablissement public.  
Admission : maths sup., maths spé.  
Durée des études : quatre ans.
- EPF** **Ecole polytechnique féminine**  
3 bis, rue Lakanal, 92330 Sceaux. Tél. : 660.33.31.  
Etablissement privé.  
Admission : bachelières (C, D, E).  
Durée des études : cinq ans.
- ESE** **Ecole supérieure d'électricité (Supelec)**  
Plateau du Moulon, 91190 Gif-sur-Yvette. Tél. : (6) 941.80.40.  
Etablissement privé.  
Admission : maths spé. (M et P') ; DUT.  
Durée des études : trois ans.  
Centre régional : Rennes.
- ESEO** **Ecole supérieure d'électronique de l'Ouest**  
4, rue Merlet-de-la-Boulaye, 49000 Angers. Tél. : (41) 88.92.25.  
Etablissement privé.  
Admission : bacheliers C, E, D, F2 (cycle préparatoire 2 ans) ; DUT ; BTS ; DEUG A.  
Durée des études : trois ans.

- ESI** **Ecole supérieure d'informatique**  
4, place St-Germain-des-Prés, 75006 Paris. Tél. : 548.20.40.  
Ecole privée (diplôme d'ingénieur ; non habilitée par la commission des titres).  
Admission : maths spé. ; DEUG ou bachelier, suivant classe.  
Durée des études : trois + un an.
- ESIEA** **Ecole supérieure d'informatique, électronique, automatique**  
9, rue Vésale, 75005 Paris. Tél. : 337.78.43.  
Ecole privée (diplôme de fin d'études supérieures ESIEA ; non habilitée par la commission des titres).  
Admission : maths spé. ou DEUG ; bacheliers en classe préparatoire.  
Durée des études : trois ans.
- ESIEE** **Ecole supérieure d'ingénieurs en électrotechnique et électronique**  
89, rue Falguière, 75015 Paris. Tél. : 320.12.15.  
Ecole privée dépendant de la Chambre de commerce.  
Admission : bacheliers (C, D, E).  
Durée des études : cinq ans.
- ESIGELEC** **Ecole supérieure d'ingénieurs en génie électrique**  
58, rue Méridienne, B.P. 1012, 76014 Rouen Cedex. Tél. : (35) 72.80.94.  
Etablissement privé.  
Admission : niveau maths spé. ; DUT ; BTS ; DEUG.  
Durée des études : trois ans.
- ESIM** **Ecole supérieure d'ingénieurs de Marseille**  
28, rue des Electriciens, 13012 Marseille. Tél. : (91) 49.91.40.  
Ecole privée dépendant de la Chambre de commerce.  
Admission : maths spé. (M, P') ; DEUG A.  
Durée des études : trois ans.
- ESME** **Ecole spéciale de mécanique et d'électricité (Sudria)**  
4, rue Blaise-Desgoffe, 75006 Paris. Tél. : 548.03.70.  
Etablissement privé.  
Admission : maths spé. ou maths sup. ; classe préparatoire pour bacheliers C, D, E.  
Durée des études : trois ans + deux ans de préparation pour les bacheliers.
- EUDIL** **Ecole universitaire d'ingénieurs de Lille**  
Université de Lille I, 59655 Villeneuve-d'Ascq Cedex. Tél. : (20) 91.92.22.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. ; DUT ; BTS ; DEUG A.  
Durée des études : trois ans.
- FSIT** **Formation supérieure d'ingénieurs en télécommunications**  
Université Paris-Nord, avenue J.-B.-Clément, 93430 Villetaneuse. Tél. : 821.61.70.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P) ; DEUG A ; DUT.  
Durée des études : trois ans.
- GI** **Formation de l'Université Paris XI  
Département génie industriel**  
Bât. 220, faculté des Sciences, 91405 Orsay Cedex. Tél. : (6) 941.78.22.  
Admission : bacheliers (C, D) ; BTS ; DUT ; DEUG A.  
Durée des études : trois à cinq ans selon le niveau d'entrée.
- HEI** **Hautes études industrielles**  
13, rue de Toul, 59046 Lille Cedex. Tél. : (20) 30.83.14.  
Etablissement privé dépendant de l'université catholique de Lille.  
Admission : bacheliers C, D, E (+ 2 ans de prépa.) ; DEUG A ; DUT ; BTS.  
Durée des études : trois ans.

**IDN****Institut industriel du Nord**

B.P. 48, 59651 Villeneuve-d'Ascq Cedex. Tél. : (20) 91.01.15.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (M, P', TA).  
Durée des études : trois ans.

**IIE****Institut d'informatique d'entreprise**

18, allée Jean-Rostand, B.P. 77, 91000 Evry. Tél. : (6) 077.97.40.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé. (MM', P) ; DUT ; DEUG A.  
Durée des études : trois ans.

**INSA  
Lyon****Institut national des sciences appliquées de Lyon**

20, avenue Albert-Einstein, 69621 Villeurbanne. Tél. : (7) 893.81.12.  
Etablissement public.  
Admission : maths spé., ou cycle préparatoire pour bacheliers (C, D, E) ; BTS ; DUT.  
Durée des études : trois ans + deux ans de cycle préparatoire.

**INSA  
Rennes****Institut national des sciences appliquées de Rennes**

20, avenue des Buttes-de-Coësmes, 35043 Rennes Cedex. Tél. : (99) 36.48.30.  
Etablissement public.  
Admission : bacheliers (C, E).  
Durée des études : cinq ans (cycle court de trois ans pour titulaires de BTS, DUT, ou DEUG A).

**INSA  
Toulouse****Institut national des sciences appliquées de Toulouse**

Avenue de Rangueil, 31077 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 55.95.13.  
Etablissement public.  
Admission : bacheliers C, D, E (+ 2 ans de prépa.) ; maths spé. ; DUT ; BTS ; DEUG.  
Durée des études : trois ans (+ 2 ans bacheliers).

**INT****Institut national des télécommunications**

9, rue Charles-Fourier, 91011 Evry Cedex. Tél. : (6) 077.94.11.  
Etablissement public sous tutelle du ministère des PTT.  
Admission : maths spé. (M, P, T).  
Durée des études : trois ans.

**ISEN****Institut supérieur d'électronique du Nord**

3, rue François-Baës, 59000 Lille. Tél. : (20) 30.83.14.  
Etablissement privé dépendant de l'université catholique de Lille.  
Admission : bacheliers C ou E (+ 2 ans de prépa.) ; maths spé. ; DUT ; BTS ; DEUG A.  
Durée des études : trois ans.

**ISEP****Institut supérieur d'électronique de Paris**

21, rue d'Assas, 75006 Paris. Tél. : 548.24.87.  
Etablissement privé.  
Admission : bacheliers C, D, E, en classes préparatoires (+ 2 ans) ; maths spé. ; maths sup. (+ 1 an) ; DEUG.  
Durée des études : trois ans.

**ISIM****Institut des sciences de l'ingénieur de Montpellier**

Place Eugène-Bataillon, 34060 Montpellier Cedex. Tél. : (67) 63.91.44.  
Etablissement public (UER) dépendant de l'université de Montpellier II.  
Admission : DEUG A ; DUT.  
Durée des études : trois ans.

**ISIN****Institut des sciences de l'ingénieur de Nancy**

Parc Robert-Bentz, 54500 Vandœuvre. Tél. : (8) 355.54.44.  
Etablissement public (UER) dépendant de l'université Nancy I.  
Admission : bacheliers (C, D, E) ; maths sup. ; DUT ; BTS ; maths spé. ; DEUG.  
Durée des études : de trois à cinq ans selon le niveau d'entrée.

**ISMRA****Institut des sciences de la matière et du rayonnement**

5, avenue d'Edimbourg, 14032 Caen Cedex. Tél. : (31) 93.37.14.  
Etablissement public rattaché à l'université de Caen.  
Admission : maths spé (M, P, TA) ; DEUG ; DUT.  
Durée des études : trois ans.

**IST****Formation d'ingénieurs diplômés en sciences et technologie**

Université Paris VI, Tour 22, 5<sup>e</sup> étage, 4, place Jussieu, 75230 Paris Cedex 15. Tél. : 336.25.25.  
Etablissement public.  
Admission : bacheliers (C, D, E) ; DUT ; maths spé. ; DEUG.  
Durée des études : cinq ans (4 ans pour DUT, 3 ans pour DEUG et maths spé.).

**UTC****Université de technologie de Compiègne**

B.P. 233, 60206 Compiègne Cedex. Tél. : (4) 420.99.77.  
Etablissement public.  
Admission en tronc commun : bacheliers (C, D, E), puis DUT, BTS, DEUG A et classes préparatoires.  
Durée des études : trois à cinq ans, suivant le niveau d'entrée.

## LA FORMATION CONTINUE

Bien que très ancienne, la manne formation continue a pris son plein essor avec la loi de juillet 1971. De très nombreuses possibilités sont offertes aux postulants. Il faut être très prudent car, parmi les nombreux cours et stages proposés, il en existe de tous niveaux, toutes durées, toutes valeurs et de tous prix.

Quel que soit l'organisme, renseignez-vous :

- contactez, écrivez, téléphonez
- sachez lire les annuaires, dépliants et affiches
- soyez prudents
- soyez critiques.

Parmi les principales grandes familles de formation continue, signalons :

– **Les lycées techniques** : souvent regroupés en GRETA (groupements d'établissements), ils assurent des formations spécifiques liées à leur enseignement initial.

Consulter les brochures ONISEP et les DAFCO.

– **Les écoles d'ingénieurs** : il s'agissait, dans un premier temps, du recyclage de leurs anciens élèves. L'éventail est actuellement beaucoup plus vaste et couvre de nombreux niveaux.

A noter plus particulièrement :

– le Conservatoire national des arts et métiers (CNAM) puisque c'est sa vocation première ;  
– ESE, ENST, ENSIMAG, etc.

– **Les universités** s'ouvrent aussi de plus en plus à la formation continue. Elles sont très actives dans ce domaine, et en particulier celles de Nice,

Marseille, Aix, Caen, Toulouse, Brest, Lyon, Nancy, etc.

A Paris, les différentes activités sont coordonnées par le Centre universitaire parisien d'éducation permanente, ou CUEP.

– **L'Association nationale pour la formation professionnelle des adultes**, ou AFPA, développe une double activité :

- au niveau individuel ;
- en groupe, au niveau de l'entreprise.

– **Les constructeurs et les SSCI** ont une action importante, les premiers étant, bien sûr, focalisés sur leurs productions.

– **Les chambres de commerce et un grand nombre d'écoles privées** (voir à ce sujet les publications de l'Après-Bac, et en particulier le Spécial Informatique, qui contient une liste de 500 écoles classées (22, rue Richer, 75009 Paris).

Pour toute personne ayant l'intention de poursuivre ou reprendre des études en vue de l'obtention d'un diplôme, il existe des « passerelles » pour rattraper un niveau donné.

Les combinaisons sont trop particulières pour être détaillées dans le cadre de cet article. Il faut retenir que, quels que soient le point de départ et l'objectif souhaité, il y a presque toujours une solution. Pour cela, se renseigner auprès des organismes de formation continue, GRETA, à l'ONISEP, au CNAM ou à ses centres associés, etc.

A noter enfin que le circuit pourra

être long et qu'il faudra beaucoup de temps, de travail et de courage.

André Billès

### Quelques adresses utiles

● **ONISEP** : librairie au 168, bd Montparnasse, 75014 Paris (325.05.98) et délégations régionales.

● **DAFCO** Paris : 47, rue des Ecoles, 75005 Paris (329.12.13).

● **CNAM** : 292, rue St-Martin, 75003 Paris (271.24.14).

● **CIUPEP** Paris VI : 2, place Jussieu, 75005 Paris (336.25.25).

● **AFPA** : 13, place de Villiers, 93100 Montreuil (858.90.40).

● **Centre national de télé-enseignement (CNTE)** : 60, bd du Lycée, 92171 Vanves Cedex (554.95.12) (enseignement par correspondance).

**Le CESELEC (Centre d'études supérieures en électricité, électronique et informatique) est une association regroupant des établissements de formation, des industries et deux ministères (Relations extérieures et Education nationale). Il a pour but de conseiller et informer le public, tout en organisant des programmes.**

**Le CESELEC édite notamment des brochures dont une nous a beaucoup aidé dans cet article et qui s'intitule : « Les écoles d'ingénieurs ».**

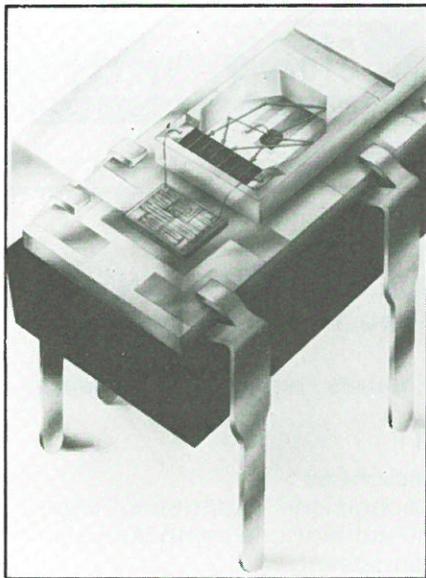
**Voici son adresse. CESELEC, 2, avenue Hoche, 75008 Paris. Tél. : (1) 766.03.08.**

# LES PRODUITS CONNEXES

## de visu

### Relais statique photovoltaïque

Ce nouveau type de relais, destiné aux mêmes applications que les relais reed électromécaniques, comporte un réseau isolateur photovoltaïque en même temps qu'un nouveau circuit intégré de puissance dénommé « BOS-FET » (transistor commutateur de sortie; bi-directionnel, à effet de champ) et peut être considéré comme un équivalent à l'état solide des relais Reed électromécaniques.



Tout comme ces derniers, ce relais peut contrôler divers signaux alternatifs ou continus, ceci avec une fiabilité nettement supérieure.

**International Rectifier**  
Tél. : (6) 920.70.50

### Selfs de stockage

La croissance du marché de l'alimentation à découpage a augmenté les besoins en selfs de stockage pour cette utilisation.

**Hartmann** offre, avec une grande production de noyaux toroïdaux, une large gamme de selfs de mémoire de 0,63 à 63 ampères en plusieurs versions.

**Arnould Electro-Industrie**  
Tél. : (1) 257.11.33  
Tx : 290 240

### Kit d'essai pour encres polymères

Ce kit permet une première investigation à faible coût des nombreuses possibilités offertes par les encres polymères.

Cet ensemble comprend des encres conductrices au cuivre et à l'argent, du cuivre soudable, des encres résistives 1 k $\Omega$  et 10 k $\Omega$  ainsi que des isolants pour sous-couche et protection.

On peut ainsi réaliser une circuiterie complète sur circuit imprimé. Un catalogue gratuit établissant un synoptique de toutes les phases de fabrication à partir de différents supports est disponible sur simple demande.

**Techni-Industries France**  
Tél. : (1) 889.18.30

### Connecteur optique

Ce composant de raccordement a été créé pour répondre aux besoins de plus en plus importants des réseaux câblés en fibres optiques.

Dénommé « Bornoptique », il est intermédiaire entre le connecteur fixe et l'épissure permanente et offre la possibilité d'un raccordement monovoie, démontable, à faibles pertes et de faible coût installé.

Sa mise en œuvre sur le site est rapide, du fait de l'utilisation d'un outillage spécifique garantissant un taux élevé de productivité au niveau de l'installation.

**Socapex**  
Tél. : (1) 722.91.13  
Tx : 204 780

### Modules à effet Peltier

Ces nouveaux modules **Melcor** à effet Peltier sont de dimensions particulièrement petites (à partir de quelques millimètres) et ne requièrent qu'un faible courant (0,8 A max.).

Disponibles de 4 à 66 couples, les puissances de pompage vont de 0,22 à 3,62 W pour des tensions d'alimentation de 0,48 à 8 V. La différence de température maximum correspondant à une puissance de pompage nulle est de 67,5 °C. Ils sont particulièrement recommandés pour le refroidissement des diodes laser, CCD, etc.

**Equipements scientifiques**  
Tél. : (1) 741.90.90  
Tx : 204 004

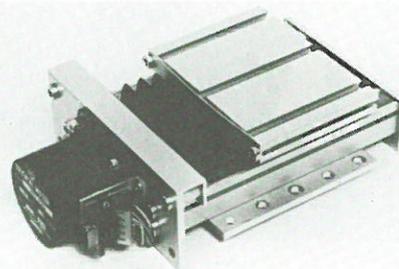
### Avance linéaire avec moteurs pas à pas

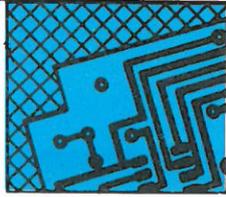
Cette avance linéaire est équipée d'une vis à bille de 8 mm de diamètre au pas de 200 entraînée par un moteur pas à pas de 200 incréments par tour, soit un angle de 1,8 degré par

pas. Le chariot est guidé par deux roulements linéaires à circulation de bille.

Cet ensemble permet la réalisation de systèmes automatiques et de robotisation.

**Weeq**  
Tél. : (50) 44.19.19  
Tx : 370 836





## PRODUITS CONNEXES

### Supports pour substrat céramique

Cette gamme de supports LHCC pour substrat céramique sans broche est conforme à la norme JEDEC types A et B. La hauteur totale maximum au-dessus de la carte est de 7 mm.

Le substrat est immobilisé par un couvercle métallique encliquetable à large ouverture pour une bonne ventilation et le passage éventuel d'un radiateur.

Les contacts surmoulés sont à sorties cambrées à souder au pas de 2,54 mm.

AMP

Tél. : (3) 030.92.20

Tx : 698 205

### Capteurs haute-pression

Les capteurs Paroscientific de la série 40, dont l'élément sensible est un cristal de quartz monté en résonateur, couvrent quatre étendues de mesures, selon le modèle : 0 à 100, 0 à 210, 0 à 350 ou 0 à 700 bars absolus.

Le signal carré de sortie, d'amplitude 5 V, voit sa fréquence varier de 34 à 38 KHz en fonction de la pression.

L'hystérésis est de  $5 \cdot 10^{-5}$  de l'E.M. Pouvant être alimentés de 8 à 35 V continu, ces capteurs consomment 4 mA.

FGP Instrumentation

Tél. : (3) 055.74.92

Tx : 695 539

### Manches de commande

Fabriqués par Penny & Giles Potentiometers sous les références JS1, JS2 et JS3, ces manches de commande sont à une, deux ou trois directions et sont destinés à l'industrie, dans les automatismes, la robotique et les systèmes de contrôle.

Ces manches possèdent une ou deux sorties potentiométriques sur chaque axe. Ils ont également un retour ou maintien en position.

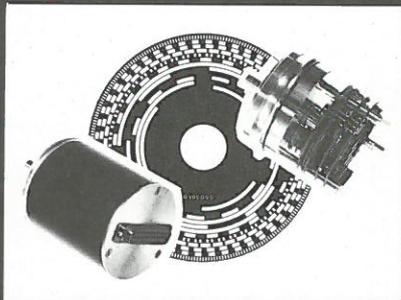
En option, ils peuvent avoir un switch en position homme mort ou fin de course, un levier non standard, blocage et déblocage du levier, etc.

Sedeme

Tél. : (1) 580.72.00

Tx : 200 676

## CODEURS OPTIQUES ABSOLUS ET INCREMENTAUX, LINÉAIRES ET ROTATIFS



#### • absolus

- rotatifs simple et multi tours
- jusqu'à 13 bits et 4.096 tours
- codes : gray, binaire, BCD, etc.
- linéaires; jusqu'à plusieurs mètres,
- zéro électronique
- tous codes

#### • incrémentaux :

- jusqu'à 2.500 joints
- top zéro
- nombreux modèles dont avec arbre creux

Toutes exécutions spéciales sur demande

**ELESTA**

1, av. Herbillon. 94160 ST-MANDÉ

Tél. : (1) 374.42.82

SERVICE-LECTEURS N° 57

## CHAUVIN ARNOUX L'ASSURANCE QUALITÉ

### Centrale de surveillance AUTONOME CSP10

10 Entrées directes pour capteurs de température (Couples thermoélectriques type J ou couples thermoélectriques type K ou résistance thermométrique Pt 100  $\Omega$ )  
8 Entrées logiques • Résolution : 0,1°C • Imprimante incorporée • Deux seuils (haut et bas) par voie • Horloge : Mois, Jours, Heures, Minutes • 10 vitesses de scrutation • Alimentation incorporée ou externe ou secteur.



DISPONIBLE SUR STOCK

F 016



**CHAUVIN  
ARNOUX**

190 rue Championnet - 75018 PARIS - Tél.(1) 252 82 55

SERVICE-LECTEURS N° 58

ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 41 - PAGE 115

# SOLDER DESOLDER

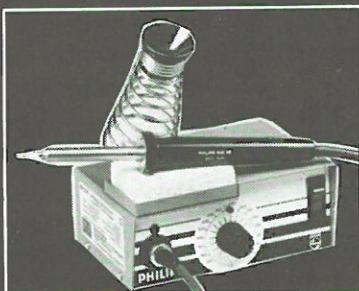
## la performance

efficacité

sécurité

précision

ENSEMBLE DE SOUDAGE  
REGULATION ELECTRONIQUE  
GAM 48-303  
220 V/24 V - 50 W



### ENSEMBLES DE DESSODAGE A TEMPERATURE REGLABLE

220 V / 24 V  
TYPE 61.371 - 30 W  
TYPE 63.371 - 40 W



**DEI** DEPARTEMENT EQUIPEMENTS  
ET TECHNIQUES POUR L'INDUSTRIE  
37, RUE DE BITCHE - 92400 COURBEVOIE - TEL. (1) 334.31.51



L'avance technologique

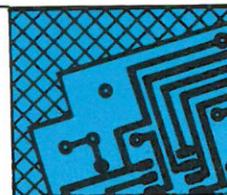
SEIZY PARIS

VEUILLEZ M'ENVOYER UNE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM \_\_\_\_\_  
SOCIETE \_\_\_\_\_  
FONCTION \_\_\_\_\_  
ADRESSE \_\_\_\_\_  
CODE POSTAL \_\_\_\_\_

EA

SERVICE-LECTEURS N° 59



PRODUITS CONNEXES

### Capteur inductif de déplacement

Le PS6-2-P00 est un capteur inductif de déplacement essentiellement destiné à la métrologie dimensionnelle. Il se distingue par sa miniaturisation ; le diamètre du corps est en effet de 6 mm. Il peut être logé dans des endroits difficilement accessibles (fixation d'extrémité de diamètre 4 mm).

Par ailleurs, il conserve les mêmes qualités qu'un capteur traditionnel, à savoir une course de 2 mm et une linéarité meilleure que 0,2 %.

Étudié pour le contrôle de pièces petites et complexes nécessitant de nombreux capteurs très rapprochés, il peut trouver des applications soit sur des micromachines, soit en extrémités de pinces de robots.

Phytrans

Tél. : (3) 958.71.64

Tx : 696 243

### Fusibles retardés

Les fusibles Bussmann des séries MDL et MDV, à double élément et action différée, sont particulièrement étudiés pour les applications à haute fiabilité lorsqu'il existe des paramètres critiques tel la résistance en basse tension et/ou l'amplitude et la durée des appels de courant.

La caractéristique de temps de retard de ces fusibles est supérieure à celle des autres fusibles type fusion lente. A 200 % de la charge, ce temps de retard est de 16 à 18 s. Les fusibles série MDL sont en tubes standard et ceux de la série MDV sont à fil radial.

ISC France

Tél. : (1) 506.42.75

Tx : 614 596

# LES COMPOSANTS ACTIFS

## de visu

### Echantillonneur-bloqueur

Le TP 007 est un circuit haute vitesse, conçu pour les applications vidéo (acquisition des données, traitement vidéo). Ses spécifications sont les suivantes :

- 2 sorties 5 V, avec un courant maximum de sortie de 30 mA ;
- un temps d'acquisition maximum de 40 ns ;
- une tolérance de  $\pm 0,1\%$  ;
- une largeur de bande passante de 40 MHz ;
- une vitesse d'échantillonnage de 17 MHz.

Teledyne Philbrick  
Tél. : (1) 757.19.40  
Tx : 611 752

### Diodes Schottky Silicium

Fabriquée par Scientific Devices, cette famille de diodes Schottky est présentée en configuration « beam lead » – simple ou multidiodes (paires, en anneau, en pont comportant 4 ou 8 diodes).

Les caractéristiques sont les suivantes :

- en « low barrier » :  $V_F = 300$  mV,  $V_{BR} = 2$  V,  $C_{JO} = 0,06$  à  $0,25$  pF,  $F_B = 6,5$  à  $7,5$  dB.
- en « medium barrier » :  $V_F = 350$  à  $370$  mV,  $V_{BR} = 3$  V,  $C_{JO} = 0,6$  à  $0,25$  pF,  $F_B = 6,5$  à  $7,5$  dB.

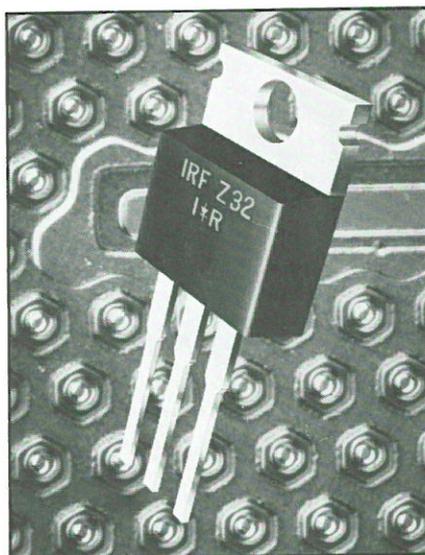
A cette famille de diodes s'ajoutent des diodes de détection – également en « beam lead » –, à polarisation nulle, utilisables jusqu'à 40 GHz.

Kontron Electronique  
Tél. : (3) 946.97.22  
Tx : 695 673

### MOSFET « Hexfet II »

Ces transistors supportent 50 V et leur résistance directe a été abaissée dans un rapport de 3 à 4,5 fois par rapport aux modèles existants.

Quatre types différents sont disponibles : IRFZ20 - IRFZ22 et IRFZ30 - IRFZ32, présentés dans un boîtier plastique TO-220 AB. En fonction du type, on notera que le IRFZ20 a une résistance drain-source à l'état passant de  $0,10\ \Omega$  et un courant drain continu de 15 A. Le modèle IRFZ30 a une résistance drain-source de  $0,05\ \Omega$  en état conducteur et un courant drain continu de 30 A.



Ces dispositifs conviennent particulièrement aux applications telles qu'alimentations à découpage, contrôles de moteurs, hacheurs, amplificateurs basse fréquence, circuits d'impulsions à hautes énergies et aux systèmes fonctionnant à partir de batteries à basse tension, automobile et équipements portatifs, par exemple.

International Rectifier  
Tél. : (6) 920.70.50  
Tx : 600 943

### RAM C-MOS

Ces RAM C-MOS organisées en  $16\text{ K} \times 4$  représentent une alternative intéressante à leurs équivalents bipolaires, en termes de temps d'accès et consommation.

Ces mémoires statiques à lecture/écriture sont référencées CY 7C189 et CY 7C190 et existent en temps d'accès de 15 et 25 ns. La consommation de la version 15 ns est de 90 mA, celle de la 25 ns de 55 mA maximum. Comme pour tous les autres boîtiers C-MOS fabriqués par Cypress, la tension d'alimentation est de  $5\text{ V} \pm 10\%$ .

Ces deux mémoires sont disponibles en boîtier standard 16 broches Cerdip ou plastique en gamme civile 0-70 °C. Elles existent également en gamme militaire - 55 à + 125 °C en boîtier Cerdip pour la version 25 ns.

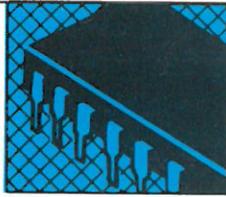
Newtek  
Tél. : (1) 687.60.25  
Tx : 203 936

### RAM dynamique 64 K X 4

Cette mémoire de 256 K est destinée aux marchés des mémoires de masse, des cache-mémoires, des mémoires d'écran et des mémoires principales d'ordinateur, où vitesse (temps d'accès 150 ou 120 ns) et faible consommation (25 mW au repos) sont requises. Elle est référencée MB 81464. Proposée en boîtier 18 broches plastique ou céramique, elle fonctionne en mode page pour un accès rapide d'un des 256 bits d'une rangée quelconque.

Les sorties sont compatibles TTL.

Fujitsu Mikroelektronik  
Tél. : (1) 855.16.46  
Tx : 231 684



## COMPOSANTS ACTIFS

### Doubles diodes Schottky

Particulièrement destinés aux alimentations à découpage, les modules « Isopak » regroupent deux diodes Schottky sous un même boîtier isolé.

Bien que placées sur une embase métallique commune, les diodes sont parfaitement séparées galvaniquement l'une de l'autre et peuvent être montées directement sur les cartes à circuits imprimés, sans isolation. Le montage en est simplifié et le refroidissement amélioré. Ces modules à deux diodes Schottky sont référencés BY5 98 (2 x 50 A) et BY5 92 (2 x

80 A). Les tensions inverses de pointe périodiques sont annoncées pour 40-45-50 V. L'anneau de garde et la température de jonction de 175 °C confirment leur haut niveau de performances.

**Siemens**  
Tél. : (1) 820.61.20  
Tx : 620 853

### Circuit de contrôle téléphonique

Ce circuit 28 broches fournit les fonctions suivantes : adaptation pour la ligne et la transmission, générateur multifréquences, alimentation de la

circuiterie environnante. Il peut s'interfacer avec un micro-calculateur pour la conception de téléphones plus élaborés. La fonction « transmission-adaptation » est la suivante : amplification du micro et de l'écouteur, contrôle de gain en fonction de la longueur de ligne, adaptation d'impédance automatique et conversion 2 fils/4 fils. Le préampli du micro est

caractérisé par un taux de rejection en mode commun élevé pour une meilleure immunité contre la diaphonie, les interférences RF et le bruit. Caractéristique de l'ampli d'écouteur : gain ajustable, pas de « clic » à la commutation et basse consommation.

**Thomson Semiconducteurs**  
Tél. : (3) 946.97.19  
Tx : 204 780



# techniphone

télécommunications



Spécialiste de la radio-navigation et de la téléconduite, Techniphone, qui représente la Division Télécommunication du groupe MORS, conçoit et réalise également des systèmes de télémétrie très performants.

La gamme CEMCO couvre tous les produits constituant des Télémétries Analogiques et Numériques, au sol ou embarquées, de type PAM, FM et MIC :

- ACQUISITION
- CODAGE
- LIAISON HERTZIENNE OU FILAIRE
- DE MODULATION
- SYNCHRONISATION
- DECOMMUTATION
- TRAITEMENT
- VISUALISATION

#### REFERENCES

Air France, Avions Marcel Dassault, CAEPE, CEAT-Toulouse, Centre d'Essais des Landes, Centre d'Essais de la Méditerranée, Centre d'Essais en Vol (Cazaux, Istres, Brétigny), CGTM, DCAN, DTCA, ETCA, Engins Matra, SFIM, SNIAS, Thomson...

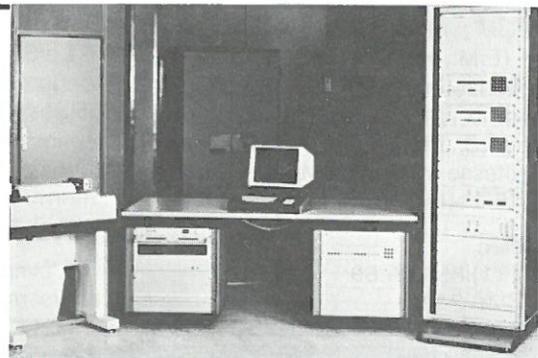
**Techniphone** : DIRECTION COMMERCIALE, Centre Parisnord - Bât Ampère  
B.P. 246 - 93153 LE BLANC-MESNIL Cedex - Tél. : (1) 865.33.23 - Télex : 231 297 F

#### PRODUITS

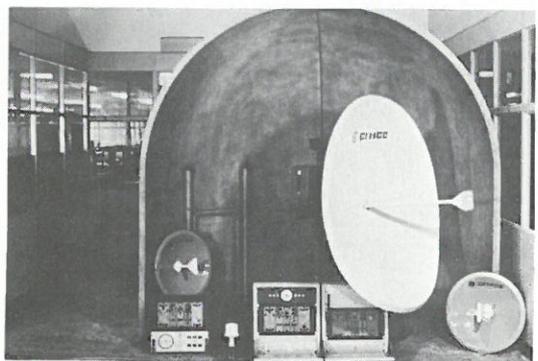
- FM** : Traducteurs tension fréquence, Discriminateurs.
- PAM** : Multiplexeurs et Synchronisateurs/Décommutateurs.
- PCM** : Synchronisation et Décommutation.
- LIAISON** : Emetteurs, Récepteurs, Aériens, Bandes magnétiques.
- TRAITEMENT ET VISUALISATION** : Ensembles à microprocesseurs, Calculateurs et Périphériques associés.
- SIMULATION** : Sous porteuses FM. Simulateur complet d'un message PAM ou MIC avec évolution de paramètre différents.

#### REALISATIONS

Centre d'Essais AIR, Souffleries, Bancs d'Essais, Intégration et Réception lanceurs et satellites...



*Système de transmission (émission-réception).*



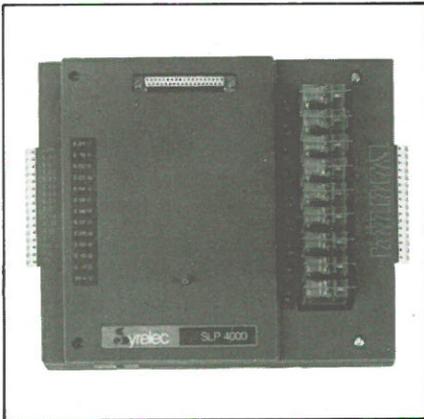
*Unité d'acquisition, de démultiplexion, synchronisation, décommutation et traitement.*

# LES ÉQUIPEMENTS

## de visu

### Automate programmable

Le SLP 4000 est un automate programmable possédant au maximum 12 E/8 S plus un chien de garde.



Tout en étant de dimensions réduites, cet automate a des particularités intéressantes : mémoire 2 Ko RAM ou EPROM ; relais de sortie embrochables (E.M. ou statiques) ; câblage par 2 connecteurs ; circuits d'entrée du type modulaire ; 4 types d'entrée standard, PNP ou NPN, avec option en vitesse rapide ; langage comprenant 9 instructions.

**Syrelec**

Tél. : (1) 854.05.59

Tx : 240 210

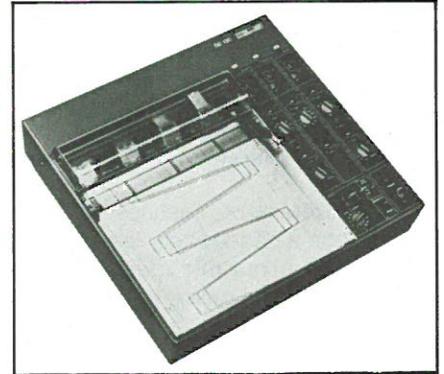
### Enregistreur à détection digitale de position

La détection de position dans les enregistreurs à compensation a été réalisée, jusqu'à présent et presque exclusivement, par des procédés analogiques comme, par exemple, avec des potentiomètres linéaires ou blindés. Sur le nouvel enregistreur à 1, 2 ou 3 canaux à table horizontale SE 130, il est fait usage pour la première fois d'un système digital de mesure de position sans contact et optoélectronique.

Le nouveau système de chargement de l'avant du SE 130 simplifie considérablement la mise en place du rouleau d'enregistrement aux normes DIN. La simple pression d'un levier permet le pivotage vers l'avant de l'appareil de la table de déroulement complète, ainsi que sa remise en place après changement du rouleau.

Le SE 130 constate de manière autonome quels sont les tiroirs d'entrée utilisés, quelle vitesse d'avance est sélectionnée, détecte les positions de tous les commutateurs et imprime ces informations en clair comme procès-verbal de mesure complet.

L'éventail des tiroirs d'entrée va des tiroirs monogammes et multigammes



(pour courant et tension continus) aux tiroirs pour transitoires en passant par les tiroirs « température ».

**Brown Boveri France**

Tél. : (1) 790.65.60

### Accessoire de coffret pour micro-ordinateur

Les modèles d'enveloppes les plus demandés pour l'habillage des micro-ordinateurs modernes comprennent généralement des possibilités de montage pour cartes aux formats européens et une face avant avec couvercle abattant.

La face avant la plus typique se compose d'un écran pour moniteur 9" et d'un emplacement pour disques floppy de 5 1/4". Le couvercle sur charnière peut incorporer un clavier complet et protéger, en position fermée et lors du transport, le clavier et les éléments montés sur la face avant.

Face avant et couvercle sont en matière synthétique moulée par injection. De plus la structure robuste en aluminium du coffret assure une bonne stabilité à l'ensemble et une protection efficace contre les radiations électriques parasites.

Il existe encore deux autres configurations de face avant :

- une ouverture pour moniteur 9" et un espace sans découpe ;
- une ouverture pour moniteur 9" et une deuxième ouverture pouvant recevoir au choix différentes faces avant en matière synthétique injectée.

**Schroff**

Tél. : (88) 54.49.33

Tx : 880 710

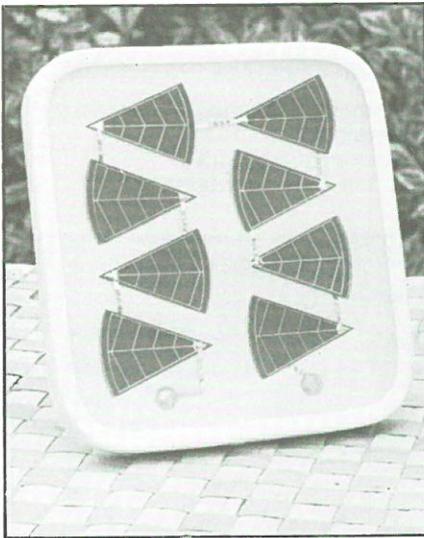


# L'OPTO-ÉLECTRONIQUE

## de visu

### Panneau solaire

Ce panneau solaire au silicium monocristallin fournit 200 mA sous 3 V en conditions standard (1 kWh/m<sup>2</sup>, 1,5 à 25 °C). Il permet de recharger rapidement 2 ou 4 batteries NiCad de modèle R6 ou peut servir de source d'alimentation pour de petits systèmes 3 V.



La charge la plus rapide est de 5 heures en plein soleil pour 4 batteries. Orientation conseillée par rapport à l'horizontale : 30° en été, 65° en hiver.

Applications : calculatrices, jouets, flash, caméras, « walkman », radiorécepteurs, rasoirs électriques...

CCI Solaire

Tél. : (1) 666.21.82

Tx : 203 881

### Détecteur photoélectrique

Fabriqué par Baumer Electric, ce détecteur a une portée de 4 m. Référencé FZD 40, il est présenté en boîtier plastique DIN. Sa variante « DC » s'alimente sous 10 à 40 V/200 mA et est protégée contre l'inversion de polarité et les court-circuits. Sa variante « AC » accepte 20 à 250 V/20 à 500 mA.

Les deux variantes ont une LED de contrôle, une compression de parasites dans le signal, ainsi que la compensation de lumière externe.

Que ce soit les types AC ou DC, on peut, grâce à la large plage de tension et de courant, commander directement des relais, compteurs ou circuits électroniques.

Elesta Electronique

Tél. : (1) 374.42.82

### Afficheurs

#### « grand format »

Ces afficheurs à cristaux liquides, alphanumériques et graphiques, figurent parmi les plus grands du marché, mesurant 270 x 110 x 11,5 mm. Fabriqués par Hitachi, leur résolution est de 128 x 480 points. Ils fonctionnent dans une gamme de température de 0 à + 40 °C.

Franelec

Tél. : (6) 920.20.02

Tx : 690 826

### Détecteurs optiques

Destinés au marché des automatisés, ces détecteurs se répartissent en trois familles :

– barrages reflex. En boîtiers métalliques, ces modèles opèrent à une distance maximale de 12 m ;

– barrages face à face. Ce sont des modèles miniatures à haute définition optique. Exemples : diamètre 8 mm, portée 1,20 m ; diamètre 25 mm, portée 6 m ;

– détecteurs de proximité. Optiques très performantes ; exemple : portée 3 m en réflexion directe sur une surface blanche.

Optel

Tél. : (1) 857.58.33

Tx : 220 429

### Afficheurs numériques

Ces afficheurs vont du modèle 7 segments simple ou double jusqu'aux alphanumériques et matrices 35 points.

La luminosité varie en catégorie standard de 0,4 à 1,4 mcd par segment sous 10 mA. Ils sont proposés en quatre couleurs : rouge, jaune, vert et orange. La gamme haute luminosité offre des valeurs de 1,15 mcd à 3,5 mcd par segment sous 10 mA.

Le fabricant, Liton, est en mesure de fournir d'autres afficheurs à la demande.

Orbitec

Tél. : (1) 258.15.10

Tx : 641 356

### Afficheur

#### « intelligent »

Cet afficheur au GaAsp rouge de 4,1 mm de hauteur comporte quatre caractères à 16 segments. Il possède une vitesse d'accès plus élevée et une plus forte immunité aux décharges électrostatiques.

Soudable à la vague, le HPDL-2416 peut donc être monté plus rapidement et plus économiquement.

Son fonctionnement est garanti sur une plage de température entre - 20 et + 70 °C. Le temps d'accès au circuit intégré de 160 ns le rend directement compatible avec les microprocesseurs.

Des diodes de sécurité assurant une excellente protection contre les décharges électrostatiques et la conception particulière du boîtier offrant une tolérance thermique élevée contribuent à une amélioration de la fiabilité.

Hewlett-Packard

Tél. : (6) 077.83.83

Tx : 692 315

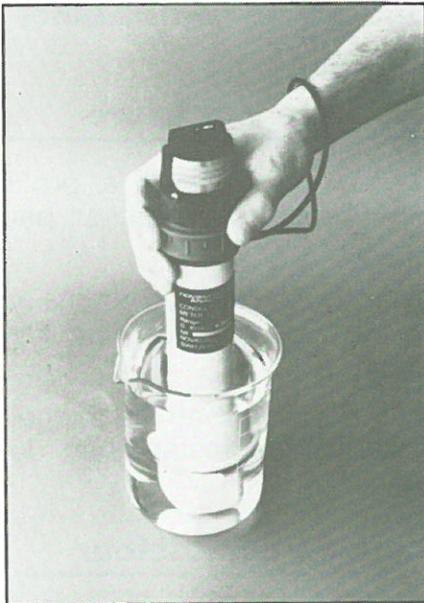
# LA MESURE

## de visu

### Conductibilité de l'eau

Le C.T.M. de Novasina est un appareil de mesure essentiellement prévu pour la mesure de la conductibilité de l'eau par une méthode inductive permettant de s'assurer des systèmes à électrodes.

Très facile d'emploi, cet instrument permet les mesures de 0 à 10 000  $\mu\text{S cm}^{-1}$  avec une précision de  $\pm 0,5 \%$ .



La lecture de la valeur mesurée se fait par alignement (commutation de deux LED) et visualisation sur compteur à 3 chiffres.

L'appareil est alimenté par une pile de 1,5 V.

**Chauvin-Arnoux**  
Tél. : (1) 252.82.55

### Oscilloscopes bicaux

Destinés aux laboratoires et services de maintenance, ces oscilloscopes – référence M 6001, M 6002 et M 6003 – ont des bandes passantes allant de 20 à 60 MHz. Le déclenchement s'effectue au choix : en interne, en externe, secteur.

Sur les appareils M 6002 et M 6003, le déclenchement sur valeur de crête et le déclenchement normal sont de série, au même titre que le déclenchement alterné pour signaux asynchrones et que la fonction d'inhibition (hold-off), variable pour le déclenchement fiable de signaux complexes.

La base de temps est calibrée ou variable. Avec les sept gammes réglables de retard de balayage (sweep delay), il est possible de dilater et de visualiser clairement comme avec une loupe une fraction de signal.

**BBC-Brown-Boveri France**  
Tél. : (1) 790.65.60  
Tx : 620 886

### Enregistreurs UV

#### « applications embarquées »

Ces enregistreurs fabriqués par Micromovements, dont la source UV est une lampe à halogène à démarrage instantané, sont compacts, légers et polyvalents.

Grâce à un choix d'amplificateurs incorporés, il est possible d'alimenter, de traiter et donc d'enregistrer jusqu'à dix capteurs en simultanément (force, pression, déplacement, débit, température, accélération, etc.).

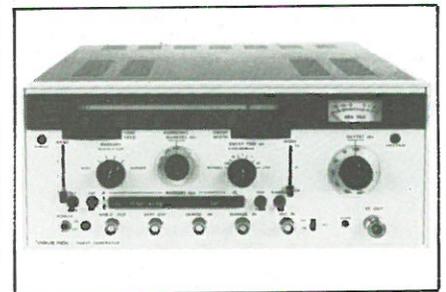
Utilisables sur secteur ou batteries, ces enregistreurs sont appréciés dans les applications embarquées (automobile notamment).

Parmi les facilités offertes à l'utilisateur, on peut noter l'affichage numérique visualisant chaque voie, la télécommande à distance des diverses fonctions de l'appareil et la mémorisation des transitoires portant la bande passante à 100 kHz.

**Schaevitz**  
Tél. : (3) 875.80.40  
Tx : 695 321

### Vobulateur programmable

Le modèle 2005 de Wavetek est un vobulateur qui peut couvrir la bande 1 à 4 500 MHz en un seul balayage, avec un système original de génération de marqueurs qui permet de couvrir toute la bande avec une régularité remarquable. Ces marqueurs peuvent être espacés au choix de 1, 10, 50, 100 ou 500 MHz.



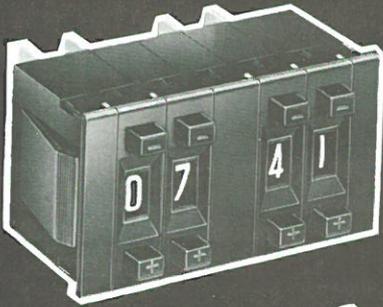
Les autres innovations techniques du modèle 2005 comprennent un système de régulation du niveau à mieux que  $\pm 0,75 \text{ dB}$ , une technique de nivellement qui améliore la distorsion harmonique lorsque le niveau RF est réduit, et des oscillateurs différentiels pour annuler les non-linéarités dans la bande 1 à 1 500 MHz.

Le 2005 permet de régler l'amplitude et la largeur des marqueurs ; il possède une sortie calibrée de + 13 à - 57 dBm et une entrée pour marqueur extérieur.

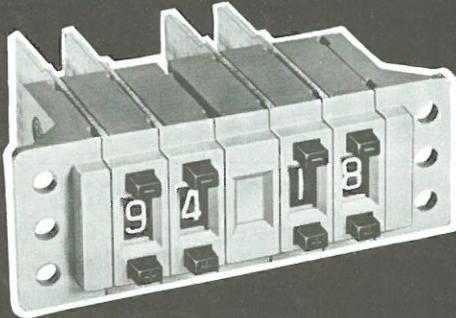
**Elexo**  
Tél. : (6) 930.28.80  
Tx : 600 517



**IVO** un programme complet de commutateurs



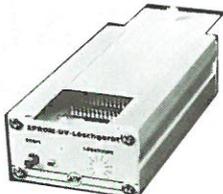
Echantillon gratuit sur demande



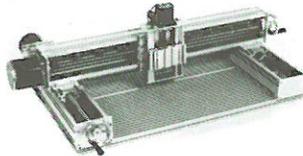
**IVO industries**

Z.I. - Sud - Strasbourg-Illkirch B.P. 103  
67403 Illkirch Cedex, Tél. (88) 65.00.55, Télex 890 453

SERVICE-LECTEURS N° 133

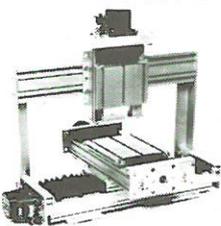


Effaceur  
d'EPROM  
N° 1930  
525,00 F



Perceuse Fraiseuse  
pour CI N° 2219 400 × 300 mm  
14 400 F

Perceuse Fraiseuse  
pour CI N° 2211 150 × 250 mm  
10 800 F



Insolateur UV  
pour films et plaques 620 × 400 mm  
N° 1910 1308 F



Avance automatique  
avec Cde N° 2260  
1 668 F

Tel (50) 44 19 19 Telex 370836  
**weeq**  
CERNEX F 74350 CRUSEILLES

SERVICE-LECTEURS N° 134

PAGE 126 - ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 41

## INDEX DES ANNONCEURS

ACCORD ELECTRONIQUE.....	113
AGEMIP .....	61
ALMEX .....	13
ARNOULD ELECTRO-INDUSTRIE .....	41
AUXITROL .....	61
A2M.....	111
BAFA.....	107
BALUFF .....	34
BECKMAN.....	93
BFI .....	11
BLANC MECA.....	107
BRADY .....	121
CCI.....	56
CEAT.....	123
CELDIS/DIODE.....	42
CHEVAL.....	4
CHAUVIN-ARNOUX.....	97-103-105-113-115
DATA RD.....	72
EDITIONS WEKA .....	127
ELECTRO CONCEPT.....	125
ELESTA .....	115
ESI.....	121-125
EUROMEGA .....	50
EYROLLES .....	128-129
GEPSI/PANASONIC.....	27
GP .....	2° couv.
GRUPE COOPER/WELLER.....	82
INSTITUT NATIONAL DES TELECOMMUNICATIONS.....	103
INTERNATIONAL RECTIFIER .....	62
I.U.T. ORSAY .....	113
KAP.....	97
LE DEPOT ELECTRONIQUE .....	26
MESUREUR.....	62
METTLER OPTIC.....	41
MIW.....	71
MONITEUR PROF. DE L'ELECTRICITE.....	3° couv.
MORS.....	119
NEC.....	8-9
ORIEL.....	61
PANTEC.....	97-105
PHILIPS .....	42-87
PHILIPS DETI.....	116
RDI.....	81
ROHDE ET SCHWARZ.....	85-91
RTF.....	89
SEIPRA-MESUREX .....	95
SICERONT KF.....	62
SIEMENS.....	4° couv.
SILICONIX.....	95
SPETELEC.....	103
SPRAGUE .....	109-117
SYSCOM.....	3
TEKTRONIX.....	6-7-15-105
WEEQ.....	126
ZMC.....	83